Caracterización de un sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THz en el dominio de tiempo (THz-TDS).

Mónica Burgos Yampuezan

Universidad CESMAG
Facultad de Ingeniería
Programa de Ingeniería Electrónica
San Juan de Pasto
2025

Caracterización de un sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THz en el dominio de tiempo (THz-TDS).

Mónica Burgos Yampuezan

Asesor:
John Evert Barco Jimenez

Universidad CESMAG
Facultad de Ingeniería
Programa de Ingeniería Electrónica
San Juan de Pasto
2025

Contenido

1. Problema de Investigación 15

1.1 Objeto de Investigación 15

1.2 Línea de Investigación 15

1.3 Sub línea de Investigación 15

1.4 Planteamiento o Descripción del Problema 15

1.5 Formulación del Problema 17

1.6 Objetivos 17

1.6.1 Objetivo General 17

1.6.2 Objetivos Específicos 17

1.7 Justificación 17

1.8 Delimitación 19

2. Tópicos de Marco Teórico 20

2.1 Antecedentes 20

2.1.1 Mejora del rendimiento de los sistemas de espectroscopia de cuasi sistemas de espectroscopia en el dominio del tiempo mediante ciclo de trabajo del láser 20

2.1.2 Predicción y monitorización del contenido de agua en las hojas de las plantas de soya mediante espectroscopia de terahertz en el dominio del tiempo. 21

2.1.3 Sistema compacto basado en láser de diodo para espectroscopia de terahercios en onda continua y en el dominio del tiempo. 22

2.1.4 Evaluación no destructiva de la hidratación del cemento con ondas electromagnéticas pulsadas y continuas de Terahertz. 24

2.1.5 Imágenes y espectroscopia de terahercios del cáncer de piel 26

2.1.6 Indicador de evaluación de la hidratación de la córnea basado en la espectroscopia de terahercios en el dominio del tiempo. 27

2.2 Enunciado de los supuestos teóricos 28

2.2.1 Radiación THz 28
2.2.2 Estudio de líquidos con espectroscopia THz 29
2.2.3 Espectroscopia THz en el dominio del tiempo (THz-TDS) 29
2.2.4 Sistema THz-TDS 30
2.2.5 Línea de retardo óptico (ODL) 32
2.2.6 Reflexión y transmisión 33
2.2.7 Absorción y dispersión 36
2.2.8 Muestreo óptico 39
2.3 Definición de conceptos 40
2.3.1 Definición nominal de conceptos 40
2.3.2 Definición operativa de conceptos 40
2.4 Hipótesis 40
2.4.1 Hipótesis de investigación 40
2.4.2 Hipótesis nula 40
2.4.3 Hipótesis alternativa 40
3. Metodología 41
3.1 Enfoque 41
3.2 Método 41
3.3 Paradigma 41
3.4 Tipo de investigación 41
3.5 Diseño de investigación 42
3.6 Universo 42
3.7 Muestra 42
3.8 Técnicas de recolección de información 42
3.9 Validez de la técnica 43

3.10 Confiabilidad técnica 43
3.11 Instrumentos de recolección de la información 43
4. Resultados de la investigación 44
4.1 Diseño e implementación de la línea de retardo óptico de bajo costo 44
4.1.1 Descripción de la Línea de retardo óptico 44
4.1.2 Configuración experimental 47
4.1.3 Transmisión y recepción de datos 49
4.1.4 Tarjeta de Adquisición de Datos NI MyDAQ 53
4.1.5 Análisis de la señal óptica 59
4.2 Demostración experimental 63
4.2.1 Experimento 1: Evaluación de factibilidad 65
4.2.2 Experimento 2: Caracterización del Sistema de Retardo Óptico 67
4.2.3 Experimento 3: Procesamiento de señales 112
4.2.4 Experimento 4: Diagrama de Ojo 115
4.3 Análisis de Resultados 120
4.3.1 Experimento 1: Evaluación de factibilidad 120
4.3.2 Experimento 2: Caracterización del Sistema de Retardo Óptico 122
4.3.3 Experimento 3: Procesamiento de señales 128
4.3.4 Experimento 4: Diagrama de ojo 131
4.4 Conclusiones 135
4.5 Recomendaciones 137

Lista de Tablas

Tabla 1. Comparación de los resultados del LWC en la soya 21
Tabla 2. Experimentos de Muestreo y Análisis de Señales Ópticas 63
Tabla 3. Comparación de los resultados del muestreo óptico con señales rápidas usando luz láser 67
Tabla 4. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 Hz 70
Tabla 5. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz 72
Tabla 6. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz 74
Tabla 7. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz 76
Tabla 8. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz 78
Tabla 9. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz 80
Tabla 10. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz 82
Tabla 11. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz 84
Tabla 12. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz 86
Tabla 13. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz 88
Tabla 14. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz 90
Tabla 15. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz 92
Tabla 16. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz 94

Tabla 17. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz 96
Tabla 18. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 Hz 98
Tabla 19. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz 100
Tabla 20. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz 102
Tabla 21. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz 104
Tabla 22. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz 106
Tabla 23. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz 108
Tabla 24. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz 110
Tabla 25. Comparación de los resultados entre señales muestreadas y las señales filtradas 115
Tabla 26. Análisis de Calidad de Señales a través del Diagrama de Ojo: Jitter, BER y SNR en Diferentes Longitudes de Trayectoria 119

Lista de Figuras

Figura 1. Esquema del montaje de THz-QTDS para la generación y detección de pulsos THz 20

Figura 2. Funcionamiento multimodo del sistema de THz basado en un láser de diodo de cavidad externa con transformada de Fourier (FTECAL). (a) Montaje experimental, (b) espectro óptico, (c) transitorio de THz, y (d) espectro de THz correspondiente. 23

Figura 3 (a) y (b) Formas de onda del sistema de THz pulsado y de CW en modo de transmisión, respectivamente, (c) y (d) El índice de refracción y el coeficiente de coeficiente de absorción de las muestras de cemento de la onda THz pulsada y onda THz CW respectivamente 25

Figura 4. Índices de refracción complejos de la piel normal y de los carcinomas de células basales (CBC) medidos en transmisión. 26

Figura 5. Ubicación de la radiación THz en el espectro electromagnético 28

Figura 6. Detección coherente de radiación THz 30

Figura 7. Esquema de un montaje típico para la generación y detección de pulsos de THz utilizando pulsos ópticos de femtosegundos 31

Figura 8. Esquema del montaje de un autocorrector de intensidad 33

Figura 9. Reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas polarizadas S y P 34

Figura 10. Reflectividad de la polarización S y P en función del ángulo de incidencia 35

Figura 11. Dispersión dieléctrica en una resonancia 38

Figura 12. Esquema del montaje del sistema de retardo óptico de bajo costo 45

Figura 13. Componentes del sistema de retardo óptico de bajo costo y esquema de procesamiento de señales 48

Figura 14. Diagrama esquemático del circuito transmisor de señal usando un diodo laser 49

Figura 15. Diagrama esquemático del circuito receptor de señal usando un fotodiodo 52

Figura 16. Tarjeta NI myDAQ 54

Figura 17. Diagrama esquemático de la recolección de datos con la NI myDAQ y circuitos receptores del amplificador colector-común 57

Figura 18. Diagrama esquemático de la recolección de datos con la NI myDAQ y el circuito transmisor del amplificador colector-común 58

Figura 19. Interconexiones entre la NI myDAQ y el sistema de retardo óptico 59

Figura 20. a) Esquema que representa la medición del campo de referencia Eref (t), esto es transmitido en el emisor. b) Medición del campo eléctrico de retardo en el detector transmitido a través del medio Eretardo (t). 60

Figura 21. Campo Eléctrico como Función del Tiempo de la Onda Senoidal. 65

Figura 22. Campo Eléctrico como Función del Tiempo: (a) Onda Cuadrada y (b) Onda Rampa 66

Figura 23. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz 69

Figura 24. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz 70

Figura 25. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz 71

Figura 26. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz 72

Figura 27. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz 73

Figura 28. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz 74

Figura 29. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz 75

Figura 30. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz 76

Figura 31. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz 77

Figura 32. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz 78

Figura 33. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz 79

Figura 34. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz 80

Figura 35. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz 81

Figura 36. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz 82

Figura 37. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz 83

Figura 38. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz 84

Figura 39. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz 85
Figura 40. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz 86
Figura 41. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz 87
Figura 42. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz 88
Figura 43. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz 89
Figura 44. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz 90
Figura 45. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz 91
Figura 46. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz 92
Figura 47. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz 93
Figura 48. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz 94
Figura 49. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz 95
Figura 50. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz 96
Figura 51. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz 97
Figura 52. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz 98
Figura 53. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz 99
Figura 54. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz 100
Figura 55. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz 101
Figura 56. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz 102
Figura 57. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz 103
Figura 58. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz 104

Figura 59. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz 105
Figura 60. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz 106
Figura 61. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz 107
Figura 62. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz 108
Figura 63. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz 109
Figura 64. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz 110
Figura 65. Gráfica comparativa de señales sin filtro y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110 cm 113
Figura 66. Gráfica comparativa de señales muestreadas y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 126cm 113
Figura 67. Gráfica comparativa de señales muestreadas y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 142cm 114
Figura 68. Diagrama de ojo de la señal AI0 contra AI1 con una longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110 cm 117
Figura 69. Diagrama de ojo de la señal AI0 contra AI1 con una longitud de trayectoria del pulso en el detector de: a) 126 cm y b) 142 cm 118
Figura 70. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 110 cm 123
Figura 71. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 126 cm 124
Figura 72. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 142 cm 125
Figura 73. Gráfica de Atenuación vs Voltaje con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 110 cm 126
Figura 74. Gráfica de Atenuación vs Voltaje con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de a) 126 cm y b) 142 cm 127
Figura 75. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 110 cm 129

Figura 76. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 126 cm 130

Figura 77. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 142 cm 130

Figura 78. Comparación del Jitter y SNR a Diferentes Longitudes con Frecuencia de 1 Hz y Amplitud de 5 V 132

Lista de Anexos

Anexos A. Adquisición de datos 142
Anexos B. Cálculo de métricas, procesamiento de señales y herramientas visuales 144
Anexos C. Gráfica de Atenuación vs Voltaje 147
Anexos D. Gráfica de Jitter y SNR 150

Introducción

La radiación de THz o Rayos T es una región del espectro de frecuencias poco explorada hasta hace poco no podía ser producida ni detectada debido a la falta de emisores y detectores. Los esquemas de detección de THz se clasifican en gran medida como técnicas coherentes o incoherentes. La detección coherente mide tanto la amplitud como la fase del campo, mientras que la detección incoherente mide la intensidad (Lee, 2009).

La espectroscopia THz en el dominio de tiempo (THz-TDS) ha surgido como una técnica prometedora para caracterizar las propiedades de diferentes tejidos biológicos, porque la radiación de THz no es ionizante y es muy sensible al agua, por lo tanto, es no invasivo y se puede interactuar con este tipo de radiación de manera segura. Esta técnica es de detección coherente y permite determinar los componentes reales e imaginarios de la función dieléctrica de valor complejo (índice de absorción y refracción).

En años recientes el número de aplicaciones de los THz ha crecido significativamente en áreas tan diversas como la seguridad, astronomía, biología, ciencias médicas, bioquímica, inspección de objetos de valor artístico y cultural, las telecomunicaciones de alta velocidad, imagenología, control de calidad de productos alimenticios y agrícolas, etc. Sin embargo, los sistemas de espectroscopía THz-TDS son complejos y caros debido a la fuente láser de femtosegundos y una línea de retardo óptica, por lo tanto, cada día se busca opciones que sean más rentables para generar y detectar la radiación THz.

En este trabajo se plantea el desarrollo de un sistema de retardo óptico de bajo costo basado en un diodo láser impulsado por una fuente pulsada de corriente para ser aplicada en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS). Este dispositivo cuenta con una alta precisión para escanear el pulso óptico y registrar su forma en el dominio del tiempo con una alta resolución temporal. Permite ajustar el tiempo de llegada de los pulsos de luz al detector, lo que es crucial para la sincronización y la precisión en las mediciones. Este ajuste no solo mejora la calidad de la señal recibida, sino que también facilita el análisis de fenómenos como la distorsión y el ruido, aspectos fundamentales en aplicaciones como la espectroscopía THz donde la integridad de los datos es esencial.

1. Problema de Investigación

1.1 Objeto de Investigación

Sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS).

1.2 Línea de Investigación

Microelectrónica: Es la técnica o ciencia que se enfoca en diseñar componentes y circuitos electrónicos muy pequeños fabricados sobre materiales semiconductores, en la actualidad asume una tecnología con alto nivel de procesamiento de información y de gran alcance con una capacidad de abordar eficazmente funciones complejas y con un costo reducido (Jaramillo, 2012).

1.3 Sub línea de Investigación

Electrónica orgánica: (Shaw & Seidler, 2001) afirman que el campo de la electrónica orgánica estudia las propiedades semiconductoras, conductoras y emisoras de luz de los materiales orgánicos (polímeros, oligómeros) para mejorar y crear circuitos y dispositivos electrónicos, por medio de la unión de dos polímeros dopados de manera distinta, es decir, con distinta conductividad, formando interfaces como se forman en la unión p-n de Silicio que es un material inorgánico.

1.4 Planteamiento o Descripción del Problema

La tecnología THz alrededor del mundo ha demostrado ser importante para muchas aplicaciones como seguridad, medicina, agricultura, etc. debido a sus asombrosas características y propiedades, pero tiene una desventaja y es que a pesar de los grandes avances en las fuentes que permiten acceder a esta región del espectro, el costo de los equipos para implementar sistemas de espectroscopia THz son muy altos.

La espectroscopia THz en el dominio del tiempo (THz-TDS) es una técnica que permite generar y detectar radiación THz, mediante antenas semiconductoras excitadas por un láser de pulsos ultracortos “laser femtosegundos” (Lee, 2009) (Tonouchi, 2007). Estos láseres son

fundamentales para el funcionamiento de los sistemas THz-TDS, pero su elevado costo, que puede alcanzar los 44,880.00 USD (THORLABS, 2024) ha impedido que países en vía de desarrollo como Colombia puedan experimentar con esta tecnología y reportar avances importantes de su uso en diversos campos.

Por otro lado, los sistemas de onda continua (CW) son una tecnología de menor coste y dimensión, aunque con ciertas limitaciones. Estos sistemas tienen una alta resolución espectral, pero sólo pueden proporcionar información de una sola frecuencia a la vez y la fuente o el detector se ajustan en el ancho de banda deseado, utilizando láser de diodos (Lee, 2009) y sistemas de láser cuánticos en cascada (QCL) (Kumar, 2011).

Es relevante subrayar que la efectividad de ambas tecnologías, tanto la espectroscopía THz-TDS como los sistemas CW, están estrechamente relacionadas con la precisión de las líneas de retardo comerciales, cuyo costo puede alcanzar los 12,228.68 USD (THORLABS, 2024b). Esto plantea un desafío adicional, ya que la sincronización de los pulsos de luz es crucial para la generación de señales THz precisas.

Teniendo en cuenta lo anterior, cada una presenta sus desventajas, por esta razón se ha visto la necesidad de buscar componentes ópticos accesibles y técnicas de muestreo eficientes, que no solo reduzcan los costos, sino también que simplifiquen el proceso de adquisición y análisis de datos.

El principal desafío radica en la caracterización del muestreo óptico, que se refiere a la capacidad de la línea de retardo para realizar el muestreo de señales con diferentes parámetros de amplitud y frecuencia. Sin una línea de retardo adecuada, la calidad de los datos obtenidos puede verse comprometida, lo que resulta en la pérdida de información valiosa sobre las propiedades de las muestras analizadas.

Por lo tanto, se plantea la necesidad de establecer parámetros de funcionamiento de la línea de retardo en relación con varios factores clave, tales como atenuación, ganancia, correlación y retardo. Estos parámetros son esenciales para evaluar la efectividad del muestreo óptico y su capacidad para manejar señales con diferentes características, así como para optimizar el rendimiento del sistema THz-TDS. Sin una comprensión clara de cómo estos factores interactúan, es difícil optimizar el rendimiento del sistema y garantizar la integridad de los datos obtenidos.

1.5 Formulación del Problema

¿Cuál es la capacidad de la línea de retardo para realizar el muestreo óptico de señales con diferentes parámetros de amplitud y frecuencia, y cómo se pueden establecer los parámetros de funcionamiento en términos de atenuación, ganancia, correlación y retardo?

1.6 Objetivos

1.6.1 Objetivo General

Caracterizar un sistema de retardo óptico de bajo costo respecto a su capacidad para realizar el muestreo óptico con señales de diferentes parámetros de amplitud y frecuencia para analizar su viabilidad en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS).

1.6.2 Objetivos Específicos

- Diseñar las partes fundamentales de excitación y detección del sistema de retardo óptico de bajo costo.
- Construir el sistema de retardo óptico con los componentes fundamentales de excitación y detección de bajo costo.
- Realizar pruebas de funcionamiento de la línea de retardo basado en el muestreo óptico de señales obteniendo diferentes métricas de desempeño.

1.7 Justificación

La elección de esta investigación se originó debido a que, en los últimos años, ha sido de gran interés el estudio de la espectroscopia de THz, por su amplia gama de aplicaciones, convirtiéndose de a poco en una herramienta útil en diversas áreas. Sus características y propiedades únicas hacen que puedan ser utilizadas en el área médica, tanto en el diagnóstico como en el tratamiento de ciertas patologías, dado que las ondas electromagnéticas en el rango de los THz son emitidas a una baja potencia permite que el ser humano pueda interactuar con este tipo de radiación sin sufrir daño alguno siendo un gran avance para la ciencia y la tecnología (Leiss-Holzinger et al., 2015), además dado que presenta una fuerte absorción al estar en

presencia del agua o vapor de agua permite separar las moléculas y estudiarlas independientemente (L. L. Zhang et al., 2019).

La implementación de una línea de retardo óptica en sistemas de espectroscopía en el dominio del tiempo en Tera hercios (THz-TDS) es fundamental para mejorar la precisión y la calidad de las mediciones en experimentos espectroscópicos. Esta técnica se basa en la generación y detección de pulsos de radiación THz, que requieren una sincronización precisa entre el pulso de referencia y la señal THz generada. La línea de retardo óptica permite ajustar el tiempo de llegada de estos pulsos, asegurando que coincidan temporalmente, lo que es crucial para la correcta reconstrucción de la señal (Withayachumnankul et al., 2007).

Un aspecto fundamental de la línea de retardo óptica es su caracterización, que implica evaluar su rendimiento en términos de precisión, estabilidad y respuesta ante diferentes longitudes de onda. La caracterización adecuada de la línea de retardo permite optimizar el sistema THz-TDS, asegurando precisión y confiabilidad de las mediciones. Esto es especialmente relevante en aplicaciones donde se requiere una alta resolución temporal y espectral, como en el análisis de materiales complejos y en estudios biomédicos, ya que una línea de retardo bien caracterizada puede mejorar significativamente la calidad de los datos y la capacidad de análisis de las muestras.

Tomando en cuenta la importancia que tiene la caracterización de la línea de retardo óptica para el desarrollo de nuevos conocimientos y aplicaciones, en este trabajo se hará un estudio comparativo entre diversas métricas, tales como el error medio absoluto (MAE), el error cuadrático medio (RMSE) y el diagrama de ojo, para establecer parámetros de funcionamiento, tales como, atenuación, ganancia, correlación y retardo. La instrumentación necesaria para escanear el pulso óptico y registrar su forma en el dominio del tiempo se hará a partir de un diodo láser impulsado por una fuente pulsada de corriente.

Por lo tanto, el beneficio de implementar un sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS) es directamente para Colombia y la ciudad de Pasto, ya que la carencia de pruebas y de un estudio a profundidad acerca de esta radiación THz, hace que no exista la disponibilidad de dispositivos que sean capaces de generar y detectar radiación THz. Por ello, este estudio es pertinente para el desarrollo de espectroscopia THz en Colombia para futuras investigaciones dado que la disponibilidad de fuentes confiables en la banda de THz, tienen un gran impacto para elevar los

estándares en el área de salud, seguridad, inspección de alimentos, agrícola, etc. De lo anterior se puede afirmar que el sistema de retardo óptico de bajo costo permitirá no solo la caracterización del muestreo óptico, sino también la optimización en el rendimiento del sistema.

1.8 Delimitación

El sistema solo permitirá la caracterización y optimización de la línea de retardo óptica, utilizando la técnica muestreo óptico donde un pulso óptico en el tiempo que se propaga a través de medios ópticos con índices de refracción diferentes, como materiales de cristal con propiedades ópticas específicas. Además, se emplearán diversas métricas, tales como el error medio absoluto (MAE) y el error cuadrático medio (RMSE), para cuantificar el rendimiento y la precisión general del sistema. Asimismo, mediante herramientas visuales, como diagramas de ojo, se proporcionará parámetros clave como la atenuación, la ganancia, la correlación y el retardo.

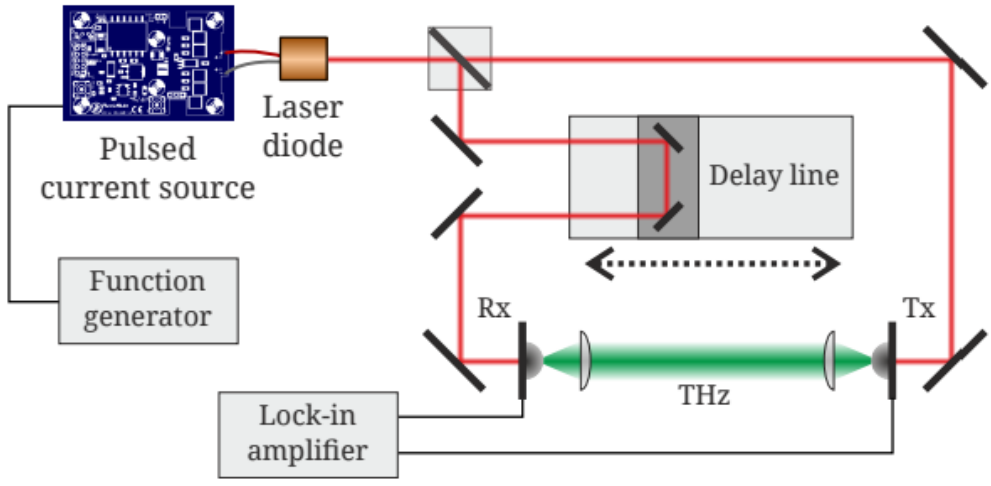
2. Tópicos de Marco Teórico

2.1 Antecedentes

2.1.1 Mejora del rendimiento de los sistemas de espectroscopia de cuasi sistemas de espectroscopia en el dominio del tiempo mediante ciclo de trabajo del láser

En este artículo realizado por (Rehn et al., 2018), se propone un sistema de espectroscopia de cuasi-dominio temporal de THz (THz-QTDS) como una alternativa rentable a la THZ-TDS para que genere y detecte radiación THz . En la Figura 1 se observa que en su construcción se reemplazó el láser de femtosegundos por un el diodo láser accionado por pulsos de corriente. Dado que los modos emitidos por el diodo láser tienen un espacio de frecuencia equilibrada, la señal de THz muestra una estructura periódica en forma de pulso con un ciclo de trabajo bajo y una amplitud de pico alta donde la potencia media de salida se mantiene constante permitiendo así comparar el rendimiento con distintos ciclos de trabajo.

Figura 1. Esquema del montaje de THz-QTDS para la generación y detección de pulsos THz



Fuente: (Rehn et al., 2018)

En este artículo se puede evidenciar que este esquema conduce a formas de onda que son similares a las de una configuración THz-TDS. Por lo tanto, la construcción de este sistema demostró que es posible producir y detectar radiación THz con un diodo láser accionado por pulsos de corriente, pero se desconoce su uso en la extracción de parámetros físicos característicos de los materiales como son el índice de refracción y el coeficiente de absorción.

2.1.2 Predicción y monitorización del contenido de agua en las hojas de las plantas de soya mediante espectroscopia de terahertz en el dominio del tiempo.

En este artículo realizado por (Li et al., 2020), se llevó a cabo el modelo matemático basado en el análisis de cuadrados parciales (PLS, por sus siglas en inglés: Partial Least Squares) aplicado a la espectroscopía de dominio del tiempo en terahercios (THz-TDS) para predecir el contenido de agua en la hoja de soya (LWC, por sus siglas en inglés: Leaf water content). Para la extracción de parámetros de la hoja, el modelo PLS se encargó de calibrar las mediciones químicas de la planta de soya, utilizando el LWC relativo como valor de referencia y el contenido de agua del suelo para clasificar el grado de estrés hídrico de la planta. Posteriormente, se aplicó el método de regresión lineal multivariante (MLR, por sus siglas en inglés: Multivariate Linear Regression) para estimar o predecir el contenido de agua de la soya en función de un conjunto de variables conocidas.

En la Tabla 1, se puede observar que el modelo PLS basado en el valor extremo del espectro mostró un rendimiento relativamente eficaz en cuanto a la precisión de la predicción ante otros modelos. Los resultados fiables mostraron que el coeficiente de correlación (Rp) y el error cuadrático medio del conjunto de muestras (RMSEP) que se predijeron fueron de 0,9153 y 0,0526, respectivamente.

Tabla 1. Comparación de los resultados del LWC en la soya

Modelo de entrada	**Modelo**	**Numero de factor principal**	**RC**	**RMSEC (%)**	**Rp**	**RMSEP (%)**
Valor extremo en el dominio del tiempo	PLS	2	0.9213	0.0468	0.9153	0.0526
	MLR		-0.8081	0.6575	-0.7882	0.1055

Espectro completo en el dominio del tiempo	PLS MLR	12	0.8915 -0.7083	0.0792 0.5504	0.8785 - 0.7581	0.0856 0.1298
Coeficiente de absorción	PLS MLR	11	0.8645 -0.6102	0.0771 0.056	0.7882 - 0.5441	0.0991 0.5461
Refracción	PLS MLR	5	0.619 -0.6895	0.0448 0.0456	0.2717 - 0.3378	0.0516 0.203

Fuente: (Li et al., 2020)

De esta investigación se rescata que la tecnología de radicación THz combinada con métodos de modelado proporciona una técnica eficaz, sin contacto, segura y no destructiva para medir el contenido de agua en hojas de soya. De modo que, con esta técnica es posible medir el contenido de agua en cualquier tejido biológico.

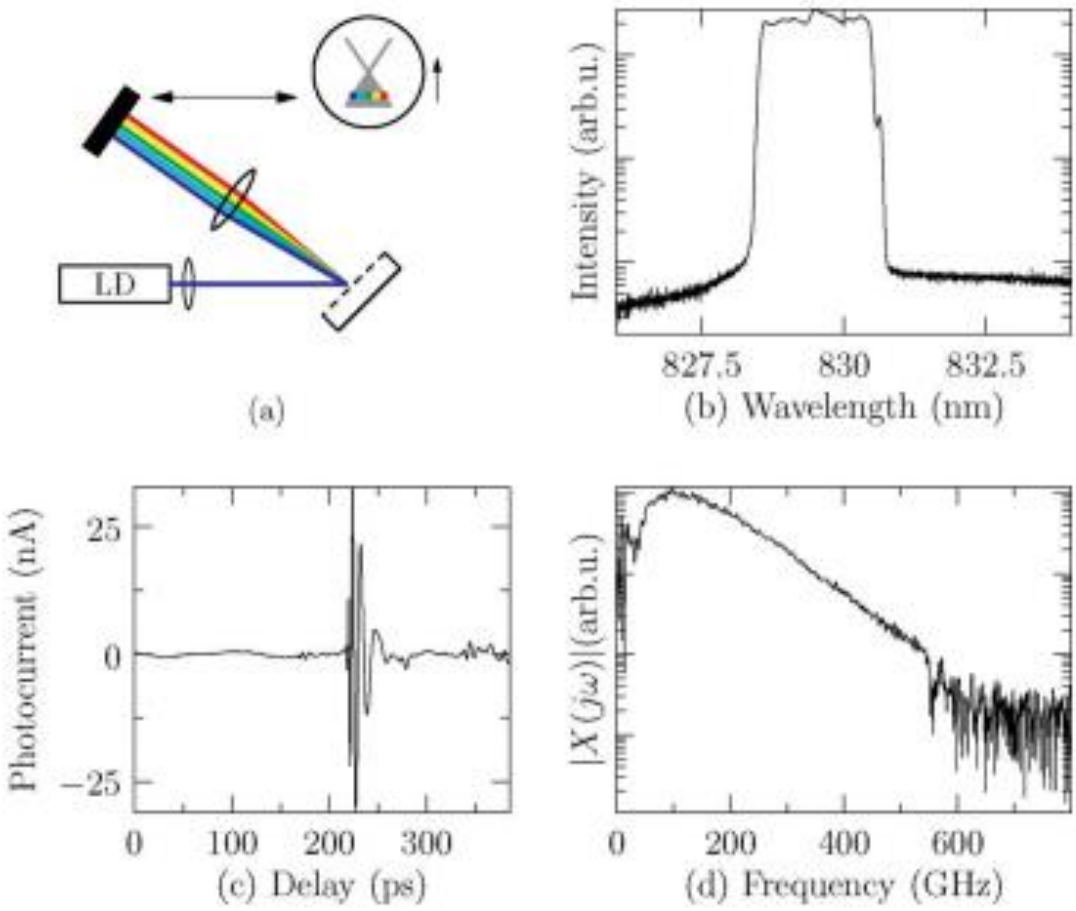
2.1.3 Sistema compacto basado en láser de diodo para espectroscopia de terahercios en onda continua y en el dominio del tiempo.

En este artículo realizado por (Brenner et al., 2010), se presenta un sistema de THz de onda continua (CW) basado en un láser de diodo de cavidad externa con transformada de Fourier (FTECAL). Estos sistemas a diferencia de los TDS son compactos y económicos, pero sólo proporcionan información de una sola frecuencia a la vez.

El láser de diodo permite que las diferentes frecuencias de emisión se separen espacialmente mediante una rejilla y se enfoquen con una lente en un espejo final con un revestimiento reflectante estampado. Este sistema tiene una ventaja y es que se puede moldear el espectro de emisión del láser y seleccionar sólo ciertas longitudes de onda ópticas en función de la posición perpendicular del espejo con patrón sobre el que incide el rayo adaptándose así a las necesidades específicas en cuestión de segundos.

En la Figura 2 se observa que cambiando la posición vertical del espejo final en la cavidad externa se produce una emisión que contiene todas las posibles frecuencias de batido de los diferentes modos ópticos. Dado que, el espectro óptico se puede moldear, es posible suprimir partes del espectro que no se necesitan y adaptar el sistema exactamente a un funcionamiento de banda ancha con un ancho de banda óptico en el régimen de los THz.

Figura 2. Funcionamiento multimodo del sistema de THz basado en un láser de diodo de cavidad externa con transformada de Fourier (FTECAL). (a) Montaje experimental, (b) espectro óptico, (c) transitorio de THz, y (d) espectro de THz correspondiente.



Fuente: (Brenner et al., 2010)

De este artículo se puede apreciar que la señal de THz obtenida en la antena receptora presenta características de pulso muy homogéneo y con un comportamiento de tipo TDS, aunque el láser esté operando CW. Además, permite aplicar algoritmos estándar para la extracción de

parámetros como los índices de refracción o el espesor de la muestra. Por lo tanto, un diodo láser de doble longitud de onda con encapsulado plano (FLD) impulsado por una fuente pulsada de corriente es capaz de producir y detectar radiación THz.

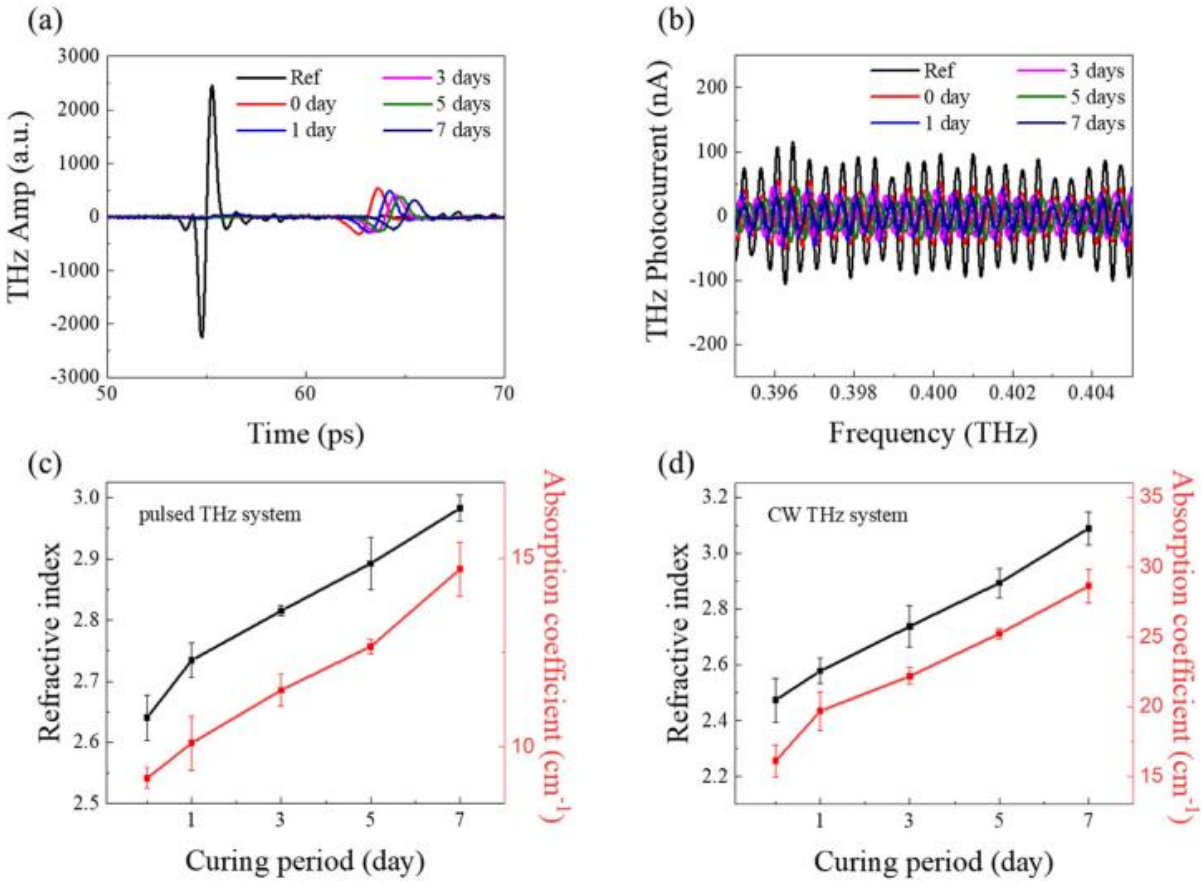
2.1.4 Evaluación no destructiva de la hidratación del cemento con ondas electromagnéticas pulsadas y continuas de Terahertz.

En esta investigación realizado por (Kim et al., 2021), se llevó a cabo dos tipos de sistemas THz para la evaluación no destructiva (NDE) de la hidratación del cemento; el sistema de Thz pulsado y el sistema THz CW. En un proceso de fabricación de cemento el suministro de agua es fundamental para garantizar una alta resistencia y durabilidad. Por lo tanto, durante el proceso de fabricación, se debe suministrar un contenido de humedad adecuado durante el curado del cemento internamente para que no tenga problemas de agrietamiento, cuarteo y rizado.

Para obtener el grado de hidratación del cemento se examinó la variación química del cemento en función del periodo de curado, utilizando primero una espectroscopia de dominio temporal THz (THz-TDS) en modo transmisión dado que contiene información de amplitud y fase en una amplia banda de frecuencias se puede obtener con transformada de Fourier el índice de refracción complejo de la onda THz pulsada comparando la señal de referencia que es el aire y la señal de muestra de cemento en el dominio de la frecuencia. Luego se utilizó el sistema THz CW compuesto por un diodo de retroalimentación distribuida (DFB) maduro con fotomezcladores de InGaAs que sólo tiene información de amplitud en una sola frecuencia, por lo tanto, en modo de reflexión se obtuvo la relación de amplitud relativa mediante el barrido de frecuencias adaptando el sistema exactamente a un funcionamiento con un ancho de banda óptico en el régimen de los THz, y con el modo transmisión se obtuvo el índice de refracción complejo.

En la Figura 3 se observa la forma de onda de THz en modo de transmisión con respecto al periodo de curado y los resultados del cálculo del índice de refracción complejo del sistema de THz pulsado y el sistema de THz CW a los 0,4 THz.

Figura 3 (a) y (b) Formas de onda del sistema de THz pulsado y de CW en modo de transmisión, respectivamente, (c) y (d) El índice de refracción y el coeficiente de coeficiente de absorción de las muestras de cemento de la onda THz pulsada y onda THz CW respectivamente



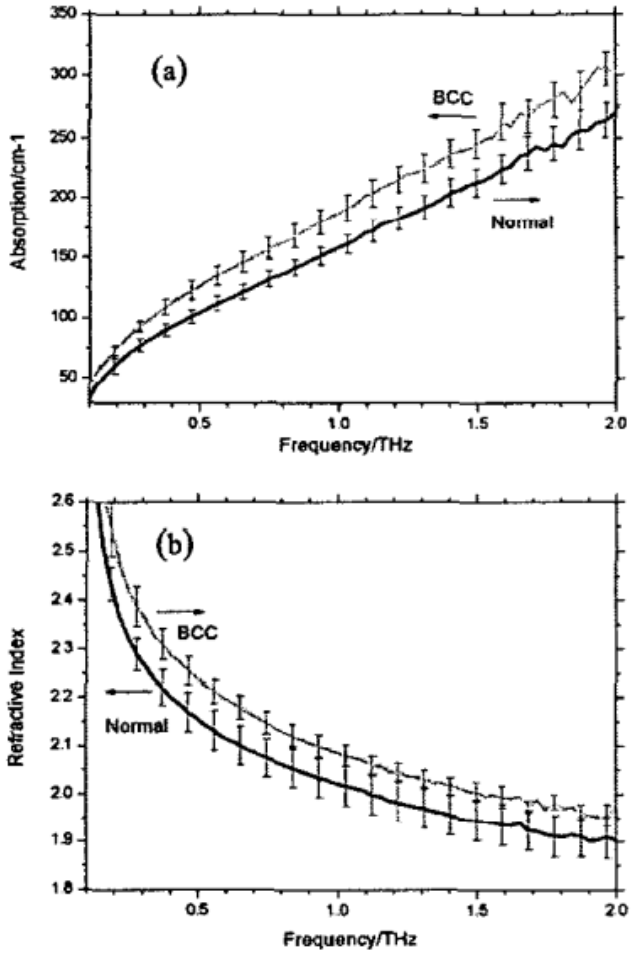
Fuente: (Kim et al., 2021)

De esta investigación se rescata que el sistema CW THz a pesar de la falta de información en comparación con la onda THz pulsada, tiene más potencial de miniaturización y comercialización ya que los componentes del sistema CW THz son mucho más simples y baratos que los del sistema THz-TDS. Además, permite obtener el grado de hidratación del cemento. Por lo tanto, este modelo de predicción puede ser utilizado para estimar el grado de hidratación de cualquier tejido biológico con un diodo láser de doble longitud de onda con encapsulado plano (FLD) impulsado por una fuente de corriente.

2.1.5 Imágenes y espectroscopia de terahercios del cáncer de piel

En esta investigación realizado por (Pickwell et al., 2004), se presenta un sistema de imagen pulsada en THz (TPI) para diagnosticar el cáncer de piel. La espectroscopia pulsada de THz (TPS) en modo transmisión con transformada de Fourier obtuvo las propiedades dieléctricas de la piel y determino qué muestras eran de tejido sano y cuáles eran de tejido que contenía CBC. En la Figura 4 se observa los índices de refracción complejos de la piel normal y de los carcinomas de células basales (CBC) en el régimen de THz con un error de predicción entre el 10 y el 90%.

Figura 4. Índices de refracción complejos de la piel normal y de los carcinomas de células basales (CBC) medidos en transmisión.



Fuente:(Pickwell et al., 2004)

De esta investigación es oportuno resaltar, que la imagen pulsada en THz (TPI) es una modalidad de imagen coherente no invasiva que permite obtener información espectroscópica de banda ancha de tejidos humanos. Por lo tanto, esta investigación con este enfoque tiene el potencial de lograr la detección in vivo del contenido de agua de cáncer de piel caracterizando las células cancerígenas de las sanas permitiendo realizar diagnósticos tempranos.

2.1.6 Indicador de evaluación de la hidratación de la córnea basado en la espectroscopia de terahercios en el dominio del tiempo.

En este artículo realizado por (Yao et al., 2020), se llevó a cabo el monitoreo de la dinámica a largo plazo del secado del tejido corneal y detección de la hidratación de la córnea con la técnica (THz-TDS) mediante la adquisición en tiempo real de los espectros de reflexión de la muestra durante la deshidratación, donde uso la relación característica (CR) como un nuevo indicador para la caracterización del contenido de agua del tejido corneal (CTWC) este es el porcentaje del peso de la humedad en el tejido corneal con respecto al peso del tejido después del secado. La CR se calcula a partir de los picos de absorción característicos del vapor de agua en la atmósfera eliminando las interferencias causadas por factores complejos durante la medición del espectro de reflexión THz, con el fin de obtener la relación entre CR y CTWC con mejor consistencia.

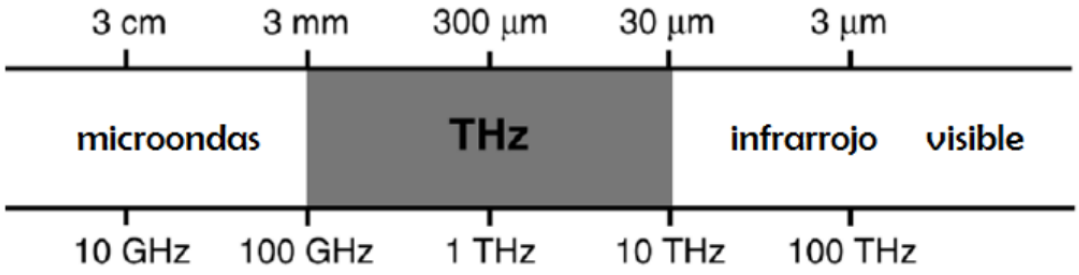
Los resultados obtenidos por este estudio reflejaron que la etapa de baja frecuencia del espectro se puede considerar como una banda de frecuencia característica que transporta principalmente información de hidratación de la muestra, y la etapa de alta frecuencia se puede considerar como una banda de frecuencia de referencia que contiene principalmente información de hidratación de la muestra. Por lo tanto, esta investigación con este enfoque tiene el potencial de lograr la detección in vivo del contenido de agua de la córnea en el futuro ya que, si se comparan los resultados del ajuste lineal con los de un estudio similar, los coeficientes de variación de la pendiente y el intercepto del ajuste son un 39,4% y un 27,6% más bajos, respectivamente.

2.2 Enunciado de los supuestos teóricos

2.2.1 Radiación THz

Yun-Shik Lee (2009) afirma que la radiación de THz (o Rayos T) es una región del espectro situada entre la región electrónica y óptica. En la Figura 5 se observa que la radiación THz por el lado de la electrónica utiliza frecuencias menores a 100 GHz (λ = 3 mm) y por el lado de la óptica frecuencias mayores a 10 THz (λ = 30 μm).

Figura 5. Ubicación de la radiación THz en el espectro electromagnético



Fuente:(Bataller Chova, 2012)

Esta sección del espectro radioeléctrico tiene unas características y propiedades únicas, que permite ver que hay más allá traspasando muchos materiales dieléctricos y líquidos no polarizados, especialmente secos y no metálicos, pero no se propaga a través del metal o del agua (Chakraborty et al., 2020). La radiación THz también tiende a ser muy sensible a varios tipos de resonancias como los estados vibratorios, traslacionales, rotacionales, torsionales y de conformación, lo que le permite proporcionar información sobre moléculas que son inaccesibles con otras técnicas analíticas e imágenes (Limbacher et al., 2020)(Cao et al., 2020).

Al contrario de los rayos X la radiación en THz no es ionizante, es decir, no contiene la suficiente energía para ionizar átomos o moléculas, además, es fuertemente absorbida por el agua, por lo tanto, los seres vivos pueden interactuar con este tipo de radiación sin sufrir daño alguno. Tiene una alta resolución espectral y resolución espacial relativamente mejor que la banda de microondas (Chakraborty et al., 2020). En teoría, debido a que su longitud de onda es más corta que las microondas y más largas que el infrarrojo la hace más adecuada para la

obtención de imágenes, por lo tanto, en esta banda se puede obtener las imágenes más nítidas e identificar más fácilmente sus características estructurales, su composición y analizar sus propiedades físicas y químicas.

2.2.2 Estudio de líquidos con espectroscopia THz

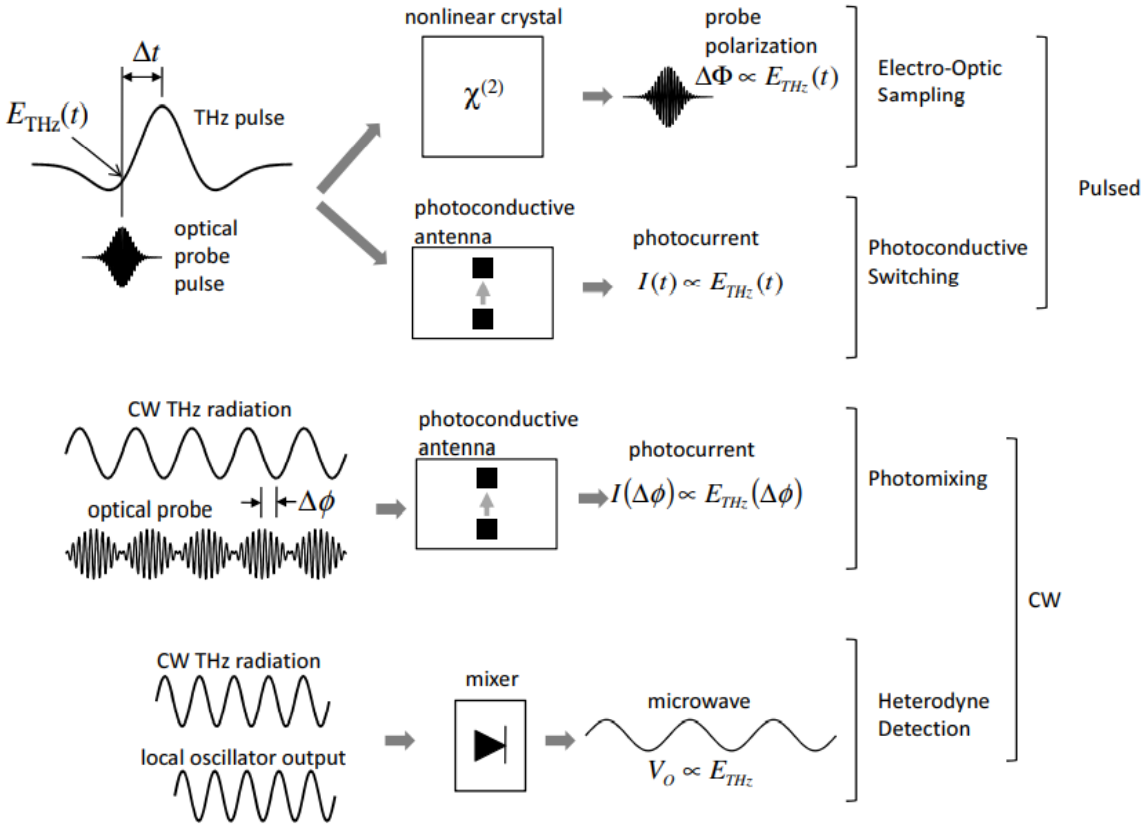
Dado que la radiación THz tiene características y propiedades únicas, las imágenes de THz son ahora una tecnología emergente tanto en el área de aplicaciones biológicas y médicas, como en la predicción del contenido de agua en diferentes tejidos biológicos (Park & Son, 2021).

Una de las tantas aplicaciones es la obtención de imágenes que permiten diferenciar tejidos dañinos a partir de imágenes THz, dado que la radiación es fuertemente absorbida por el agua se puede utilizar en el ámbito de la medicina localizando y caracterizando las muestras obtenidas, el agua se encuentra presente en los tejidos biológicos y absorbe fuertemente los pulsos de THz, por la tanto en los tejidos tumorales la cantidad de agua es muy diferente de las células con tejidos normales, permitiendo localizar los cancerígenos mediante el análisis del contenido en agua de los tejidos al ser irradiados con radiación THz utilizando el método de detección coherente, además la radiación al no ser ionizante, los seres vivos pueden interactuar con este tipo de radiación de manera segura y por ser una técnica de no contacto este método es no invasivo. Estas características en conjunto permiten la aplicación de la espectroscopia de THz en el área médica (Chakraborty et al., 2020).

2.2.3 Espectroscopia THz en el dominio del tiempo (THz-TDS)

La espectroscopia THz en el dominio del tiempo (THz-TDS) es una técnica de detección coherente que determina tanto la amplitud como la fase de pulsos cortos de THz su representación temporal es de un solo ciclo como se observa en la Figura 6 por lo tanto, mediante la transformada de Fourier se puede obtener los componentes reales e imaginarios de la función dieléctrica de valor complejo o también llamado espectros de índice de absorción y refracción de diferentes materiales. Esta técnica se basa en generación óptica no lineal que comparten la misma fuente de luz (antena semiconductora) para generar y detectar pulsos de THz utilizando láser de femtosegundos (Lee, 2009).

Figura 6. Detección coherente de radiación THz



Fuente:(Lee, 2009)

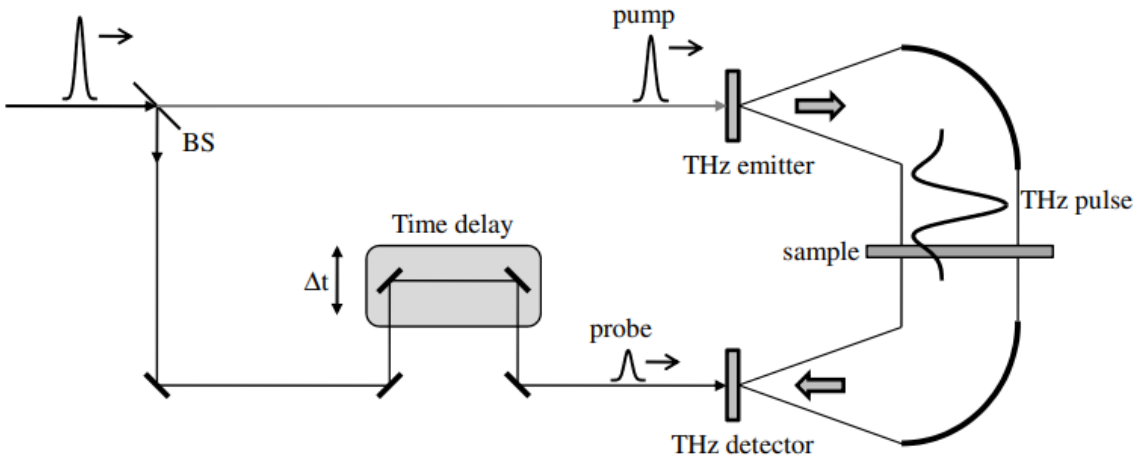
Para realizar mediciones con esta técnica lo primero que se hace es tomar una muestra de referencia que es un pulso de THz obtenida en el dominio del tiempo luego se coloca la muestra o material a estudiar y se las compara, luego se realiza la transformada de Fourier de los trazos de tiempo de los pulsos registrados con y sin muestra para recuperar los parámetros del material y clasificarlas (Peretti et al., 2019).

2.2.4 Sistema THz-TDS

Un sistema THz-TDS es una fuente no destructiva que permite identificar, analizar o crear imágenes de una variedad de materiales en la banda THz del espectro electromagnético. En la Figura 7 se observa que este sistema utiliza la misma fuente de luz para generar y detectar

radiación THz. La fuente de luz es una antena fotoconductora que es excitada por rayos láser por lo tanto, un láser de femtosegundos con una duración de pulso de 10 - 100 fs produce una fotocorriente ultrarrápida o una serie de pulsos ópticos donde cada pulso se divide en dos partes, uno es alcanzado por el detector pero después de pasar por un estado de retardo temporal, y el otro ilumina el emisor que tiene un par de contactos metálicos depositados en un sustrato semiconductor donde los pulsos ópticos se transforma en pulsos electromagnéticos ultrarrápidos estos se propagan a través de una distancia en el espacio libre, y se concentra en el detector generando el pulso de THz (Lee, 2009).

Figura 7. Esquema de un montaje típico para la generación y detección de pulsos de THz utilizando pulsos ópticos de femtosegundos



Fuente:(Lee, 2009)

El pulso de THz generado por el emisor y el pulso laser que excita al detector, deben coincidir en la antena en tiempo y espacio, para medir el campo eléctrico real de los pulsos de THz y construir una imagen completa de estos en términos de dominio del tiempo. Esto se logra mediante una fuente regulada, variando los tiempos de llegada correspondiente a los dos caminos ópticos que excitan a la antena fotoconductora. El análisis de estos datos se realiza mediante la transformada de Fourier que transforma los retardos de tiempo en una señal en dominio de frecuencia que caracteriza materiales cuando la radiación THz se transmita a través de ellas (Lee, 2009).

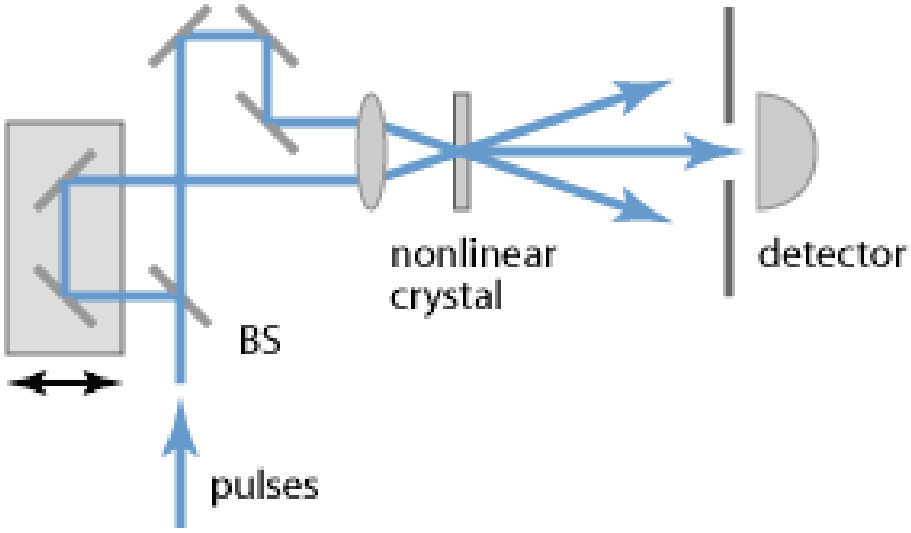
2.2.5 Línea de retardo óptico (ODL)

Una línea de retardo óptico es un dispositivo capaz de retrasar una señal óptica en el tiempo a través de medios ópticos con índices de refracción diferentes, como fibras ópticas con longitudes diferentes o materiales de cristal con propiedades ópticas específicas (Chen et al., 2018).

Existen diferentes tipos de líneas de retardo óptica. Algunas son de retardo fijo, lo que significa que el retardo es constante y no puede ajustarse. Estas líneas de retardo se utilizan en aplicaciones donde se requiere un tiempo de retardo específico y constante, como en sistemas de comunicación óptica de alta velocidad (J. Zhang, 1994) (Weiershausen & Schneiders, 2011). Por otro lado, también existen líneas de retardo óptica de retardo variable. Estas permiten ajustar el tiempo de retardo según las necesidades del sistema. Son ampliamente utilizadas en aplicaciones de procesamiento de señales ópticas para introducir demoras en haces de luz, donde es necesario controlar y ajustar el retardo para realizar operaciones de filtrado, corrección de fase o sincronización de señales (Yamaguchi & Hirabayashi, 1995)(Vlachos et al., 2003), siendo fundamentales en aplicaciones como interferometría, tomografía de coherencia óptica, espectroscopía de tiempo resuelto y experimentos de dinámica (Calvet et al., 1998)(Choi et al., 2005)(Caucheteur et al., 2010)(Wilk et al., 2011)(Jahn et al., 2016). En general, la línea de retardo es fundamental para diferentes aplicaciones que requieren el control preciso del tiempo de llegada de dos señales ópticas a un receptor, en particular, pueden ser utilizadas en experimentos de bomba-sonda pulsada, autocorrelaciones, correlaciones cruzadas, muestreo óptico, sincronización de pulsos, medidores de onda, entre otros (Paschotta, 2023).

En cuanto a su diseño y configuración específica, las líneas de retardo óptica pueden variar en términos de longitud, tipo de material utilizado, características de dispersión y capacidad de ajuste del retardo. Estos parámetros se seleccionan según los requisitos de la aplicación y las especificaciones del sistema (Anderson et al., 2011) (Chen et al., 2018). Por ejemplo, en la Figura 8 se observa “la configuración de un autocorrelador de intensidad, que contiene una línea de retardo óptico simple en el lado izquierdo. Moviendo dos espejos, que juntos se montan en alguna parte móvil (formando un retroflector móvil), para controlar y ajustar el tiempo de llegada del pulso” (Paschotta, 2023a).

Figura 8. Esquema del montaje de un autocorrector de intensidad



Fuente: (Paschotta, 2023a)

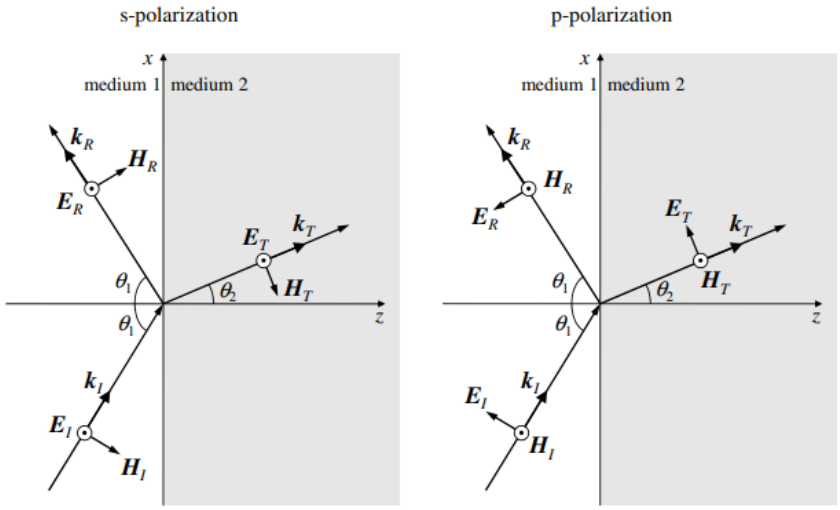
2.2.6 Reflexión y transmisión

(Lee, 2009) afirma que cuando una onda electromagnética se refleja y se transmite a través de una interfaz de dos medios dieléctricos lineales, tanto E como H obedecen la condición de contorno de que las componentes paralelas de los campos vectoriales son continúas a través de la interfaz. Una aparente ramificación de la condición de trazo es la ley de Snell.

$$n_1 \sin\theta_1 = n_2 \sin\theta_2 \qquad (1)$$

Donde $n_{1,2}$ son los índices de refracción de los medios y $\theta_{1,2}$ son el ángulo de incidencia y el ángulo de refracción.

Figura 9. Reflexión y transmisión de ondas electromagnéticas polarizadas S y P



Fuente: (Lee, 2009)

En la Figura 9 se observa las ondas incidentes, reflejadas y transmitidas en un plano de incidencia. La polarización S denota el caso en que la polarización de la onda incidente es perpendicular al plano de incidencia, y la polarización P es cuando la polarización de la onda incidente es paralela al plano de incidencia. Finalmente, las condiciones de contorno determinan las relaciones de las amplitudes de los campos reflejados y transmitidos con respecto a la amplitud del campo incidente. Estas relaciones se expresan en las ecuaciones de Fresnel:

Para la polarización S

$$\frac{E_{R,s}}{E_{I,s}} = \frac{n_1 \cos\theta_1 - n_2 \cos\theta_2}{n_1 \cos\theta_1 + n_2 \cos\theta_2}, \qquad \frac{E_{T,s}}{E_{I,s}} = \frac{2n_1 \cos\theta_1}{n_1 \cos\theta_1 + n_2 \cos\theta_2} \tag{2}$$

Para la polarización P

$$\frac{E_{R,p}}{E_{I,p}} = \frac{n_2 \cos\theta_1 - n_1 \cos\theta_2}{n_2 \cos\theta_1 + n_1 \cos\theta_2}, \qquad \frac{E_{T,p}}{E_{I,p}} = \frac{2n_1 \cos\theta_1}{n_2 \cos\theta_1 + n_1 \cos\theta_2} \tag{3}$$

La reflectividad R se define como la fracción de la potencia de radiación incidente que refleja desde el límite, y la transmitancia T que transmite. Dado que la intensidad de la radiación que incide en la interfaz es la componente normal del vector Poynting $\langle S \rangle \cdot e_k$, la reflectividad y la transmitancia vienen dadas por:

$$R = \frac{|E_R|^2}{|E_I|^2}, \qquad \text{y} \qquad T = \frac{n_2|E_T|^2}{n_1|E_I|^2} \tag{4}$$

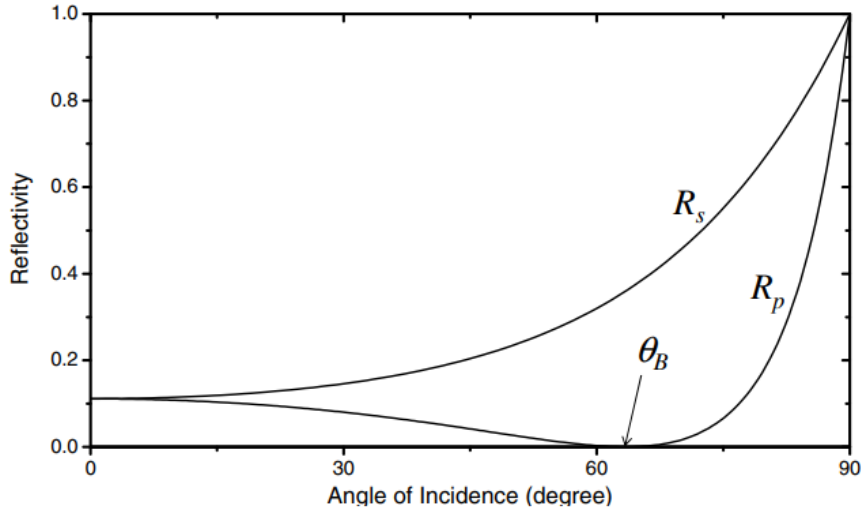
La Figura 10 muestra un ejemplo de la reflectividad de las ondas de polarización S y P en función del ángulo de incidencia para $n_1 = 1$y $n_2 = 2$. La reflectividad de la polarización p queda completamente eliminada en el ángulo de Brewster.

$$\theta_B = \tan^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \tag{5}$$

Si el medio 1 es ópticamente más denso que el medio 2, es decir, $n_1 > n_2$ la reflectividad se convierte en un fenómeno que se denomina reflexión interna total.

$$\theta_1 > \sin^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right) \tag{6}$$

Figura 10. Reflectividad de la polarización S y P en función del ángulo de incidencia



Fuente: (Lee, 2009)

Las mismas condiciones de contorno se aplican a una superficie conductora. Se considera una onda electromagnética que incide sobre una interfaz de aire y un conductor con ángulo normal. La ecuación 2 para la polarización S anteriormente descrita sigue siendo válida si sustituimos n_2 por un índice de refracción complejo índice de refracción.

$$\tilde{n} = \frac{ck}{\omega} = c\sqrt{\frac{\mu\sigma}{2\omega}}(1+i) \tag{7}$$

Utilizando evidentemente la amplitud del vector de onda es un número complejo

$$k = k_R + ik_I \approx \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}(1+i) \tag{8}$$

Debido a la gran conductividad, $|\tilde{n}| \gg 1$

$$E_R = \frac{1-\tilde{n}}{1+\tilde{n}}E_I \cong -E_T \tag{9}$$

$$E_T = \frac{2}{1+\tilde{n}}E_I \cong 0 \tag{10}$$

La reflectividad es cercana a la unidad, y se disipa muy poca energía en el medio conductor.

2.2.7 Absorción y dispersión

(Lee, 2009) afirma que la dispersión se refiere al fenómeno en el que las ondas de diferentes frecuencias se propagan a diferentes velocidades. La dispersión, junto con la absorción, caracteriza la respuesta de los medios a los campos electromagnéticos externos. En el régimen óptico lineal, los momentos dipolares eléctricos son proporcionales a la amplitud de los campos eléctricos aplicados. El modelo lorentziano clásico proporciona una buena descripción cualitativa de este fenómeno.

Entonces cuando la onda monocromática

$$E(t) = E_0 e^{-i\omega t} \tag{11}$$

De frecuencia angular ω, polarizada a lo largo del eje x, interactúa con la carga q, su ecuación de movimiento se expresa como:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \gamma\frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{q}{m}E(t) \tag{12}$$

Donde q y m son la carga y la masa, γ y ω_0 son la constante de amortiguación y la frecuencia de resonancia, respectivamente. Por lo tanto, la solución de la ecuación de movimiento es:

$$x(t) = x_0 e^{-i\omega t} \qquad \text{Donde: } x_0 = \frac{q}{m}\frac{E_0}{\omega_0^2 - \omega^2 - i\omega\gamma} \tag{13}$$

El momento dipolar eléctrico del oscilador armónico es:

$$p(t) = qx(t) \tag{14}$$

Suponemos que un medio tiene N osciladores por unidad de volumen, entonces la polarización eléctrica viene dada por:

$$P(t) = Nqx(t) = \frac{Nq^2}{m}\frac{E_0 e^{-i\omega t}}{\omega_0^2 - \omega^2 - i\omega\gamma} = \epsilon_0 X_e(\omega) E_0 e^{-i\omega t} \tag{15}$$

Base teórica de la electrodinámica clásica. Los campos macroscópicos D y H están relacionados con los campos fundamentales E y B como:

$$D \equiv \epsilon_0 E + P = \epsilon E \tag{16}$$

Donde $X_e(\omega)$denota la susceptibilidad eléctrica lineal del medio. Insertando Ecuación 15 en la Ecuación 16 se obtiene la constante dieléctrica del medio.

$$\epsilon_r(\omega) \equiv \frac{\epsilon(\omega)}{\epsilon_0} = 1 + X_e(\omega) = 1 + \frac{Nq^2}{m\epsilon_0}\frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2 - i\omega\gamma} \tag{17}$$

Las partes real e imaginaria de la constante dieléctrica compleja se escriben como

$$\Re|\epsilon_r| - 1 = \frac{Nq^2}{m\epsilon_0}\frac{\omega_0^2 - \omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\gamma^2} \tag{18}$$

$$\Im|\epsilon_r| = \frac{Nq^2}{m\epsilon_0}\frac{\omega\gamma}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\gamma^2} \tag{19}$$

La Figura 11 muestra la dispersión dieléctrica característica en las proximidades de la frecuencia de resonancia. Este medio es dispersivo porque su respuesta a una onda electromagnética externa depende de la frecuencia. La parte imaginaria de la constante

dieléctrica indica que la absorción se maximiza en la frecuencia de resonancia, y el ancho de banda es ~ γ.

De la relación de dispersión de la Ecuación 20.

$$k^2 = \epsilon\mu\omega^2 \tag{20}$$

Se obtiene la amplitud compleja del vector de onda

$$k(\omega) = k_R(\omega) + ik_I(\omega) = \sqrt{c_r(\omega)}\frac{\omega}{c} \tag{21}$$

Que rige la propagación de la onda en el medio. La onda plana que se propaga a lo largo del eje z se escribe como:

$$E(z,t) = E_0 e^{-i(kz-\omega t)} = E_0 e^{-\frac{\propto}{2}z} e^{-i\omega\left(t-\frac{n}{c}z\right)} \tag{22}$$

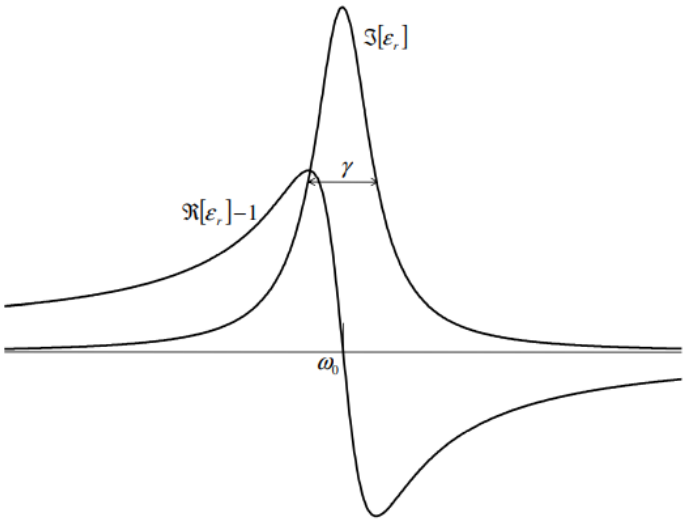
La intensidad de la radiación decae exponencialmente con un coeficiente de absorción

$$\propto(\omega) = 2\Im|k(\omega)| \tag{23}$$

Y la onda se propaga con la velocidad de fase

$$v = \frac{n(\omega)}{c} = \frac{\Re|k(\omega)|}{\omega} \tag{24}$$

Figura 11. Dispersión dieléctrica en una resonancia



Fuente: (Lee, 2009)

2.2.8 Muestreo óptico

El muestreo óptico, también conocido como muestreo optoelectrónico, es una técnica avanzada que permite analizar muestras de señales ópticas a velocidades muy altas mediante pulsos de luz ultracortos. Las muestras se representan mediante impulsos periódicos que se toman en momentos específicos cuya amplitud representa los valores de la señal original (Paschotta, 2023b). En otras palabras, el muestreo óptico tiene la capacidad de alcanzar tasas de bits con un ancho de banda mucho mayor que el que se puede lograr con fotodetectores y osciloscopios convencionales, y convertir las señales ópticas en señales eléctricas a través de la interacción con dispositivos semiconductores, lo que permite una resolución temporal extraordinariamente alta y una precisión inigualable en la medición de fenómenos eléctricos (Schmidt-Langhorst & Weber, 2005).

Dado que, el muestreo óptico permite medir y capturar la dinámica temporal de las señales ópticas mediante el uso de pulsos de luz ultracortos para su posterior análisis y reconstrucción. Esta técnica se ha convertido en una herramienta muy útil en aplicaciones de comunicaciones ópticas de alta velocidad y en el análisis de señales complejas, como diagramas de ojo y constelación, así como en la evaluación de problemas en la transmisión de fibra óptica (Schmidt-Langhorst & Weber, 2005).

Es importante destacar que el muestreo óptico se basa en el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon, el cual establece matemáticamente que el proceso de muestreo es reversible y que la señal original puede ser reconstruida de manera precisa y no aproximada. Si se muestrea la señal a una tasa de muestreo de al menos el doble de la frecuencia máxima presente en la señal. Una vez que se cumple el criterio de Nyquist, no es necesario aumentar la tasa de muestreo. En el caso del muestreo óptico, esto implica muestrear las señales ópticas a una tasa igual o mayor que su frecuencia máxima para garantizar una reconstrucción precisa de la señal original (Foaleng-Mafang et al., 2009).

2.3 Definición de conceptos

2.3.1 Definición nominal de conceptos

La variable a mediar es la eficacia (%) en términos del coeficiente de correlación (r). Este coeficiente determina la relación entre la señal de referencia y la señal de retardo después del muestreo óptico. Adicionalmente, se utilizan otras métricas descriptivas para evaluar la precisión y calidad de las señales, tales como el error medio cuadrático, la atenuación y el error promedio que se describen en la sección 4.1.5.

2.3.2 Definición operativa de conceptos

$$r = \frac{n(\sum xy) - (\sum x)(\sum y)}{\sqrt{[n\sum x^2 - (\sum x)^2][n\sum y^2 - (\sum y)^2]}}$$

Donde:

n = Número de pares de datos

x = valores del campo eléctrico en el emisor

y = valores del campo eléctrico en el detector

2.4 Hipótesis

2.4.1 Hipótesis de investigación

La correlación predictiva del sistema de retardo óptico de bajo costo para establecer una sincronización precisa, es de 1 para la señal de referencia y la señal de retardo.

2.4.2 Hipótesis nula

La correlación predictiva del sistema de retardo óptico de bajo costo para establecer una sincronización precisa, no es de 1 para la señal de referencia y la señal de retardo.

2.4.3 Hipótesis alternativa

La correlación predictiva del sistema de retardo óptico de bajo costo para establecer una sincronización precisa, es de 0.85 para la señal de referencia y la señal de retardo.

3. Metodología

3.1 Enfoque

En esta investigación se realizará un análisis cuantitativo, “debido a que utiliza datos cuantitativos o cuantificables”(Quijano Vodniza, 2009) que corresponde a las variables asociadas al objeto de investigación, por lo tanto, para determinar la eficacia del sistema los resultados obtenidos se expresaran de manera porcentual.

3.2 Método

En esta investigación cuantitativa se aplicara el método científico, o también conocido como método empírico – analítico (Quijano Vodniza, 2009), donde se busca encontrar la eficacia de un sistema de retardo óptico de bajo costo, con el fin de validar o rechazar las hipótesis y así dar una solución al problema de investigación.

3.3 Paradigma

El paradigma de esta investigación se basa en el neopositivismo, ya que mezcla tanto el racionalismo como el empirismo, por lo tanto, se parte de la deducción y se comprueba con la experimentación a partir de los datos obtenidos después de la implementación del sistema. Dentro de este contexto, en el diseño del sistema de retardo óptico de bajo costo se involucrará procesos matemáticos con el fin de obtener la verificación de la mayor eficacia posible del sistema.

3.4 Tipo de investigación

La investigación es de tipo correlacional, pues su finalidad es realizar el diseño y mediante las mediciones obtener la mayor eficacia del sistema. Mencionado lo anterior será necesario establecer los parámetros de la técnica de muestreo óptico para la optimización de la línea de retardo óptica, y poder lograr una sincronización precisa de los pulsos de luz para ser aplicada en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo, esto con el fin de determinar la variable del objetivo de investigación, que es la eficacia.

3.5 Diseño de investigación

El diseño de esta investigación (RG X O), se define como experimento puro, ya que se desea verificar la eficacia del sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicada en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS) mediante métricas como el cálculo de correlación, MAE, RMSE y atenuación, en comparación al mismo sistema, pero utilizando herramientas visuales.

RG1 X1 O1
RG2 - O2

Donde:

RG1 = Campo eléctrico de la señal de referencia
RG2 = Campo eléctrico de la señal de retardo
X1 = Cálculo de correlación, MAE, RMSE y atenuación.
- = Herramientas visuales como diagramas de ojo
O1 = Precisión y efectividad de las predicciones
O2 = Precisión y efectividad de las predicciones

3.6 Universo

Sistema de retardo óptico de bajo costo. El universo es finito ya que es cuantificable y accesible.

3.7 Muestra

La muestra es la misma que el universo ya que se adaptará el sistema en un rango de operación seguro y a través del campo eléctrico de cada señal se realizará los estudios pertinentes y definirá la precisión del sistema.

3.8 Técnicas de recolección de información

Observación directa: los parámetros de la señal se obtendrán a partir del sistema de retardo óptico de bajo. Este sistema utiliza un diodo láser que genera una fotocorriente

ultrarrápida, permitiendo la creación de un tren de pulsos ópticos. La luz generada por el láser se dirige hacia un beam splitter, donde los pulsos ópticos se dividen en dos trayectorias: la trayectoria del emisor (lE) y la del detector (lD). La trayectoria del emisor (lE) se enfoca en un primer fotodiodo, que es crucial para la lectura de la señal de referencia. Una vez que esta señal se detecte, se registrará el campo eléctrico como función del tiempo, lo que proporcionará el campo eléctrico de referencia. Posteriormente, un segundo fotodiodo se encargará de detectar los pulsos ópticos que han sido afectados por el medio. Este segundo fotodiodo permitirá registrar el campo eléctrico resultante como función del tiempo, conocido como el campo eléctrico de retardo. Por último, se llevará a cabo el cálculo de correlación para analizar y comparar las señales ópticas en función del tiempo. Este análisis permitirá determinar la eficacia del sistema de retardo óptico con respecto a la precisión de la relación temporal entre ambas señales.

3.9 Validez de la técnica

La técnica con la cual se recolectará la información es válida, porque la línea de retardo óptica de bajo costo permite obtener información acerca de forma de onda, duración, amplitud y fase del pulso, por lo tanto, es posible identificar efectos como la interferencia, la atenuación y otros fenómenos ópticos que pueden influir en la señal.

3.10 Confiabilidad técnica

La técnica es confiable, debido a que la obtención del campo eléctrico tanto de la señal de referencia como de la señal de retardo se llevará a cabo en tiempo real, este proceso se realizará de forma repetitiva y a través de la correlación se encontrará el desfase mínimo entre la señal de referencia y la señal de retardo.

3.11 Instrumentos de recolección de la información

Se construirá el sistema de retardo óptico de bajo costo, de modo que, los datos del campo eléctrico tanto de la señal de referencia como de la señal de retardo que se obtengan serán evaluados por un software de MATLAB, que permitirá determinar la eficacia del sistema con respecto a la precisión de la relación temporal entre ambas señales.

4. Resultados de la investigación

4.1 Diseño e implementación de la línea de retardo óptico de bajo costo

4.1.1 Descripción de la Línea de retardo óptico

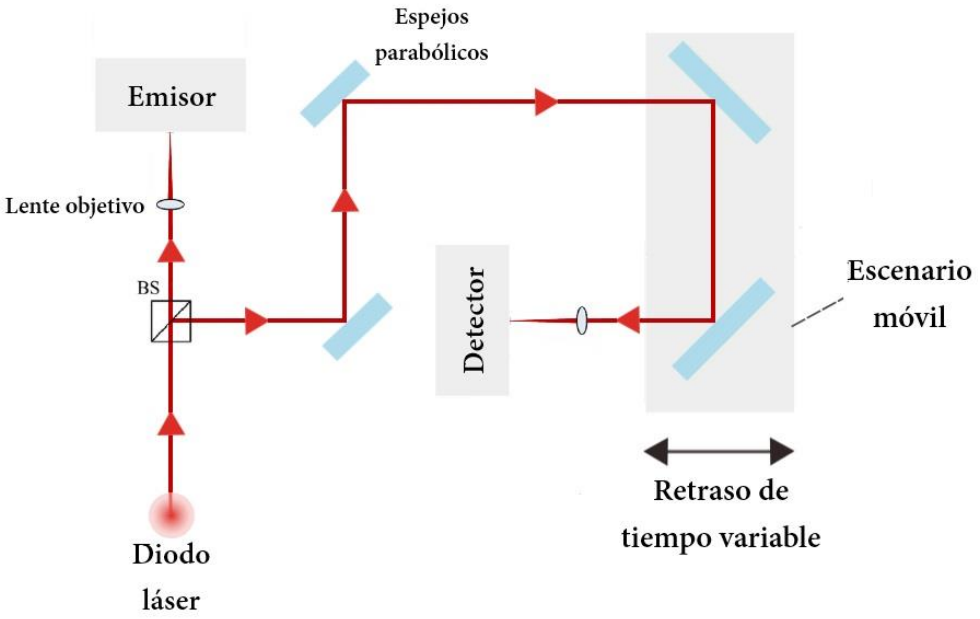
La línea de retardo óptica se ha convertido en una herramienta fundamental en los experimentos de muestreo óptico, ya que permite un control preciso del tiempo de llegada de las señales ópticas. En este trabajo se propone una línea de retardo óptica robusta, compacta y rentable que se basa en el principio del muestreo óptico para probar señales rápidas usando luz láser. Este enfoque consiste en tomar muestras periódicas de los pulsos ópticos en momentos específicos. Al usar este sistema de retardo óptico, es posible escanear el pulso óptico y registrar su forma en el dominio del tiempo con una alta resolución temporal. Por ende, los datos muestreados se analizan utilizando diversas técnicas de procesamiento de señales para extraer información relevante, como formas de onda, duración, fase y amplitud. Este análisis proporciona información sobre el comportamiento y la calidad de la señal muestreada antes y después de aplicar el retardo.

Para que el muestreo sea efectivo, las longitudes de las trayectorias deben coincidir simultáneamente en tiempo y espacio. Para ello, es necesario ajustar la posición de la etapa de retardo óptico en la trayectoria del emisor o del detector del sistema. Este ajuste permite controlar y optimizar el tiempo de llegada de los pulsos ópticos. En la Figura 12, se puede observar que, en esta configuración, una variación en la posición de los elementos ópticos, como lentes y espejos ubicados en la trayectoria del detector induce un cambio de longitud del sistema.

Teniendo en cuenta lo anterior, es fundamental abordar la teoría del tiempo de retardo, dado que proporciona las bases para entender cómo la longitud de la línea de retardo y la velocidad de la luz interactúan. En medios ópticos, la velocidad de la luz puede verse afectada por factores como la calidad del material, la temperatura y la densidad, puesto que materiales con impurezas pueden introducir pérdidas y distorsiones en la señal óptica (Berrettini et al., 2010) (Morteza Najarian et al., 2024). Además, las dimensiones físicas de la línea de retardo y la longitud de onda de la señal también juegan un papel crucial en el comportamiento del sistema. Estas variables pueden producir discrepancias en el tiempo de llegada de la señal (Ahmed, 2016),

lo que resulta en un desfase indeseado, que puede dar lugar a interferencias constructivas o destructivas que afectan la calidad de la señal recibida. Por lo tanto, una comprensión clara de estos principios teóricos no solo mejora el diseño de la línea de retardo, sino que también permite optimizar el muestreo para obtener resultados más precisos y confiables.

Figura 12. Esquema del montaje del sistema de retardo óptico de bajo costo



Teóricamente, el tiempo de retardo máximo y mínimo que puede tener una línea de retardo, se puede calcular utilizando la siguiente ecuación:

$$t = \frac{L}{v} \tag{25}$$

Donde: t es el tiempo de retardo, L es la distancia que recorre la señal y v es la velocidad de propagación de la luz en el medio.

La velocidad de la luz en el vacío es aproximadamente $3 * 10^8$ m/s. Sin embargo, cuando la luz viaja a través de diferentes medios (como espejos o fibra óptica), su velocidad disminuye debido a la refracción. Este fenómeno se describe mediante el índice de refracción n del medio, el cual se define como la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio:

$$C_{med} = \frac{c_0}{n} \tag{26}$$

Donde: C_{med} es la velocidad de la luz en el medio, c_0 es la velocidad de la luz en el vacío, y n es el índice de refracción.

Luego, el tiempo de retardo en un medio específico se puede calcular utilizando la longitud de la línea de retardo y la velocidad de la luz en ese medio mediante la siguiente ecuación.

$$t = \frac{L}{C_{med}} \tag{27}$$

Los lentes objetivo que se emplean en este sistema utilizan revestimientos de N-BK7, un medio dieléctrico que tiene un índice de refracción complejo de 1.515. Por otro lado, los espejos parabólicos que se emplean en este sistema utilizan revestimientos de plata. La plata es un metal que refleja la luz en lugar de refractarla. Por lo tanto, no se aplica un índice de refracción para determinar la velocidad de la luz de la misma manera que en un medio dieléctrico. En este caso, la velocidad de la luz en el vacío se mantiene constante durante la reflexión, lo que implica que los espejos parabólicos no alteran la velocidad de la luz.

Entonces, con la Ecuación 26 la velocidad de la luz en el medio sería:

$$C_{med_lente} = \frac{3 * 10^8 \text{ m/s}}{1.5115} = 1.985 * 10^8 \text{ m/s}$$

Para calcular el tiempo de retardo mínimo se consideró la distancia más corta que puede recorrer la señal que es de 110 cm (1.10 m):

$$t_{min} = \frac{1.10\ m}{1.985 * 10^8 \text{ m/s}} = 5.54 * 10^{-9} \text{ s} \approx 5.54\ ns$$

De manera similar, para calcular el tiempo de retardo máximo se consideró la distancia máxima que puede recorrer la señal que es de 142 cm (1.42 m):

$$t_{max} = \frac{1.42\ m}{1.985 * 10^8 \text{ m/s}} = 7.15 * 10^{-9} \text{ s} \approx 7.15\ ns$$

Los cálculos realizados en el contexto de la línea de retardo óptica son fundamentales para comprender cómo las dimensiones físicas de esta línea afectan el tiempo de retardo. Las dimensiones físicas, como la longitud y el diámetro de la línea de retardo, influyen directamente en la cantidad de tiempo que tarda la luz en atravesar el medio. Es fundamental comprender estas variables para optimizar el sistema y asegurar un procesamiento adecuado de las señales. En este sentido, una línea de retardo más larga generalmente resultará en un mayor tiempo de retardo, lo que puede ser beneficioso o perjudicial dependiendo de la aplicación específica.

Este tiempo de retardo es crucial en sistemas de comunicación óptica, donde la precisión en la sincronización de las señales puede determinar el éxito o el fracaso de la transmisión de datos. En un sistema de comunicación óptica, el uso de un medio con un índice de refracción adecuado puede ayudar a controlar el tiempo de retardo, asegurando que las señales lleguen a su destino de manera sincronizada. Un medio que no se ajuste a las necesidades específicas de la aplicación puede introducir variaciones en el tiempo de retardo, lo que puede resultar en la pérdida de coherencia de la señal.

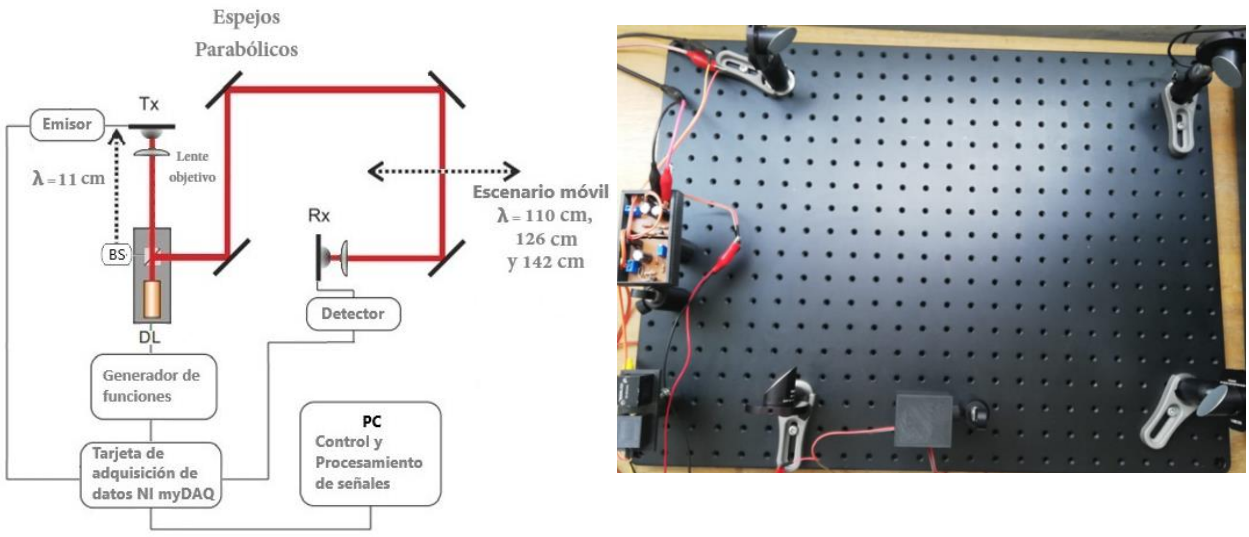
4.1.2 Configuración experimental

Una línea de retardo óptica está compuesta por varios componentes que permiten retrasar el tiempo de llegada de una señal óptica. Estos componentes pueden variar dependiendo de las necesidades y aplicaciones específicas. En la Figura 13 se observa la estructura física y principio de funcionamiento de nuestro enfoque el cual consiste en la técnica de muestreo óptico y su proceso incluye como primer paso la generación de pulsos láser ultracortos. Estos pulsos se generan típicamente usando láseres bloqueados en modo, que producen pulsos con duraciones en el rango femtosegundo o picosegundos que normalmente están compuestos por componentes de frecuencia que van desde unos pocos cientos de GHz a varios THz, pero en este proyecto se utiliza un diodo láser, que emite un haz de luz con una duración de pulso de alrededor de 100 fs. Estos pulsos ópticos sirven como sonda de muestreo que luego se enfocan en un beam splitter donde divide los pulsos ópticos en trayectorias (emisor (lE) y detector (lD). Esta interferencia se detecta mediante fotodetectores. De manera que, el haz de la trayectoria IE se enfoca en el fotodetector del emisor que permite dar lectura de la señal óptica; y el haz de la trayectoria ID se enfoca en espejos parabólicos y un lente objetivo para guiarla al fotodetector del detector que

permite dar lectura de la señal óptica retrasada. Es importante mencionar que para muestrear con precisión la señal o generar la señal óptica de manera coherente y sin distorsiones, las longitudes de las trayectorias deben coincidir simultáneamente en tiempo y espacio, para ello se introduce un ajuste de retardo de tiempo entre los pulsos ópticos de las trayectorias, en esta configuración una variación en la posición de espejos parabólicos y lente objetivo induce un cambio de longitud en el haz de la trayectoria ID para realizar un muestreo preciso.

Ahora bien, para el control del sistema y adquisición de datos se utilizó una tarjeta de adquisición de datos NI myDAQ, un amplificador electro-común, un generador de señales y un software en Matlab construido a medida (véase anexo A). La tarjeta NI myDAQ junto al software son capaces de registrar de forma fiable la señal óptica con diferentes órdenes de frecuencia y amplitud, mientras que el amplificador colector-común junto al generador de señales permiten la detección de la señal óptica y una señal de salida para alimentar el fotodetector emisor con la señal de referencia. El fotodetector convierte la señal óptica en una señal eléctrica que se puede medir y analizar. La señal eléctrica detectada contiene información sobre las características temporales de la señal original, por ende, se toman mediciones múltiples repitiendo el proceso con diferentes retrasos de tiempo. Esto permite la reconstrucción de la forma de onda de la señal con alta resolución temporal y precisión.

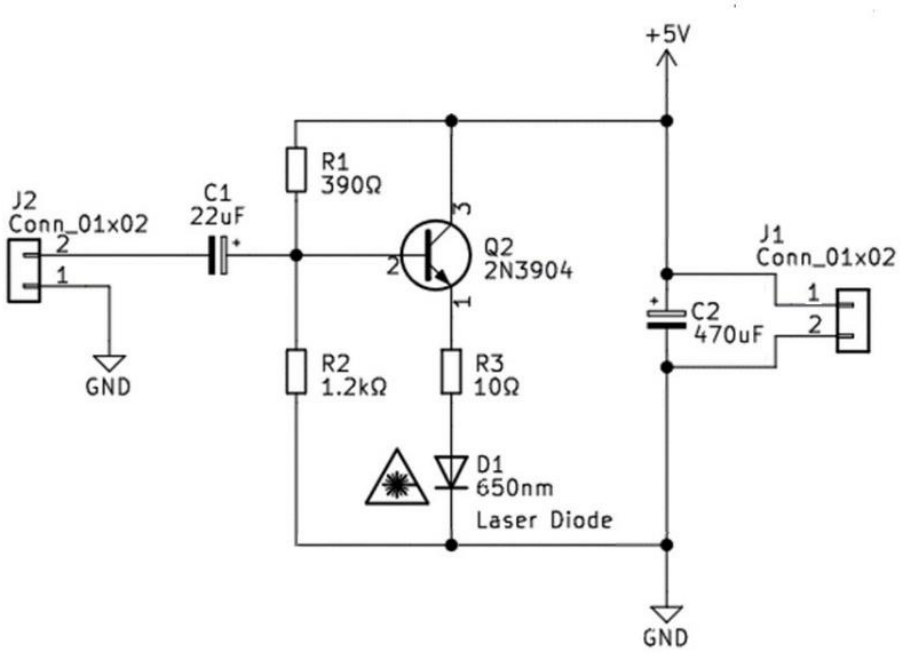
Figura 13. Componentes del sistema de retardo óptico de bajo costo y esquema de procesamiento de señales



4.1.3 Transmisión y recepción de datos

El amplificador colector-común es primordial en el sistema de retardo óptico de bajo costo propuesto anteriormente, ya que su estructura física y principio de funcionamiento consiste en un circuito transmisor y un circuito receptor. En el circuito transmisor, se utiliza un transistor BJT NPN, un diodo láser y generador de funciones para emitir pulsos de luz con diferentes ordenes de frecuencia y amplitud. Como se observa en la Figura 14 su diagrama de conexión consiste en un diodo laser que va conectado al emisor del transistor y el generador de señales se conecta a la señal de entrada para enviar señales a la base del transistor por medio de un capacitor de acople. Este capacitor permite que las variaciones de la señal de entrada (AC) lleguen a la base del transistor, mientras que bloquea cualquier componente de corriente continua (DC) que pueda afectar el rendimiento del circuito.

Figura 14. Diagrama esquemático del circuito transmisor de señal usando un diodo laser



Cuando el generador de pulsos envía un pulso a la base de un transistor BJT NPN, este se activa, permitiendo que la corriente fluya desde el colector hacia el emisor. Esto enciende el diodo láser, emitiendo un pulso de luz. En este sentido, este circuito establece que llegue una

tensión de 3v y pase una corriente de 30mA al diodo laser cuando no hay señal; posteriormente, a esos 3v se le suma una variación de tensión que es proporcional a la variación de la señal para que el brillo sea dependiente de la señal. Esto significa que, el diodo laser variara su intensidad de luz con respecto a la tensión. Sin embargo, es importante destacar que la corriente que pasa a través del diodo láser presenta un crecimiento exponencial en relación con la tensión aplicada.

De modo que, para garantizar que la información se transmita de manera precisa y sin distorsiones, se polariza el transistor NPN con dos resistencias, R1 y R2, que forman un divisor de tensión. Este divisor de tensión establece un voltaje en la base (V_B), que asegura que la señal de entrada sea pequeña y, a su vez, que las variaciones en la corriente (I_E) y la intensidad del diodo láser sean lineales. Por lo tanto, para lograr esto, primero se debe obtener el voltaje que llegara a la base del transistor empleando la siguiente ecuación:

$$V_E = V_{diodo} \tag{28}$$

$$V_B = V_E + VBE = \ 3V + 0.7V = 3.7V \tag{29}$$

Donde: VBE es la caída de tensión directa base-emisor, V_E es la tensión del emisor y V_{diodo} es la tensión del diodo laser.

Una vez que se ha obtenido la tensión en la base, se puede calcular la tensión en R1 utilizando la siguiente ecuación.

$$(V_B) = (V_{R2}) \tag{30}$$

$$V_{R1} = V_{cc} - \ V_{R2} = 5V - 3.7V = 1.3V \tag{31}$$

Donde: V_{cc} es la tensión de alimentación.

Luego, se calculó la corriente de base utilizando la siguiente ecuación. Se asume un valor típico de $\beta = 100$.

$$I_E = I_{diodo} \tag{32}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{30mA}{100 + 1} = 297\mu A \tag{33}$$

Donde: β es la ganancia de corriente del transistor, I_E es la corriente que pasa por el emisor y I_{diodo} es la corriente que pasa por el diodo.

De esta manera, se puede obtener el valor de R1 y R2 mediante la ley de Ohm. Para que I_B no sea relevante para I_{R1}y I_{R2} se asumió:

$$I_{R1} = 11I_B \qquad I_{R2} = 10I_B \tag{34}$$

Entonces:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{1.3v}{11(297\mu A)} = 397.91\,\Omega \approx 390\Omega \tag{35}$$

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2}} = \frac{3.7V}{10(297\mu A)} = 1.24\,k\Omega \approx 1.2k\Omega \tag{36}$$

Ahora bien, para seleccionar un capacitor de acople adecuado, es necesario calcular la impedancia de entrada Z_{in} utilizando la siguiente ecuación. Esto asegura que el capacitor no limite la señal de entrada.

$$Z_{in} \approx R_1//R_2//\beta \cdot r_c = \frac{1}{\frac{1}{390\Omega} + \frac{1}{1.2k\Omega} + \frac{1}{\left(\frac{26mV}{30mA}\right)}} = 64.94\Omega \tag{37}$$

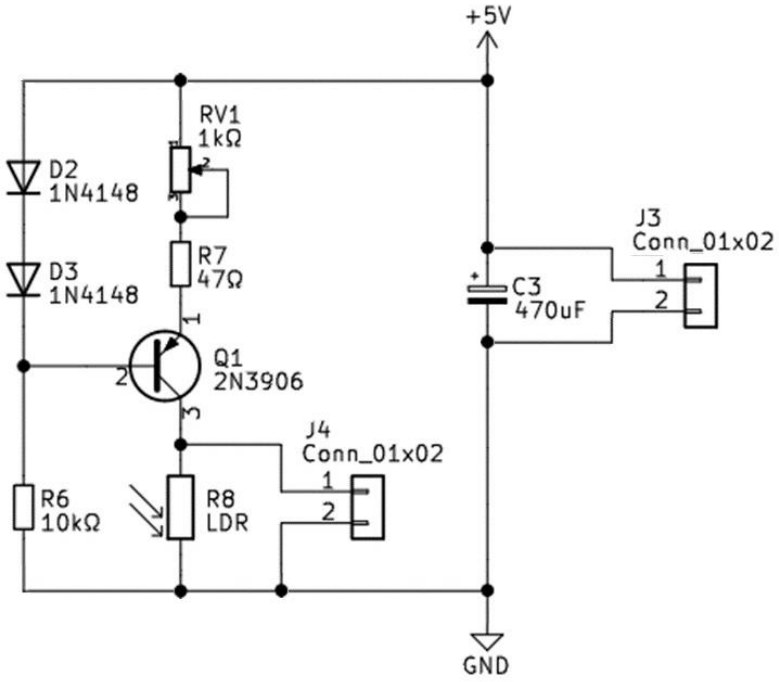
Finalmente, mediante la siguiente ecuación se calculó el valor del capacitor de acoplamiento con una frecuencia de operación $f_c = 100\ Hz$.

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot Z_{in}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100Hz \cdot 64.94\Omega} = 24.05\,\mu F \approx 22\,\mu F \tag{38}$$

Nota: Por protección se añadió la resistencia de 10Ω en serie al diodo laser, dado que puede recibir una señal grande por error.

Por otro lado, el circuito receptor, emplea un transistor BJT PNP y un fotodiodo para detectar pulsos de luz emitidos por el diodo laser del transmisor. Como se observa en la Figura 15 su diagrama de conexión consiste en conectar el colector del transistor al fotodiodo y al mismo tiempo la señal de salida se tomará del colector que luego es enviada a una tarjeta de adquisición de datos NI myDAQ, para registrar los datos y su posterior análisis y procesamiento.

Figura 15. Diagrama esquemático del circuito receptor de señal usando un fotodiodo



Cuando el diodo láser del transmisor emite pulsos de luz, el fotodiodo detecta estos pulsos. La luz incidente provoca una corriente en el fotodiodo, que varía según la intensidad de la luz recibida, pero su naturaleza no lineal requiere de una correcta polarización del transistor para que, posteriormente, esta corriente se convierta en un voltaje en la resistencia conectada al fotodiodo, generando una señal eléctrica que representa los pulsos de luz. En este sentido, este circuito establece condiciones de operación, como una tensión de 2.5v (V_C) y una corriente constante de 0.31mA (I_C) en el colector, con el objetivo de amplificar las pequeñas variaciones de luz que recibe el fotodiodo, garantizando cambios pequeños y controlados en el voltaje de la base V_B. Esto permitirá que la señal de salida sea lineal y, por ende, más precisa y confiable.

Conforme a ello, se necesita calcular la resistencia que polariza a los dos diodos en serie. Estos diodos ayudan a definir la caída de tensión necesaria para que el transistor opere en su región activa. Entonces, usando la ley de Ohm se puede calcular la resistencia R_6:

$$V_C = V_{fotodiodo} = V_{R6} \tag{39}$$

$$R_6 = \frac{V_{R6}}{I_C} = \frac{2.5V}{0.31mA} = 8064.52\Omega \approx 1k\Omega \tag{40}$$

Las tensiones directas de cada diodo de silicio son de aproximadamente 0.7 V, los cuales se reparten entre la juntura base-emisor del BJT (VBE) y los resistores del emisor (V_{Rv1}). Entonces, la caída total será:

$$V_{total} = VBE + V_{Rv1} = \ 0.7V + 0.7V = 1.4V \tag{41}$$

Dado que, se desea que la tensión en el colector sea de 2.5v, se coloca una resistencia variable en el emisor para ajustarla. Usando la ley de Ohm se puede calcular su valor:

$$R_{V1} = \frac{V_{R6}}{I_C} = \frac{2.5v}{0.31mA} = 8064.52\Omega \approx 1k\Omega \tag{42}$$

Una vez que se ha obtenido el valor de la resistencia variable, se puede calcular la corriente que pasara a través de los resistores del emisor (I_E) mediante la siguiente ecuación:

$$I_E = \frac{V_{Rv1}}{R_{V1} + R_7} = \frac{0.7v}{1k\Omega + 47\Omega} = 668.57\mu A \tag{43}$$

Nota: Por protección se añadió la resistencia de 47Ω en serie a la resistencia variable, dado que en el proceso de calibración se podría ajustar una corriente alta por error. Finalmente, se recomienda un voltaje de alimentación de 7.5v (Vcc). Este nivel de tensión permite que el transistor opere en un rango más amplio de su curva de transferencia, lo que resulta en una mayor ganancia, reducción de la distorsión, mejor respuesta a señales de alta frecuencia y una disminución del nivel de ruido relativo. Todo esto contribuye a obtener una señal de salida más clara y definida.

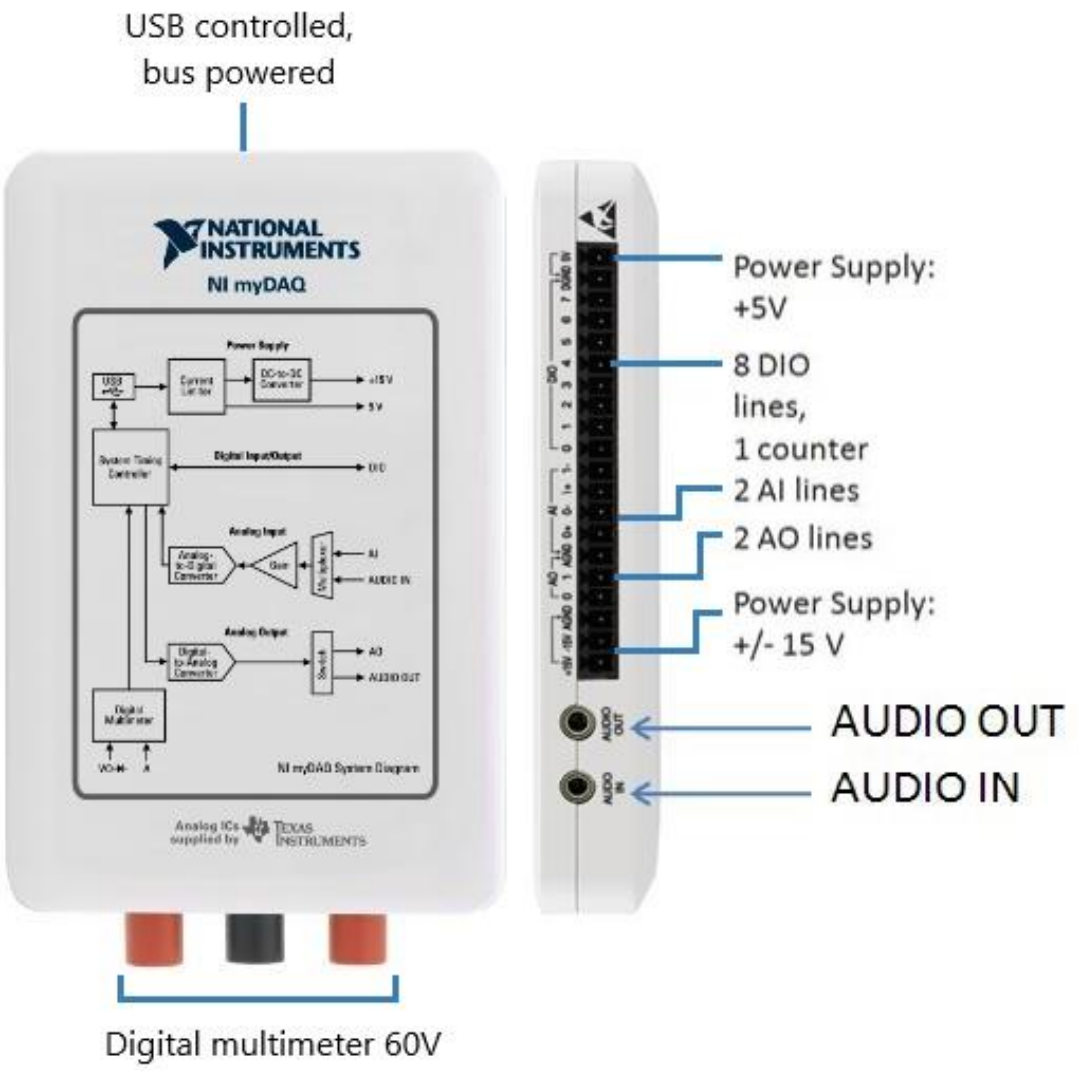
4.1.4 Tarjeta de Adquisición de Datos NI MyDAQ

El NI myDAQ es un dispositivo de adquisición de datos compacto, portátil y de bajo costo, desarrollado por National Instruments. Está diseñado específicamente para facilitar el aprendizaje práctico en entornos educativos y de investigación. Este dispositivo multifuncional permite a los estudiantes realizar mediciones y experimentos en diversas disciplinas de ingeniería, como electrónica, física y control (National Instruments, n.d.).

Como se observa en la Figura 16, el myDAQ se conecta a un PC mediante un puerto USB, un método ampliamente estandarizado. Este dispositivo incluye dos canales de entrada

analógica que permiten medir voltajes en tiempo real, operando a una velocidad de muestreo de hasta 200 kS/s y con una resolución de 16 bits, lo que garantiza alta precisión en las mediciones. Adicionalmente, cuenta con dos salidas analógicas que generan señales de voltaje, útiles para pruebas y simulaciones.

Figura 16. Tarjeta NI myDAQ



Fuente: (Venus Intelligens, 2024)

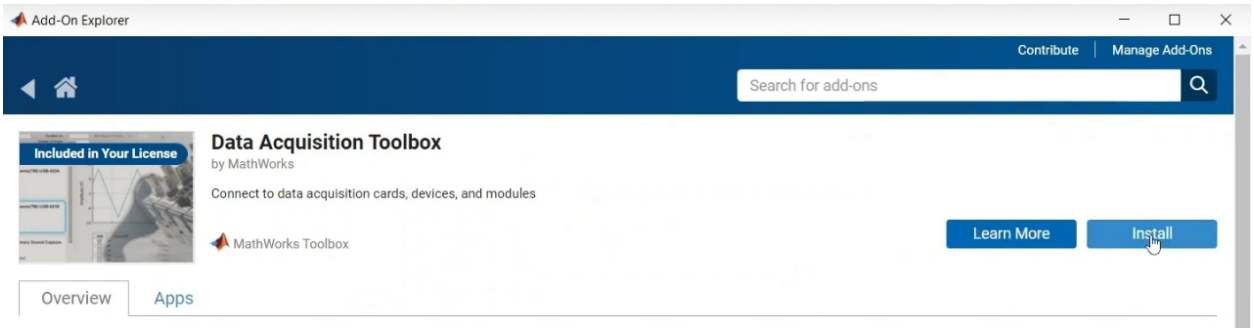
Este dispositivo también dispone de ocho entradas y salidas digitales, lo que permite interaccionar con otros dispositivos y sistemas que requieren control. También, ofrece fuentes de alimentación de +5, +15 y -15 volts, lo que permite a los usuarios experimentar con una variedad

de componentes electrónicos, como relés o motores. Una de las funciones más destacadas del myDAQ es su multímetro digital (DMM), que permite medir voltajes de hasta 60 V, así como corriente y resistencia. Además, es compatible con varios programas de software de National Instruments, como LabVIEW, Multisim y MATLAB, facilitando simulaciones, análisis y visualización de datos de manera eficiente.

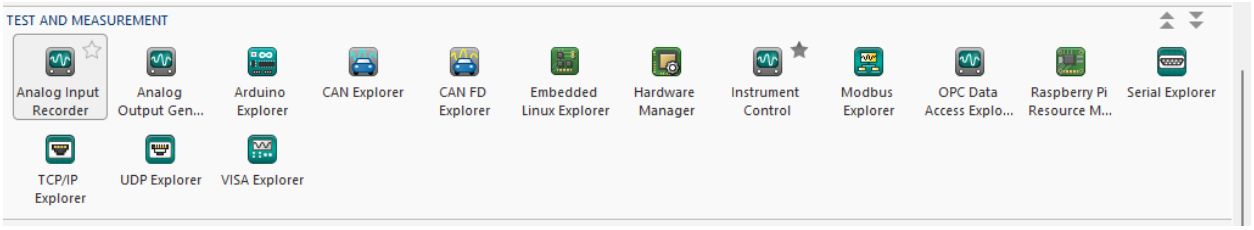
4.1.4.1 Configuración de la Adquisición de Datos con MATLAB

En esta sección, se describe los pasos necesarios para establecer una correcta configuración del NI MyDAQ junto con MATLAB. Este proceso es fundamental para asegurar que el myDAQ esté listo para recibir y procesar las señales generadas por el sistema de retardo óptico.

- **Conexión del Dispositivo myDAQ:** El primer paso consiste en conectar el dispositivo myDAQ a la computadora utilizando un cable USB. Es fundamental asegurarse de que el dispositivo esté encendido y correctamente conectado.
- **Instalación de Controladores NI-DAQmx y NI-ELVISmx:** A continuación, es necesario descargar e instalar los controladores NI-DAQmx y NI-ELVISmx. Estos softwares son fundamentales para establecer la comunicación entre el dispositivo myDAQ y MATLAB. Los controladores se pueden obtener desde el sitio web de National Instruments. Es importante asegurarse de que la versión de NI-DAQmx que se instala sea compatible con su sistema operativo y con MATLAB (MathWorks, 2025).
- **Verificación del Data Acquisition Toolbox en MATLAB:** Una vez instalados los controladores, el siguiente paso es abrir MATLAB y asegurarse de que el Data Acquisition Toolbox esté instalado. Este toolbox proporciona las herramientas necesarias para conectar el hardware de adquisición de datos con el entorno de programación de MATLAB. Si el toolbox no está presente, se puede instalar fácilmente desde la ventana de Add-Ons de MATLAB.



- **Acceso a la Aplicación analogInputRecorder:** Con el Data Acquisition Toolbox instalado, se procede a abrir la ventana de Apps en MATLAB. En esta ventana, se debe buscar la aplicación analogInputRecorder y hacer clic en ella. Esta aplicación permite visualizar y registrar las señales analógicas que se están adquiriendo en tiempo real.



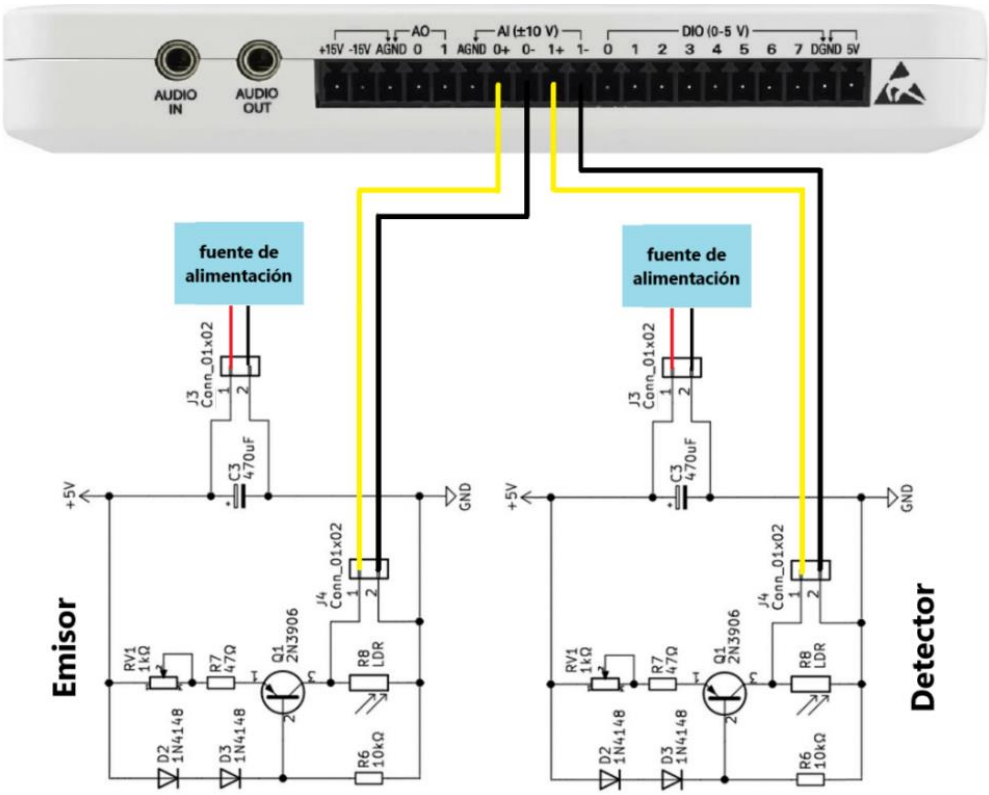
En este proyecto, se emplean dos dispositivos myDAQ para analizar diferentes señales simultáneamente y en tiempo real. Uno de los dispositivos está destinado a registrar la señal de entrada, mientras que el otro se encarga de capturar tanto la señal de referencia como la señal retardada. Al operar estos dispositivos simultáneamente, se optimiza la recolección de datos, lo que resulta en mediciones más confiables y significativas para el desarrollo del proyecto.

4.1.4.2 Implementación de la Tarjeta NI myDAQ en un Sistema de Retardo Óptico

En este proyecto, se implementaron dos circuitos receptores del amplificador colector-común en la NI myDAQ, que desempeñan un papel fundamental en la medición y análisis de señales. Como se puede observar en la Figura 17, uno de estos circuitos se denomina señal de referencia (emisor) y se conecta a la entrada analógica AI0. Este circuito es crucial, ya que proporciona una medida estable que permitirá evaluar y comparar la señal retardada captada por el segundo circuito.

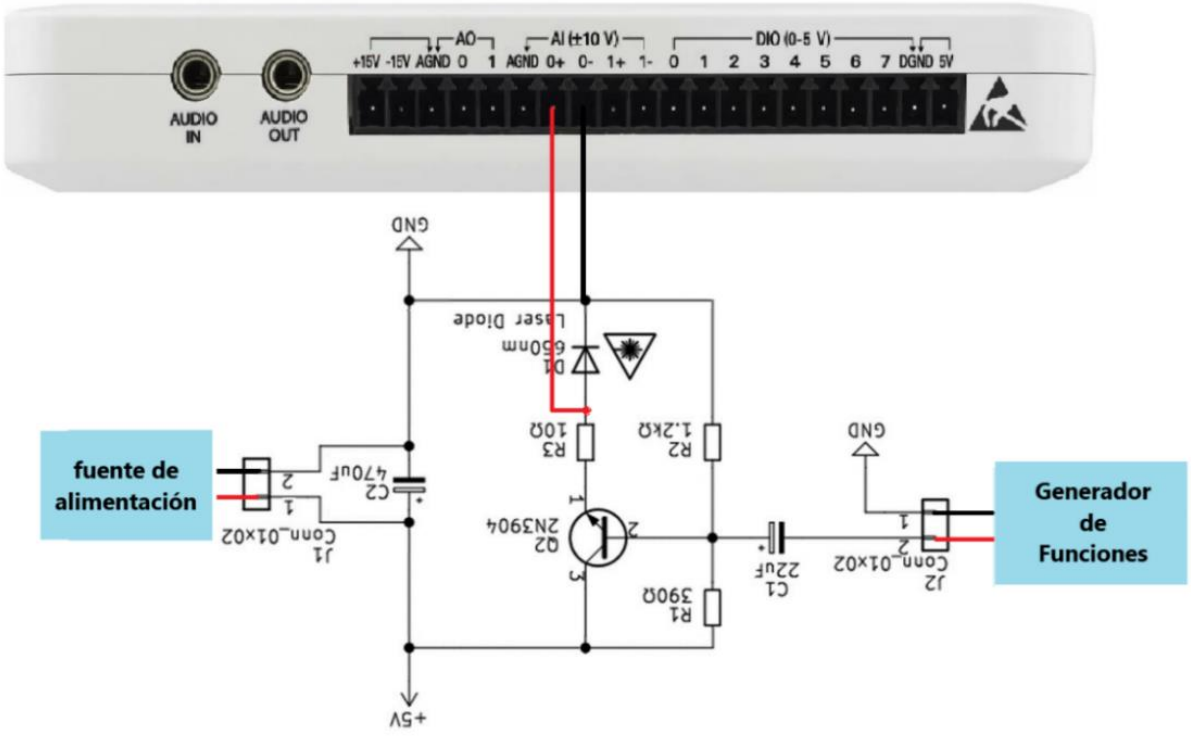
El segundo circuito, conocido como señal retardada (detector), se conectará a la entrada analógica AI1. Este circuito tiene la función de captar la señal que ha sido retardada, permitiendo así medir el tiempo de retardo entre la señal de referencia y la señal detectada. La combinación de ambas señales permite realizar un análisis detallado y cuantitativo de los fenómenos ópticos, facilitando la obtención de datos significativos que pueden ser utilizados para mejorar el diseño y la eficiencia de sistemas ópticos en diversas aplicaciones.

Figura 17. Diagrama esquemático de la recolección de datos con la NI myDAQ y circuitos receptores del amplificador colector-común



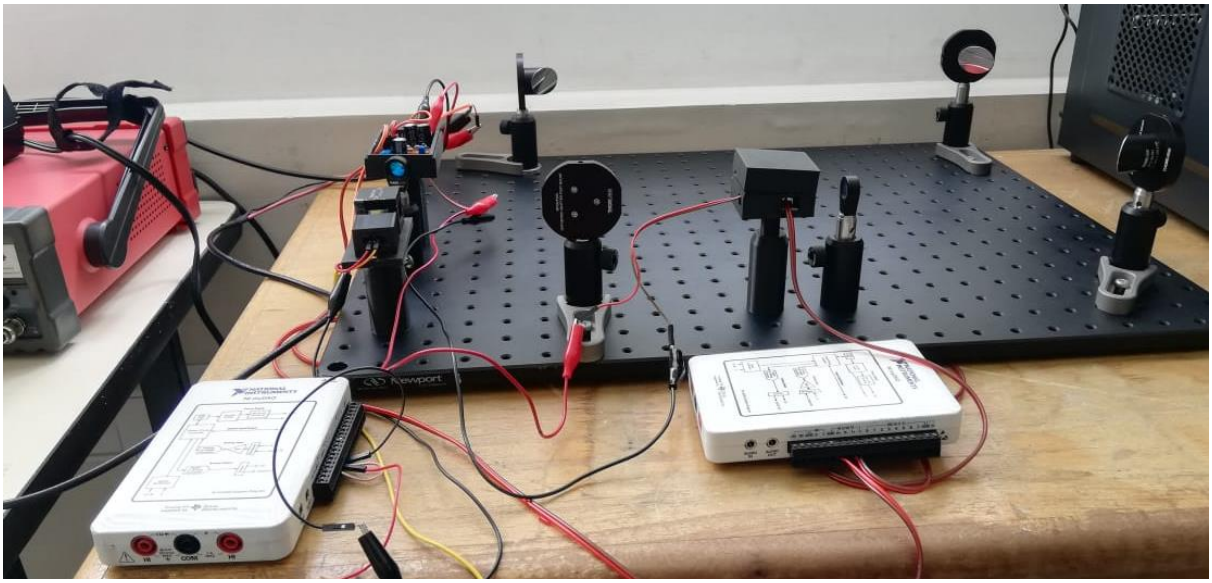
Por otro lado, en la Figura 18 se puede observar un circuito transmisor del amplificador colector-común en otra unidad de NI myDAQ, el cual también se conecta a la entrada analógica AI0. En este circuito transmisor, se medirá la señal que enviará el diodo láser para verificar si la señal de referencia se amplifica correctamente antes de ser procesada. Al integrar este análisis, se optimiza la calidad de la señal de referencia, lo que contribuye a obtener mediciones más precisas y confiables en el estudio del retardo óptico.

Figura 18. Diagrama esquemático de la recolección de datos con la NI myDAQ y el circuito transmisor del amplificador colector-común



A continuación, se muestran fotografías que ilustra las conexiones entre la NI myDAQ y el sistema de retardo óptico. Este diagrama es esencial para visualizar cómo se interconectan los componentes y asegurar que todo esté correctamente configurado.

Figura 19. Interconexiones entre la NI myDAQ y el sistema de retardo óptico

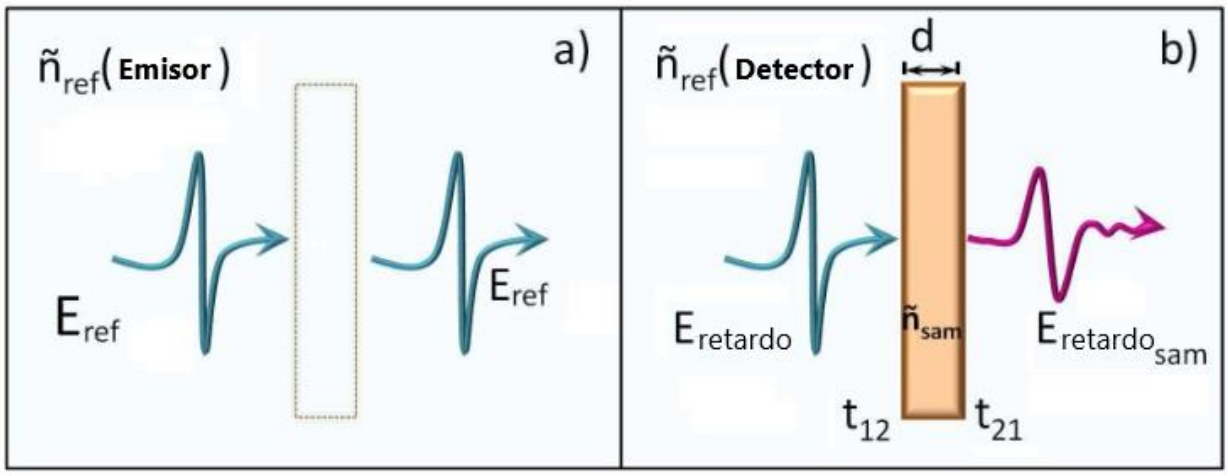


4.1.5 Análisis de la señal óptica

Para encontrar las propiedades ópticas de la señal mediante el muestreo óptico, se mide el campo eléctrico transmitido en el emisor y el campo eléctrico del retardo en el detector. Al medir el campo eléctrico en el emisor, se obtiene información sobre la intensidad y la fase de la señal óptica que se está transmitiendo, lo que resulta esencial para entender cómo se inicia la señal y qué características tiene antes de ser afectada por el medio.

Por otro lado, al medir el campo eléctrico en el detector se puede evaluar cómo ha cambiado la señal durante su propagación, lo que permite obtener una comprensión más completa de las influencias que afectan su trayectoria. Este análisis considera diversos factores, tales como la dispersión, la absorción y la reflexión que se generan en los materiales a través de los cuales la señal se propaga. Como se muestra en la Figura 20, este enfoque no solo captura el comportamiento de la señal a lo largo de su trayectoria, sino que también revela cómo se ve afectada por las características del medio en el que se desplaza.

Figura 20. a) Esquema que representa la medición del campo de referencia Eref (t), esto es transmitido en el emisor. b) Medición del campo eléctrico de retardo en el detector transmitido a través del medio Eretardo (t).



Fuente: (Martinez, 2012)

Una vez que se han medido ambos campos eléctricos, se puede calcular la correlación entre ellos. La correlación es una medida estadística que indica cómo dos variables están relacionadas y se expresa comúnmente mediante el coeficiente de correlación (r), cuyo valor puede oscilar entre -1 y 1. Este coeficiente proporciona información sobre la dirección y la fuerza de la relación entre las variables analizadas (Udovičić et al., 2007).

En este contexto, la correlación se utiliza para determinar si las variaciones en el campo eléctrico del emisor se reflejan en el campo eléctrico del detector. Por ende, un valor de r cercano a 1 establece una correlación positiva. Esto implica que, a medida que el campo eléctrico del emisor aumenta, el detector también responde con un incremento correspondiente. Esta relación puede ser crucial en sistemas donde se necesita una sincronización precisa entre el emisor y el receptor, como en transmisiones de señales o en la detección de cambios en el entorno.

Por otro lado, un valor de r cercano a -1 denota una correlación negativa. En este caso, un aumento en el campo eléctrico del emisor provoca una disminución en la respuesta del detector. Esta relación inversa puede ser aprovechada en aplicaciones que requieren control o regulación, como en circuitos de retroalimentación donde se busca estabilizar el sistema.

Es importante subrayar que un valor de r cercano a 0 indica que no hay una relación lineal significativa entre las variables. Esto significa que los cambios en una variable no están relacionados con los cambios en la otra (Bruce, 2009).

Para llevar a cabo este cálculo, se emplea el coeficiente de correlación de Pearson, que se expresa de la siguiente manera:

$$r = \frac{n(\sum xy) - (\sum x)(\sum y)}{\sqrt{[n\sum x^2 - (\sum x)^2][n\sum y^2 - (\sum y)^2]}} \tag{44}$$

Donde: n es el número de pares de datos, x representa los valores del campo eléctrico en el emisor, por último y representa los valores del campo eléctrico en el detector.

Ahora bien, para evaluar la calidad de la señal, se utilizan diversas métricas, como el Error Absoluto Medio (MAE) y la Raíz del Error Cuadrático Medio (RMSE). Estas métricas proporcionan una evaluación cuantitativa de la precisión y efectividad de las mediciones al comparar los valores medidos con los valores esperados.

En particular, el MAE calcula el promedio de las diferencias absolutas entre los valores medidos y los valores esperados, por lo que un valor bajo de MAE indica que las mediciones son precisas y están cerca de los valores reales. Este indicador es útil para tener una idea general de la magnitud del error, ya que no está influenciado por valores atípicos, lo que lo convierte en una medida confiable de precisión. Su fórmula de cálculo es la siguiente:

$$MAE = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} |y_i - \hat{y}_i| \tag{45}$$

Donde: y_i son los valores reales del campo eléctrico en el emisor, $\hat{y}_i$ son los valores predichos o esperados en el detector y n es el número total de observaciones.

En cuanto el RMSE, mide la diferencia entre los valores predichos y los valores reales, penalizando más fuertemente los errores grandes debido a que eleva al cuadrado las diferencias. Esta característica lo hace especialmente útil cuando se desea dar más importancia a los errores significativos. Por lo tanto, un modelo que presenta un valor bajo de RMSE no solo indica que las mediciones son precisas y cercanas a los valores reales, sino que también sugiere que el modelo es robusto frente a situaciones atípicas. En este contexto, el RMSE se expresa matemáticamente de la siguiente forma:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (46)$$

Donde: y_i son los valores reales del campo eléctrico en el emisor, $\hat{y}_i$ son los valores predichos o esperados en el detector y n es el número total de observaciones.

Adicionalmente, se calcula la atenuación de la señal. La atenuación se refiere a la reducción de la intensidad de la señal a medida que viaja a través de un medio, y es un factor crucial en la evaluación de la calidad de las mediciones ópticas, ya que afecta directamente la potencia de la señal recibida. La atenuación se puede calcular utilizando la siguiente fórmula:

$$A = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_0}{P}\right) \quad (47)$$

Donde: A es la atenuación en decibelios (dB), P_0 es la potencia de la señal original (en el emisor) y P es la potencia de la señal medida (en el detector).

Al aplicar la fórmula de atenuación, se puede cuantificar cuánto ha disminuido la potencia de la señal debido a factores como la absorción, dispersión o cualquier otro fenómeno que cause pérdida de energía en el medio. En sistemas de telecomunicaciones, una alta atenuación puede resultar en señales débiles que afectan la claridad de la comunicación. Por lo tanto, es esencial entender cómo el medio afecta la calidad de la señal recibida y, por ende, el campo eléctrico en sistemas de transmisión, especialmente en aplicaciones ópticas donde la precisión es crítica.

Con este tratamiento matemático se puede analizar cómo se comporta la señal a través de diferentes materiales y condiciones, lo que permite identificar problemas en la transmisión, como distorsiones o interferencias. Esta capacidad de diagnóstico es crucial para optimizar el sistema y garantizar resultados confiables. Al comprender cómo la señal interactúa con diversos medios, se pueden implementar soluciones efectivas para mitigar los problemas detectados, mejorando así la calidad de la transmisión de datos.

4.2 Demostración experimental

En este capítulo se detallarán cuatro experimentos realizados con el sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicada en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS).

Tabla 2. Experimentos de Muestreo y Análisis de Señales Ópticas

Experimento	Descripción	Sección Figuras	Figuras
Experimento 1: Muestreo Óptico	Se realizó un muestreo óptico con señales rápidas usando luz láser, empleando formas de onda sinusoidal, cuadrada y rampa, con el fin de analizar el comportamiento de estas formas de onda en el tiempo bajo condiciones controladas. Para evaluar la calidad de las señales muestreadas, se utilizaron métricas como el cálculo de correlación, MAE, RMSE y atenuación. El objetivo de este experimento es determinar qué forma de onda proporciona la mejor representación de la señal original y cuál es más efectiva para la transmisión de información en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS).	Sección 4.2.1	Figura 21 y 22
Experimento 2: Análisis de Frecuencia	Se analiza la señal seleccionada del primer experimento con diferentes órdenes de frecuencia y amplitud. Luego, se ajustará la longitud de la trayectoria del haz de luz en el detector para evaluar si es posible obtener un	Sección 4.2.2	Figura 23 - 64

	retraso de tiempo bien definido entre dos pulsos emitidos por un único láser. Posteriormente, se aplicarán las métricas previamente mencionadas con el fin de establecer un rango de operación seguro para la línea de retardo.		
Experimento 3: Filtrado de Señales	Se selecciona la señal con mayor calidad y precisión del experimento anterior para filtrarla y eliminar ruidos y variaciones no deseadas que puedan presentarse durante el muestreo óptico. Posteriormente, se efectúa un análisis de métricas para evaluar la efectividad del filtrado, garantizando así la integridad de los datos como la validez de los resultados.	Sección 4.2.3	Figura 65 - 67
Experimento 4: Diagrama de Ojo	Se realizó un diagrama de ojo para visualizar el comportamiento de los pulsos de la señal a lo largo del tiempo. Este diagrama permite calcular el jitter, lo que a su vez facilita la deducción de la desviación de fase respecto a la posición ideal en el tiempo de una señal que se propaga a través de un canal de transmisión. El objetivo de este experimento es conocer la diferencia de tiempo entre un pulso óptico y un pulso posterior del mismo láser.	Sección 4.2.4	Figura 68 y 69

4.2.1 Experimento 1: Evaluación de factibilidad

El primer experimento, se llevó a cabo la técnica de muestreo óptico libre para analizar el comportamiento de diferentes tipos de señales rápidas y determinar cuál es la señal con forma de onda más adecuada, para aplicaciones de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS). Mediante esta técnica, se puede medir el campo eléctrico de los pulsos ópticos radiados por un diodo laser, obteniendo no solo la amplitud, sino la fase con alta precisión. Se utilizaron señales rápidas con formas de onda sinusoidal, cuadrada y rampa. Para cada una de las señales, se mide el campo eléctrico transmitido en el emisor con una longitud de trayectoria del pulso de 11 cm, así como el campo eléctrico del retardo en el detector con una longitud de trayectoria del pulso de 110 cm. Las formas de onda se registraron en intervalos de tiempo de 5seg con una frecuencia de 1Hz y una amplitud de 5v.

La tarjeta NI myDAQ, utilizada en este experimento, tiene una frecuencia de muestreo máxima de 200 kS/s y una resolución de 16 bits, lo que permite una captura precisa de las señales. En la Figura 21 se observa que la onda sinusoidal al ser naturalmente suave y continua permite un muestreo óptico claro y preciso de la señal original. En cambio, en la Figura 22 se observa que la onda cuadrada al ser abrupta en sus cambios de nivel, genera problemas de aliasing y presentan distorsiones en la representación de la señal. Asimismo, se observa que la onda rampa, al tener un cambio lineal, también sufre de distorsiones y no captura adecuadamente su pendiente.

Figura 21. Campo Eléctrico como Función del Tiempo de la Onda Senoidal.

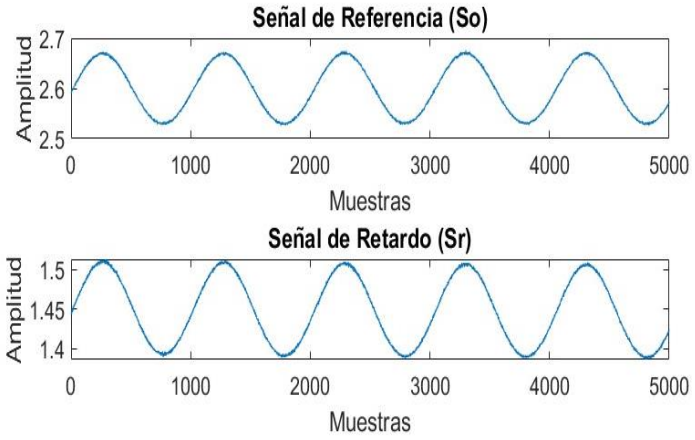
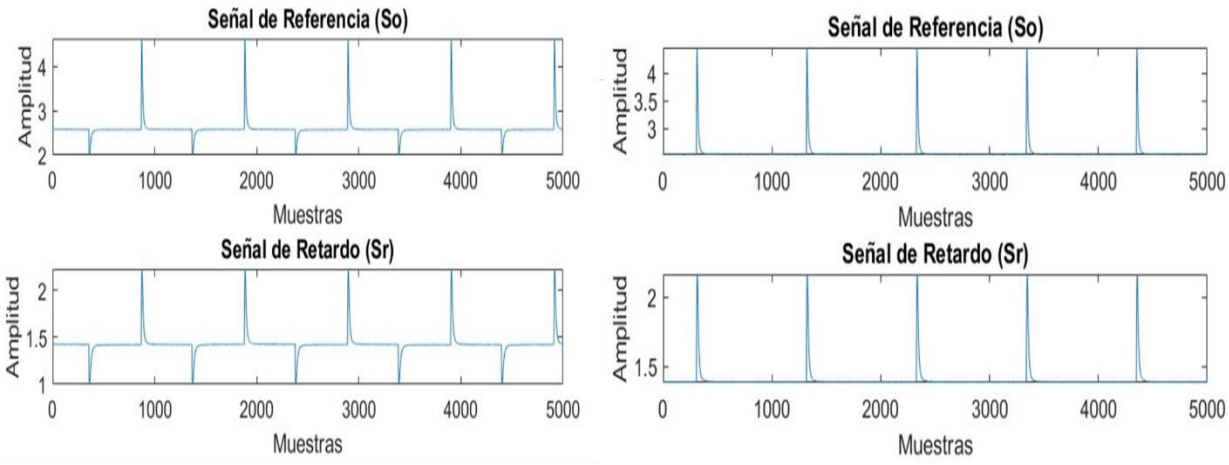


Figura 22. Campo Eléctrico como Función del Tiempo: (a) Onda Cuadrada y (b) Onda Rampa

a) Onda Cuadrada **b)** Onda Rampa



Una vez que se ha registrado las señales y observado cómo se comportan en el dominio del tiempo, se procede a realizar el cálculo de diversas métricas, tales como la correlación, el error medio absoluto (MAE), el error cuadrático medio (RMSE) y la atenuación, para evaluar la calidad y fiabilidad del muestreo de cada onda, utilizando las Ecuaciones 44, 45, 46 y 47, respectivamente, que se describen en la sección 4.1.5.

Para empezar, se calculó la correlación entre los datos muestreados y los valores reales. Un valor de correlación cercano a 1 o -1 indica que existe una fuerte relación entre los valores muestreados y los valores reales de la señal de entrada. En este contexto, un valor de correlación cercano a 1, implica que ambos fenómenos se mueven en la misma dirección, lo que significa que el sistema está funcionando de manera eficiente, mientras que, un valor de correlación cercano a -1, significa que cuando el campo eléctrico de los valores reales de la señal de entrada aumenta, la respuesta de los valores muestreados tiende a disminuir. Esta relación inversa puede ser indicativa de una serie de problemas que afectan la calidad de la señal, como interferencias externas o errores en el diseño del sistema. Además, puede señalar problemas de sincronización, donde los valores muestreados no reflejan adecuadamente los cambios en la señal de entrada, lo que puede comprometer la eficiencia del diseño y la fiabilidad del sistema.

Por otro lado, se evaluó el error medio absoluto (MAE), que proporciona una medida de la precisión de los datos muestreados en comparación con los datos reales. Un MAE bajo indica que los datos muestreados son precisos y están cercanos a los datos reales de la señal de entrada.

De manera similar, se calculó el error cuadrático medio (RMSE), que permite evaluar la eficiencia del circuito; un RMSE bajo indica que el circuito está operando de manera eficiente y que las variaciones en la señal de salida son mínimas.

Además, se calculó la atenuación, que mide la eficiencia de la transmisión de la señal. Un valor de atenuación bajo indica que la señal se transmite de manera eficiente. Esto es fundamental para asegurar que la información se ha mantenido intacta a lo largo del canal de comunicación y que los errores en la transmisión sean escasos.

En resumen, un sistema que presenta bajos niveles de atenuación, MAE y RMSE es más propenso a ofrecer un rendimiento óptimo y una mayor fiabilidad. En la Tabla 3, se detallan los resultados de cada forma de onda analizada. Esta tabla proporciona una visión clara y concisa de la evaluación realizada. Los detalles específicos de los cálculos y las ecuaciones empleadas se encuentran en el Anexo B, donde se proporciona una descripción más completa del procedimiento seguido.

Tabla 3. Comparación de los resultados del muestreo óptico con señales rápidas usando luz láser

Forma de onda	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
Seno	-0.8612	1.9231	3.7123	0.6850
Cuadrada	0.0003	1.9347	3.8398	0.4438
Rampa	0.0187	1.9713	3.9421	0.5531

Con este experimento se observa que las ondas sinusoidales, son la mejor opción para experimentos de espectroscopía THz en el dominio del tiempo, debido a que, a pesar de los desafíos que presentan en términos de atenuación, mantienen la integridad de la señal y aseguran una alta fidelidad en la transmisión de información.

4.2.2 Experimento 2: Caracterización del Sistema de Retardo Óptico

Ahora que ya se ha identificado que la señal con forma de onda senoidal es la más adecuada para experimentos de espectroscopía THz en el dominio del tiempo, se realiza un segundo experimento, con el objetivo de caracterizar el sistema de retardo óptico y evaluar su

impacto en la transmisión de datos. En esta configuración experimental se implementó un cambio controlado en la longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110cm, 126cm y 142cm.

Las mediciones se realizaron utilizando diferentes frecuencias que van desde 1Hz hasta 1MHz, abarcando valores intermedios como 10Hz, 100Hz, 1KHz, 10KHz y 100KHz. Estas mediciones se llevaron a cabo en intervalos de tiempo de 5seg con diversas amplitudes, que incluyen 1v, 5v, 12v, 15v y 20v, con el objetivo de establecer un retraso de tiempo bien definido entre dos pulsos emitidos por un solo láser. Este ajuste es fundamental, ya que permite evaluar cómo el retardo óptico afecta la calidad de la señal y la capacidad del sistema para transmitir datos de manera eficiente.

Para evaluar la calidad y fiabilidad de las señales muestreadas, se utilizaron métricas similares a las del primer experimento, incluyendo la correlación, el error medio absoluto (MAE), el error cuadrático medio (RMSE) y la atenuación. A través de estas métricas, se puede no solo evaluar el rendimiento del sistema, sino que también identificar el rango de frecuencias en el que el sistema opera de manera más efectiva.

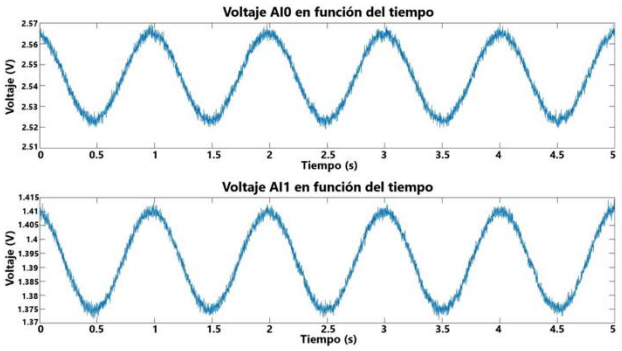
Los resultados de estos cálculos se organizan y se presentan para cada una de las frecuencias y retardos analizados en la Tabla 4 -24. Los detalles específicos de los cálculos y las ecuaciones empleadas se encuentran en el Anexo B, donde se proporciona una descripción más completa del procedimiento seguido. Además, se generó una gráfica de atenuación vs voltaje para cada frecuencia, que ilustra de forma clara cómo la eficiencia de la transmisión de la señal se ve afectada por las distintas configuraciones empleadas (véase Anexo C).

A continuación, se presenta el primer registro del campo eléctrico entre un pulso óptico y un pulso posterior del mismo láser. En esta medición, la longitud de trayectoria del pulso en el emisor es de 11 cm, mientras que en el detector es de 110 cm. Estas condiciones se mantienen iguales a las del primer experimento, donde AI0 actúa como la señal transmitida en el emisor y AI1 como la señal retardada en el detector.

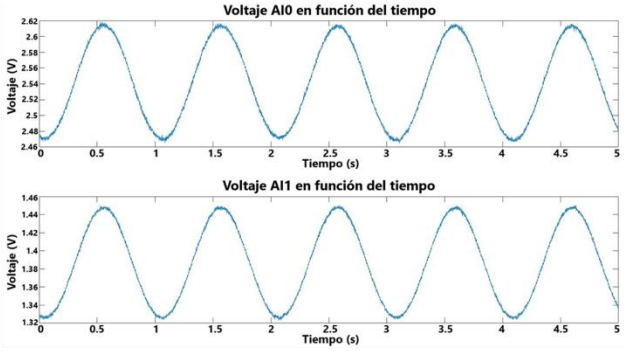
4.2.2.1 Frecuencias de 1Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 23. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz

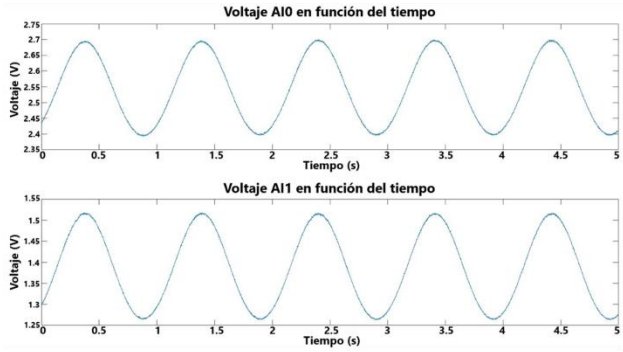
b) Amplitud de 1v



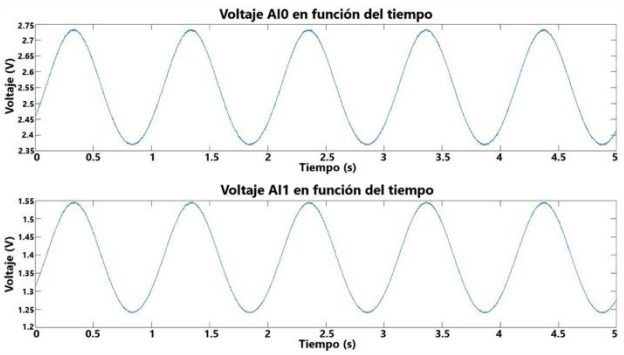
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

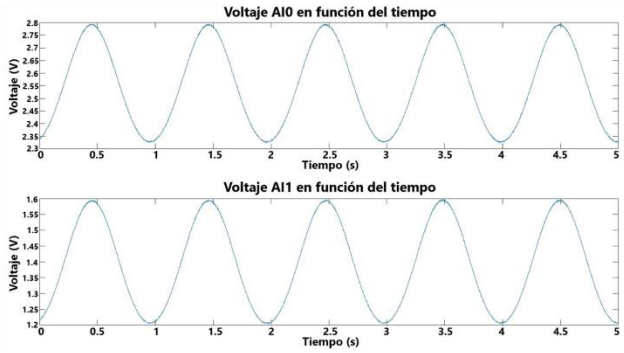
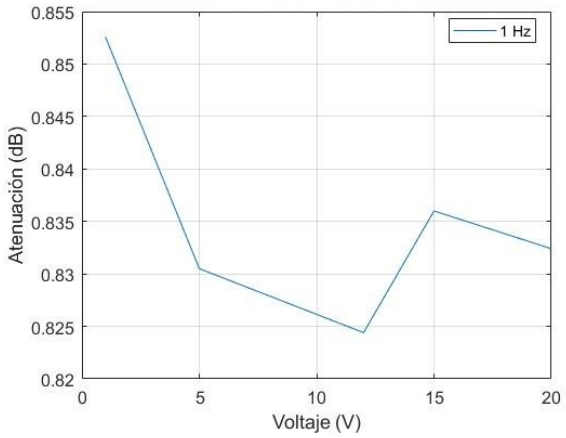


Tabla 4. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9933	1.1517	1.3264	0.8526
5 v	0.9991	1.1548	1.3337	0.8305
12 v	0.9997	1.1554	1.3353	0.8244
15v	0.9998	1.1567	1.3384	0.8360
20v	0.9999	1.1570	1.3394	0.8324

Figura 24. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz



A partir de los resultados presentados en la Figura 24, se observa que, a 1 Hz, la atenuación/ganancia presenta una ligera disminución a medida que se incrementa la amplitud de la señal. Comenzando con 0.8526 para 1v, el sistema demuestra una excelente capacidad para transmitir la señal con pérdidas mínimas. Al incrementar la amplitud a 5v, este valor desciende a 0.8305. Al llegar a 12v, baja ligeramente a 0.8244, manteniendo un rendimiento consistente. Un comportamiento interesante surge a 15v, donde se observa un ligero aumento a 0.8360, antes de descender nuevamente a 0.8324 en 20v.

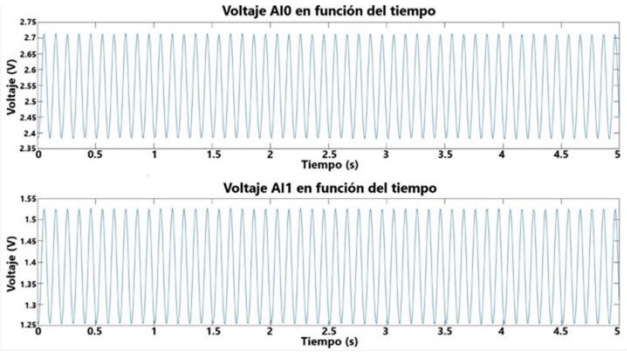
Este comportamiento sugiere que, a pesar de la mejora observada en 15v, el sistema puede estar comenzando a experimentar efectos de saturación o pérdidas adicionales que afectan la calidad de la señal. La caída en la atenuación/ganancia a 20v indica que el sistema no puede mantener la misma eficiencia a amplitudes más altas, lo que podría ser consecuencia de la complejidad de las interacciones entre los componentes del sistema a niveles de señal más

elevados. En general, la tendencia a la disminución de la atenuación/ganancia con el aumento de la amplitud indica que el sistema es más eficiente a niveles de señal más bajos.

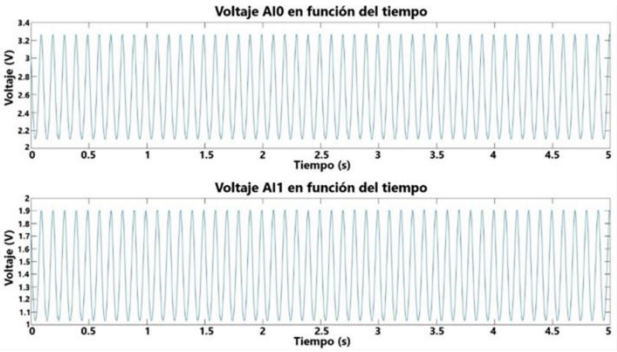
4.2.2.2 Frecuencias de 10Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 25. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz

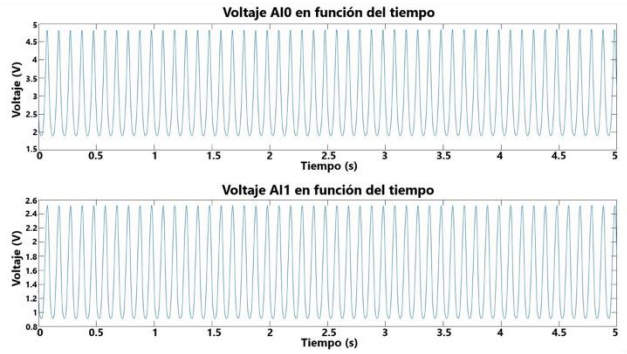
a) Amplitud de 1v



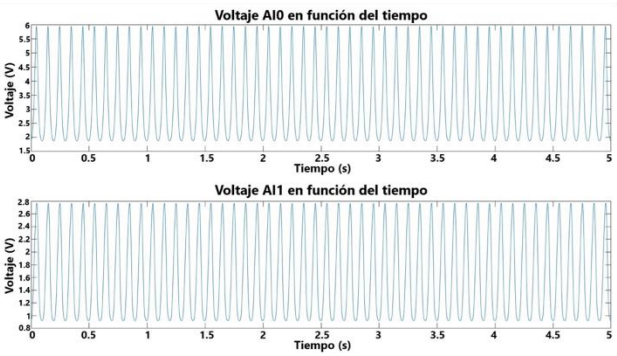
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

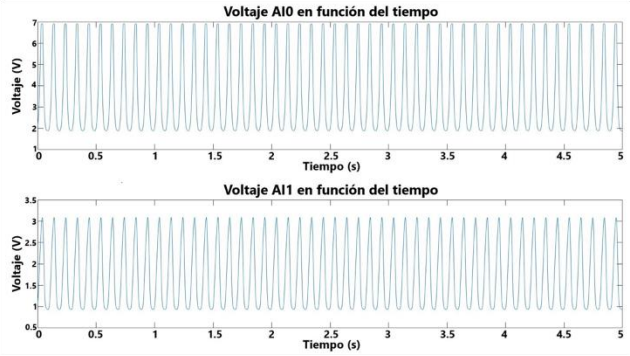
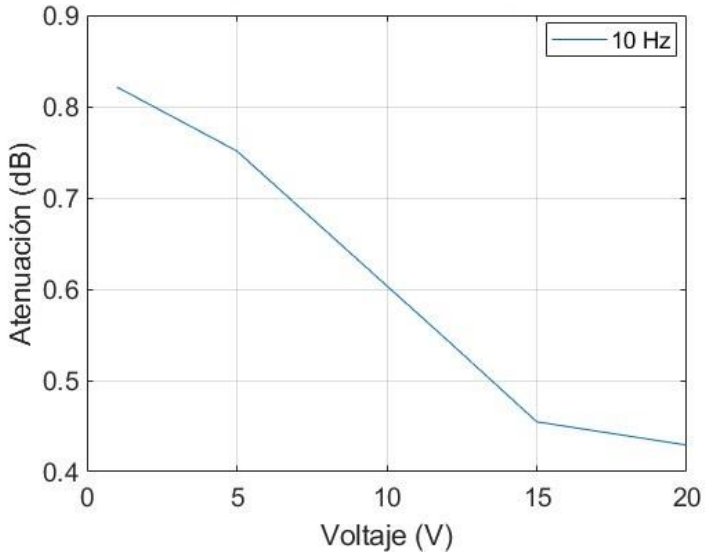


Tabla 5. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9998	1.1559	1.3366	0.8214
5 v	0.9992	1.1913	1.4287	0.7513
12 v	0.9919	1.3983	2.1480	0.5446
15v	0.9844	1.58520	3.0448	0.4547
20v	0.9842	1.8947	4.8651	0.4292

Figura 26. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz

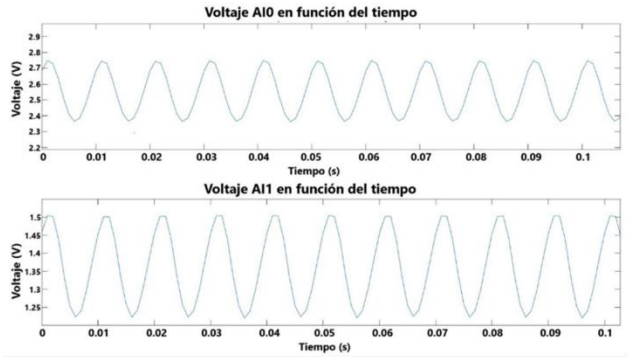


En la Figura 26, se observa que, a 10 Hz, la atenuación/ganancia disminuye drásticamente con el aumento de la amplitud. Comenzando en 0.8214 para 1v, y cayendo a 0.4292 en 20v. lo que refleja una pérdida considerable de señal a frecuencias más altas. Este comportamiento sugiere que el sistema se ve afectado por efectos de saturación o pérdidas adicionales.

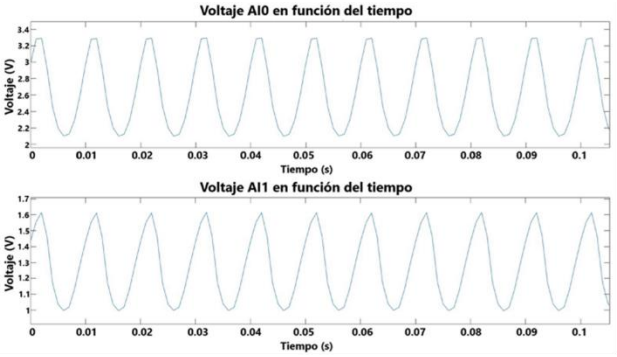
4.2.2.3 Frecuencias de 100Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 27. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz

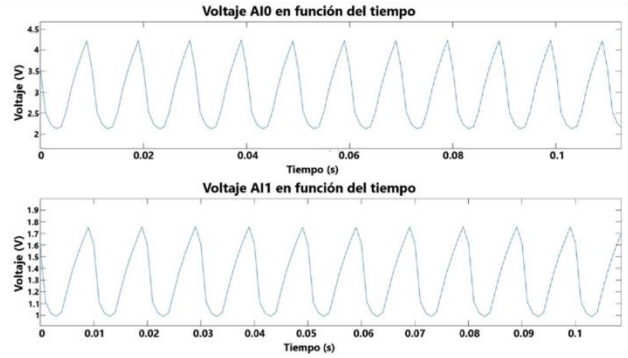
a) Amplitud de 1v



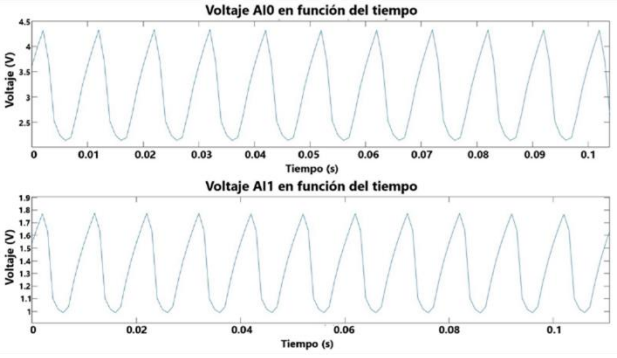
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

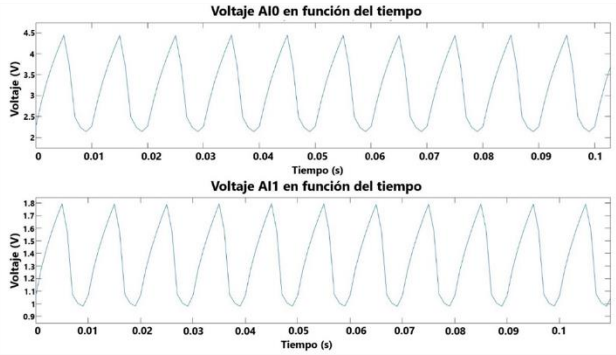
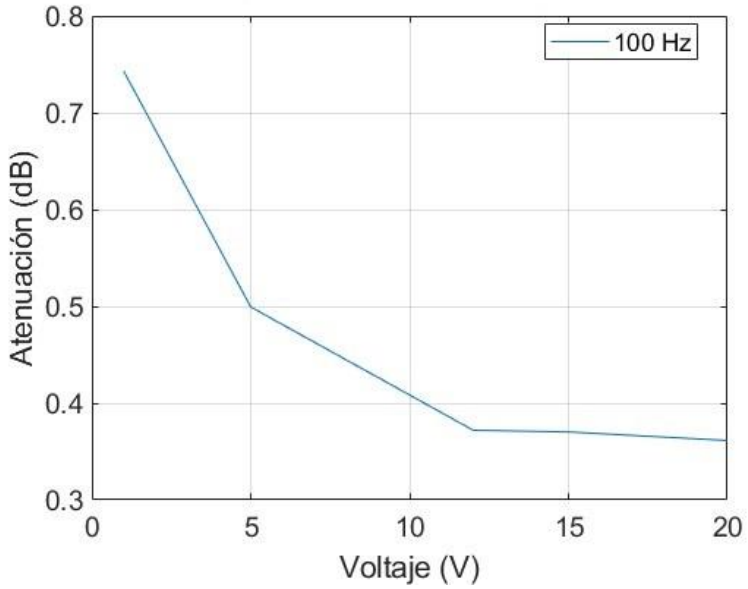


Tabla 6. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9989	1.1874	1.4111	0.7430
5 v	0.9929	1.3546	1.8845	0.4993
12 v	0.9932	1.6650	2.9826	0.3720
15v	0.9944	1.7271	3.2247	0.3702
20v	0.9958	1.7897	3.4763	0.3614

Figura 28. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz

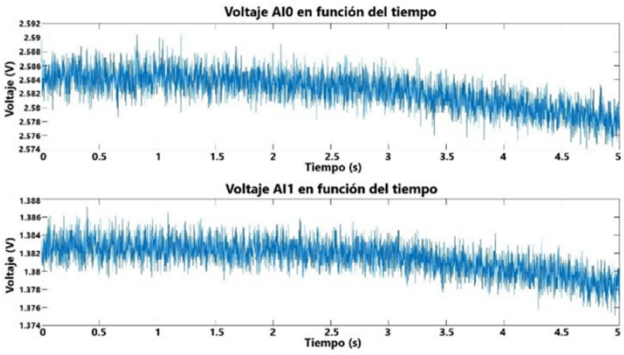


A 100 Hz, como se muestra en la Figura 28, la atenuación/ganancia continúa disminuyendo, comenzando en 0.7430 para 1v y cayendo a 0.3614 en 20v. Esta tendencia de disminución es más pronunciada que en las frecuencias anteriores, lo que sugiere que el sistema sufre una pérdida de señal aún mayor a medida que la frecuencia aumenta.

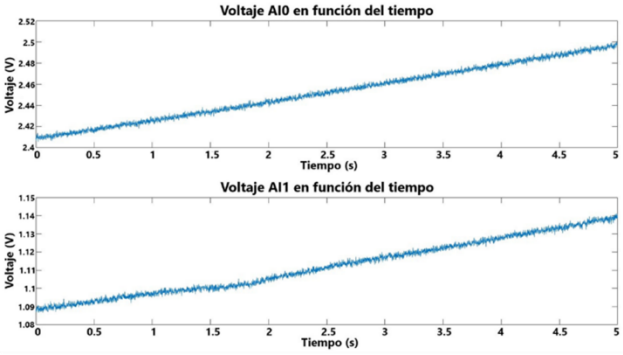
4.2.2.4 Frecuencias de 1kHz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 29. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz

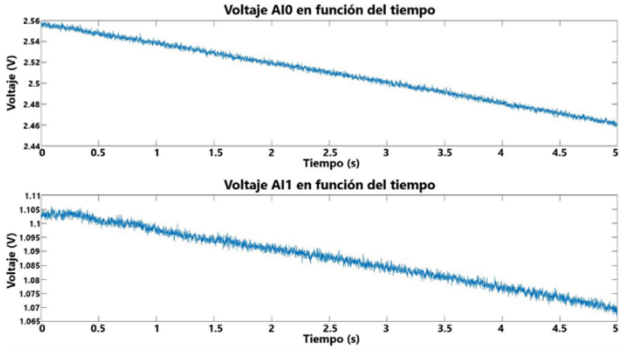
a) Amplitud de 1v



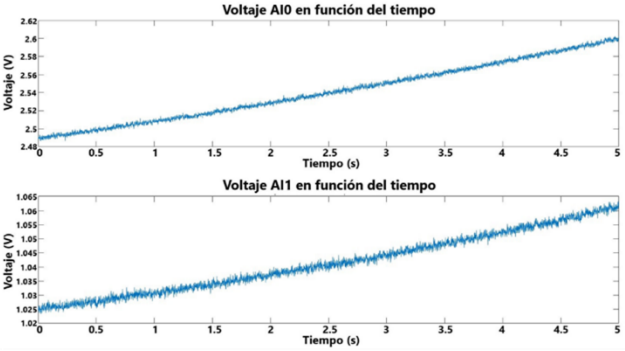
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

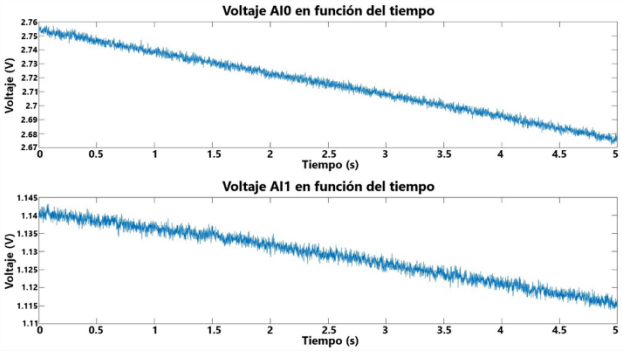
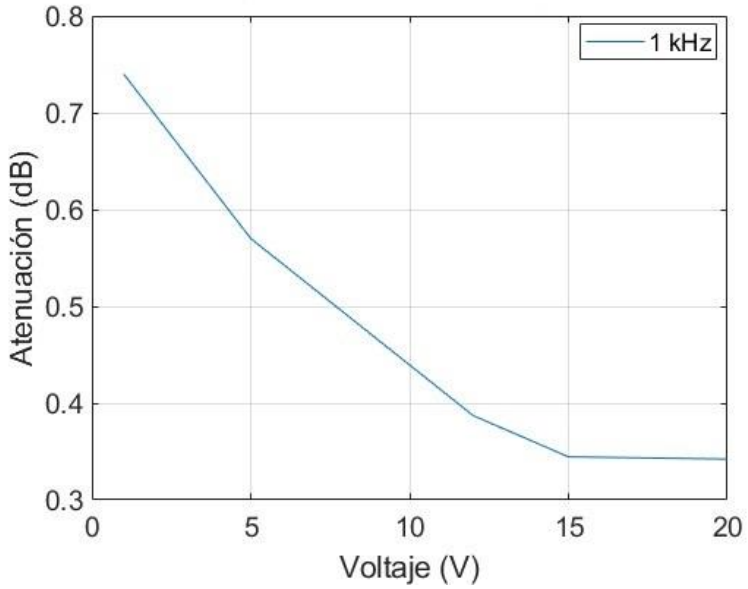


Tabla 7. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.7262	1.2009	1.4421	0.7400
5 v	0.9951	1.3401	1.7960	0.5700
12 v	0.9948	1.4222	2.0231	0.3871
15v	0.9957	1.4995	2.2491	0.3445
20v	0.9902	1.5865	2.5172	0.3422

Figura 30. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz

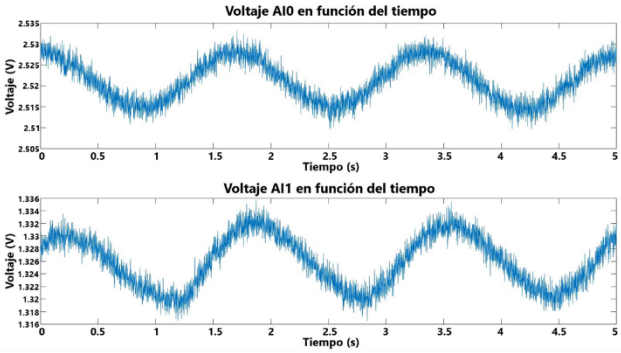


La Figura 30 revela que, a 1 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.7400 para 1v y desciende a 0.3422 en 20v. Aunque la tendencia de disminución se mantiene, los valores son ligeramente más altos en comparación con 100 Hz, lo que podría indicar que el sistema tiene un umbral de eficiencia que se ve afectado por la frecuencia. Sin embargo, la caída sigue siendo significativa, lo que refuerza la idea de que, a frecuencias más altas, la efectividad del sistema se ve comprometida.

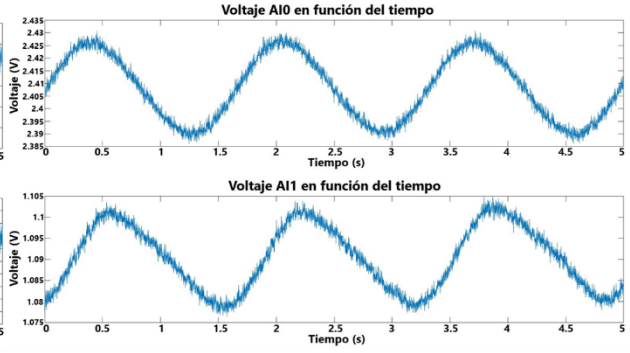
4.2.2.5 Frecuencias de 10kHz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 31. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz

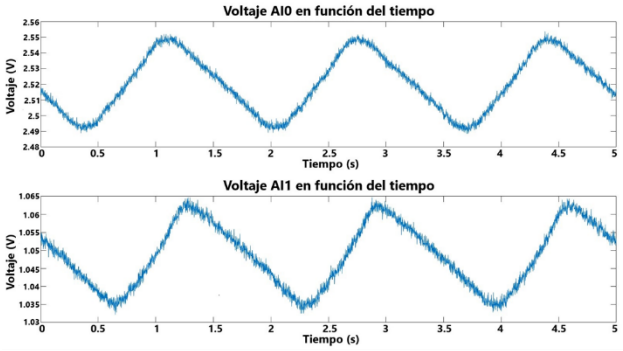
a) Amplitud de 1v



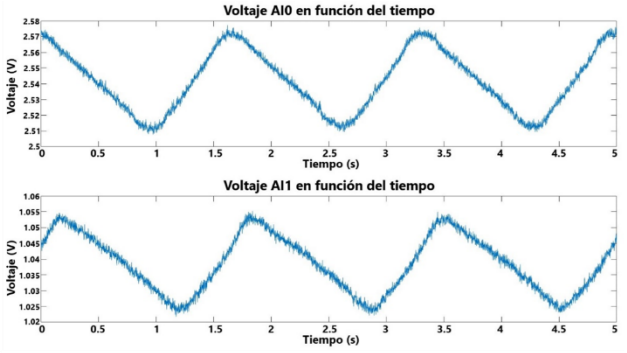
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

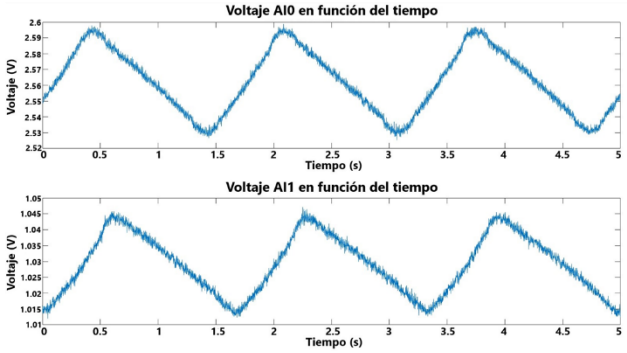
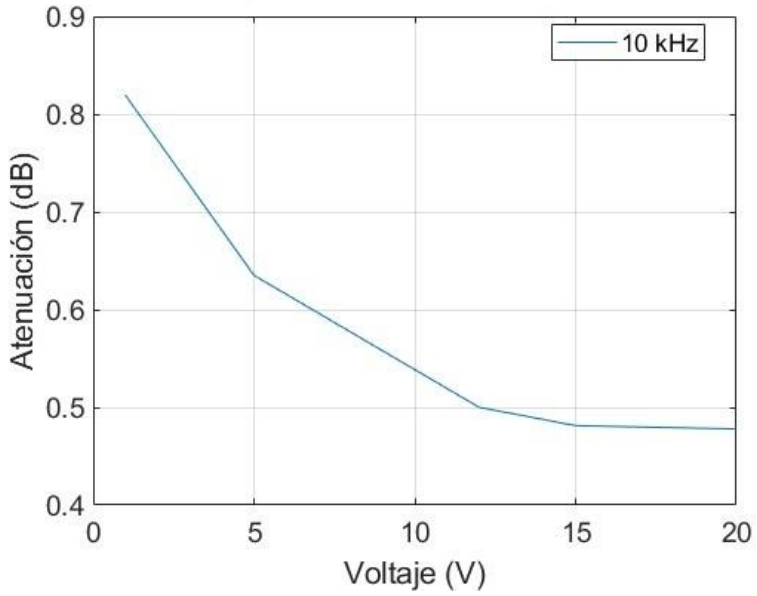


Tabla 8. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.6699	1.1954	1.4290	0.8194
5 v	0.5905	1.3177	1.7365	0.6350
12 v	0.5905	1.4717	2.1662	0.5000
15v	0.5848	1.5034	2.2604	0.4813
20v	0.5772	1.3532	2.3509	0.4779

Figura 32. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz

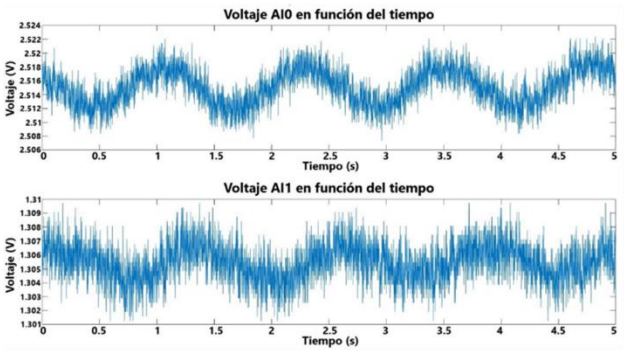


En la Figura 32, a 10 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.8194 para 1v y cae a 0.4779 en 20v. A pesar de que los valores iniciales son más altos que en 1 kHz, la tendencia de disminución sigue presente. Esto sugiere que, aunque el sistema puede manejar mejor las señales a esta frecuencia en comparación con 1 kHz, la efectividad sigue disminuyendo a medida que se incrementa la amplitud.

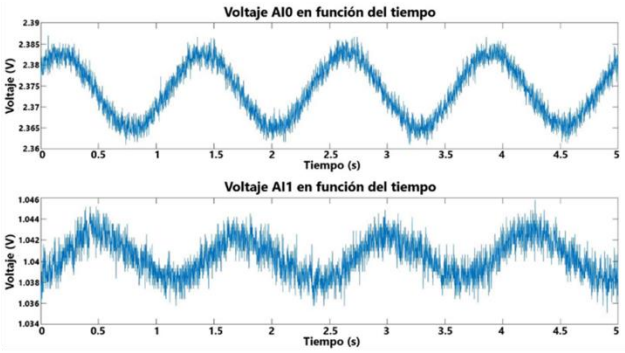
4.2.2.6 Frecuencias de 100kHz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 33. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz

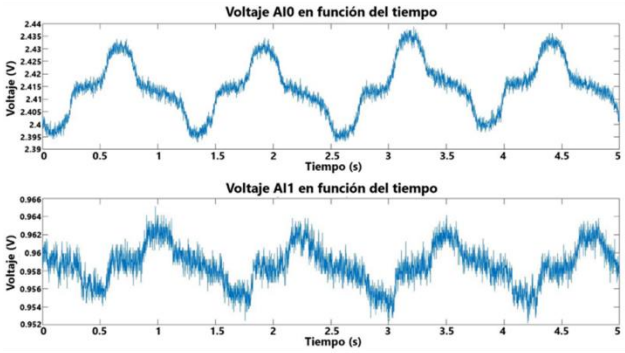
a) Amplitud de 1v



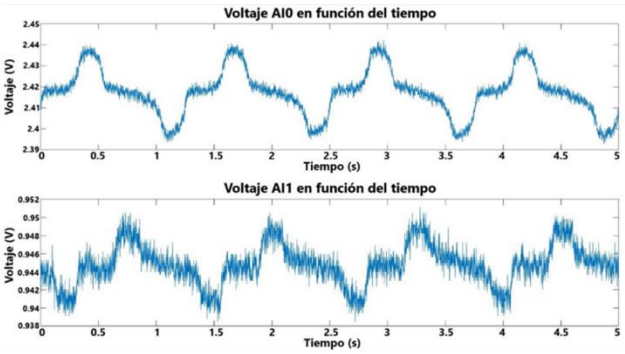
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

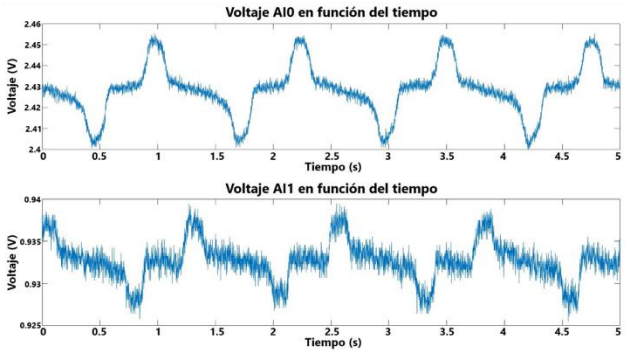
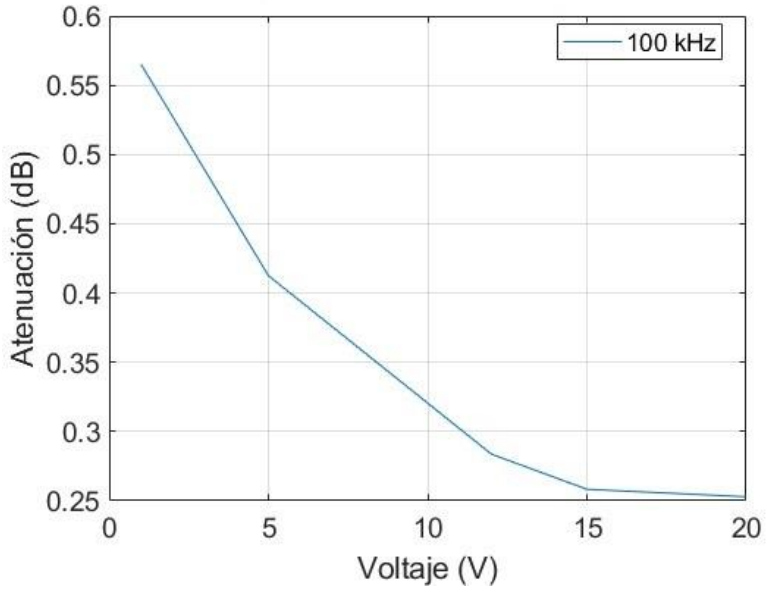


Tabla 9. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.1466	1.2096	1.4633	0.5652
5 v	-0.1316	1.3336	1.7784	0.4125
12 v	-0.0917	1.4558	2.1195	0.2837
15v	-0.0837	1.4726	2.1686	0.2583
20v	-0.0356	1.4958	2.2376	0.2529

Figura 34. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz

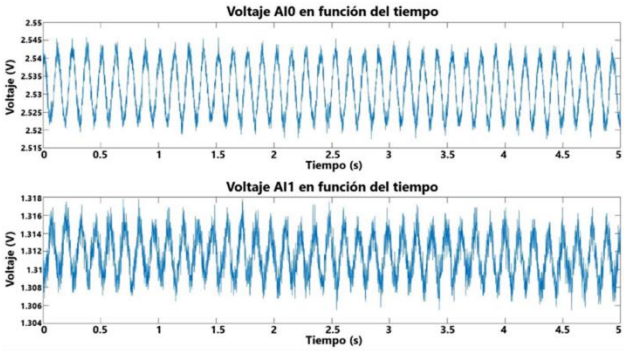


La Figura 34 muestra que, a 100 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.5652 para 1v y desciende a 0.2529 en 20v. La caída es drástica, lo que indica que el sistema es altamente ineficiente a esta frecuencia. La pérdida de señal es considerable, lo que puede ser problemático para aplicaciones que requieren alta precisión y efectividad en la transmisión de datos.

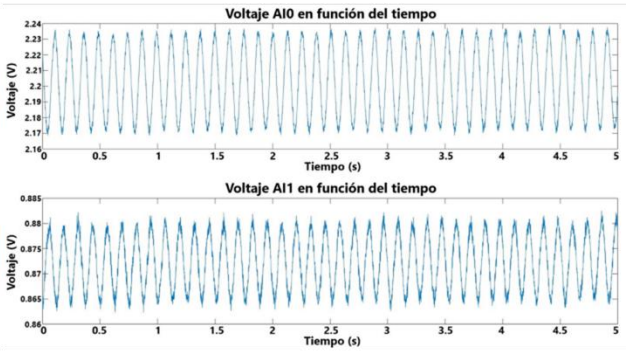
4.2.2.7 Frecuencias de 1MHz con una trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

Figura 35. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz

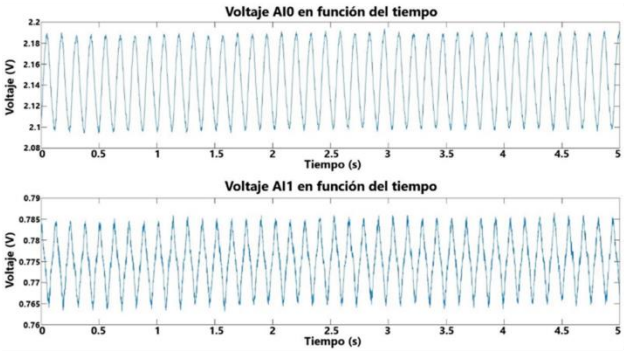
a) Amplitud de 1v



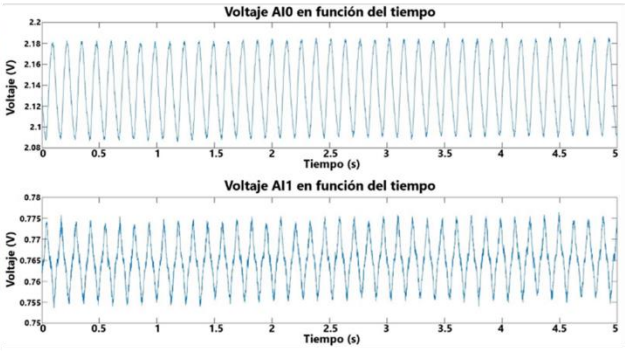
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

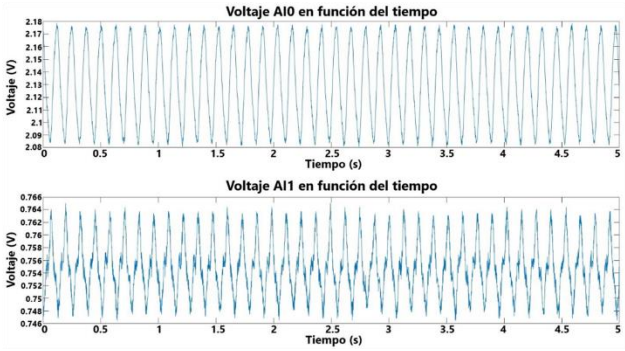
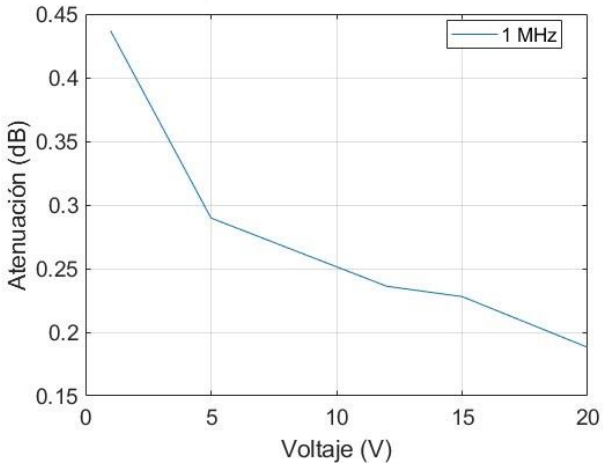


Tabla 10. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	-0.6373	1.2201	1.4886	0.4368
5 v	-0.7580	1.3306	1.7712	0.2897
12 v	-0.7477	1.3687	1.8747	0.2361
15v	-0.7616	1.3715	1.8822	0.2280
20v	-0.8191	1.3754	1.8928	0.1881

Finalmente, en la Figura 36, a 1 MHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.4368 para 1v y cae a 0.1881 en 20v. Esta tendencia de disminución es la más pronunciada observada hasta ahora, lo que sugiere que el sistema es extremadamente ineficiente a frecuencias tan altas. La capacidad de transmisión de señal se ve severamente comprometida, lo que podría limitar su aplicabilidad en entornos que requieren altas frecuencias.

Figura 36. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz

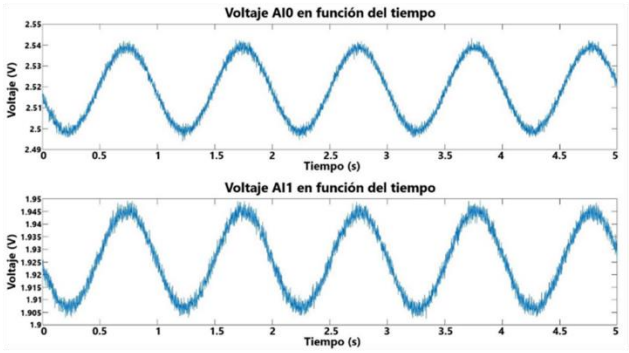


Posteriormente, se ajusta la longitud de trayectoria del pulso en el detector del fotodiodo y se procede a repetir las pruebas de muestreo óptico. Este proceso es crucial para optimizar el rendimiento del sistema de detección, ya que el tiempo de retardo puede influir en la precisión y la sincronización de las mediciones. A continuación, se presenta el campo eléctrico entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser, con una longitud de trayectoria del pulso en el emisor de 11 cm y en el detector de 126 cm.

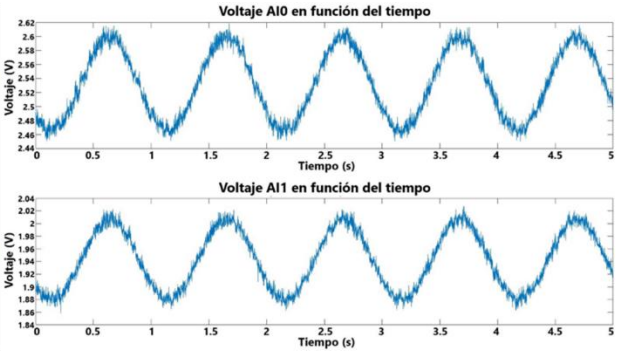
4.2.2.8 Frecuencias de 1Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 126 cm

Figura 37. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz

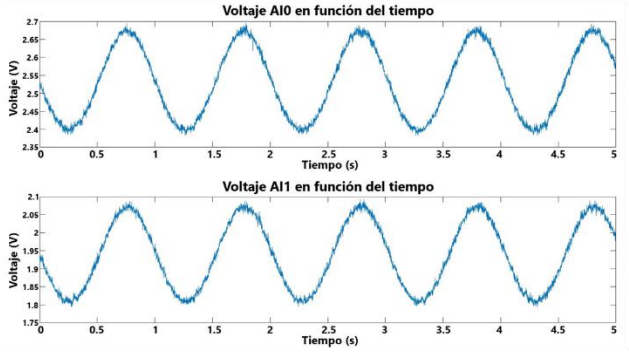
a) Amplitud de 1v



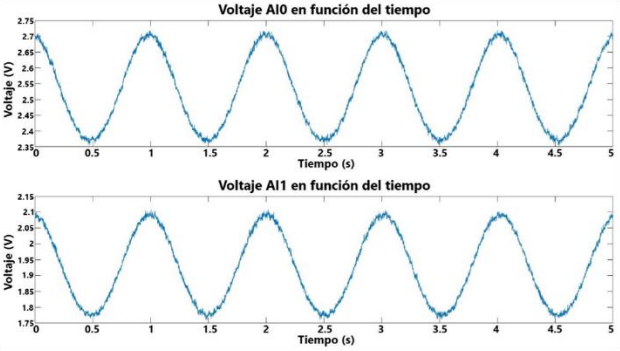
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

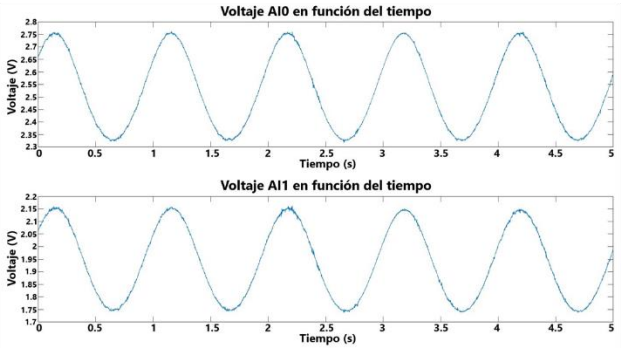
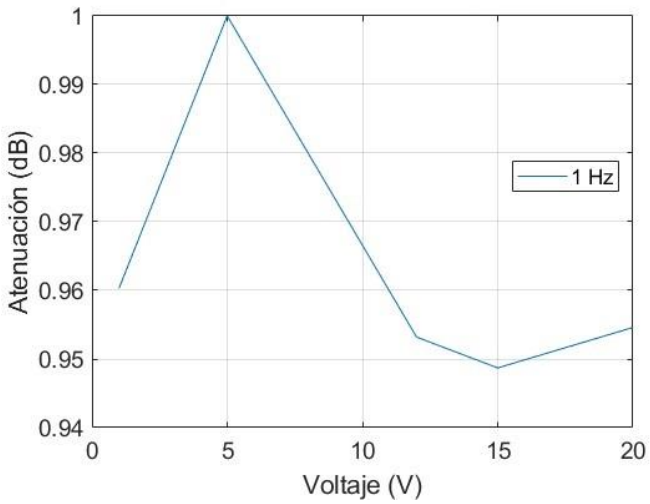


Tabla 11. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9912	0.5930	0.3517	0.9603
5 v	0.9804	0.5889	0.3469	1.0000
12 v	0.9943	0.5932	0.3520	0.9532
15v	0.9965	0.6027	0.3634	0.9487
20v	0.9985	0.5902	0.3485	0.9546

Figura 38. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz



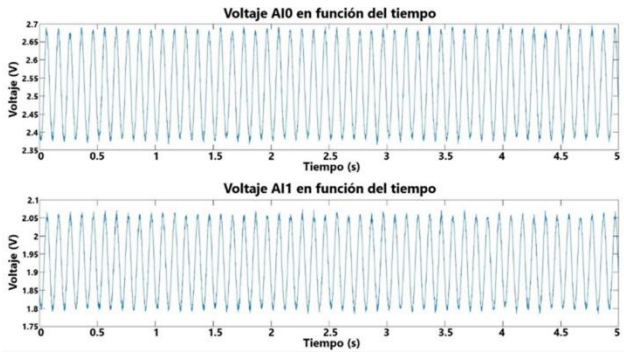
En la Figura 38, se presentan los resultados de la atenuación/ganancia a 1 Hz. Los datos muestran que, para una amplitud de 1v, la atenuación/ganancia es de 0.9603, y al aumentar la amplitud a 5v, se alcanza un valor máximo de 1. Este valor indica que el sistema es capaz de transmitir la señal sin pérdida en este punto. Sin embargo, al incrementar la amplitud a 12v, la atenuación/ganancia disminuye a 0.9532, y continúa cayendo a 0.9487 en 15v, lo que sugiere una ligera pérdida en la eficiencia.

Curiosamente, a 20v, la atenuación/ganancia se recupera ligeramente a 0.9546, lo que sugiere que el sistema puede estar alcanzando un punto donde ciertas condiciones internas permiten una mejora en la transmisión. Este comportamiento sugiere que el sistema es altamente eficiente a 1 Hz, especialmente en el rango de 1v a 5v, donde se observa una ganancia óptima.

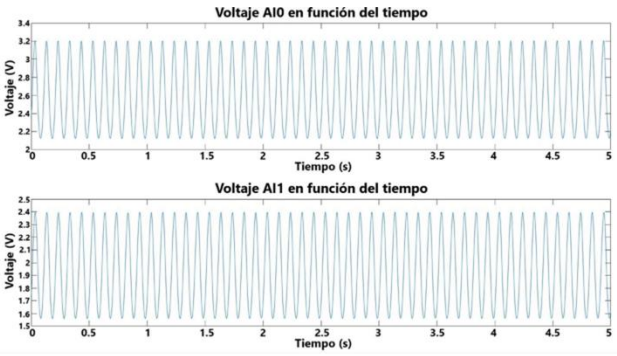
4.2.2.9 Frecuencias de 10Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 126 cm

Figura 39. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz

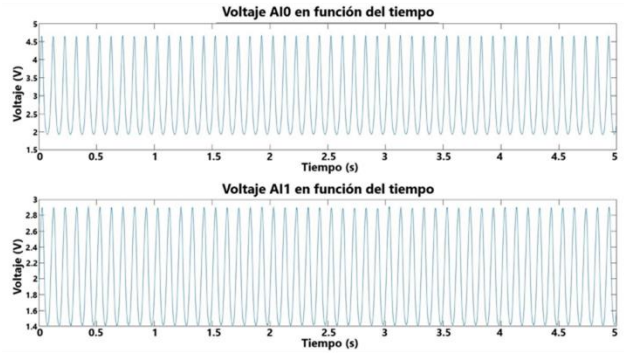
a) |Amplitud de 1v



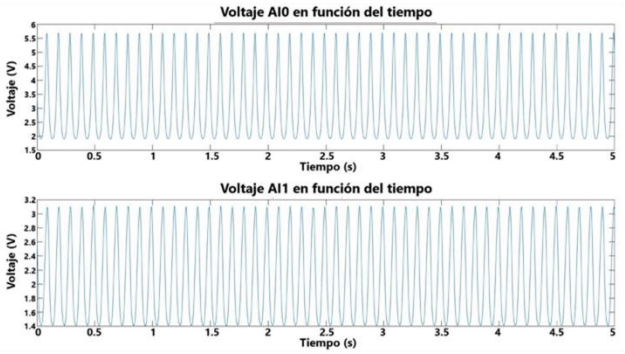
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

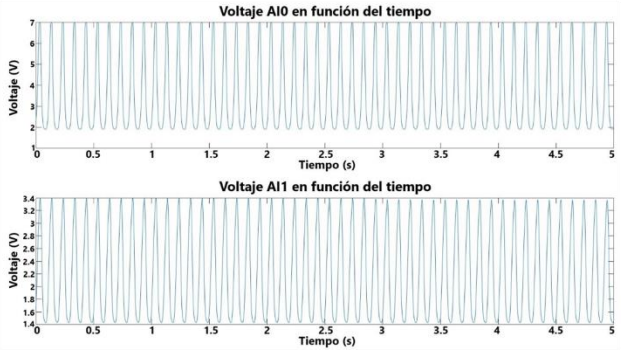
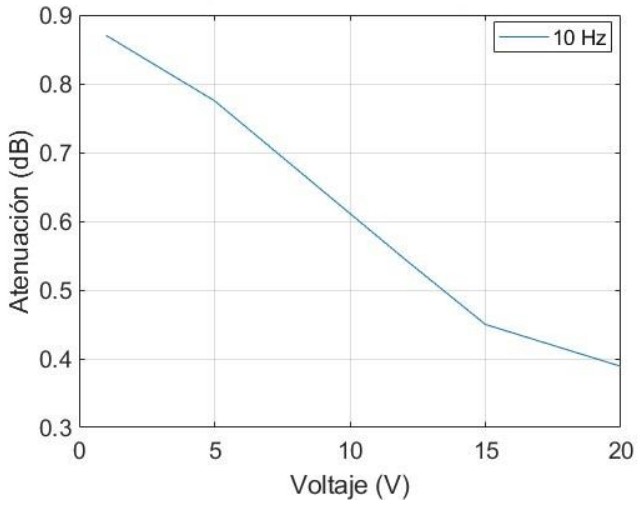


Tabla 12. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9880	0.6019	0.3627	0.8702
5 v	0.9892	0.6495	0.4311	0.7752
12 v	0.9767	0.8745	0.9512	0.5456
15v	0.9673	1.0504	1.6097	0.4499
20v	0.9633	1.4001	3.4005	0.3889

Figura 40. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz

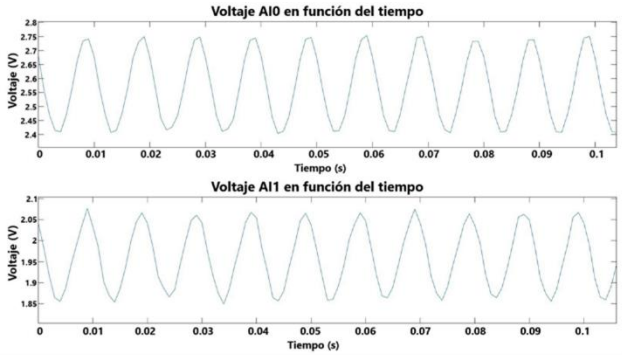


En la Figura 40, a 10 Hz, la atenuación/ganancia comienza en 0.8702 para 1v y disminuye a 0.3889 en 20v. Este descenso es más pronunciado que a 1 Hz, lo que indica que el sistema experimenta una pérdida significativa de señal a frecuencias más altas. Este comportamiento sugiere que, a 10 Hz, el sistema es menos eficiente en comparación con 1 Hz, y la capacidad de transmisión de la señal se ve comprometida a medida que se incrementa la amplitud. La caída en la atenuación/ganancia indica que el sistema tiene dificultades para mantener la efectividad a frecuencias más altas.

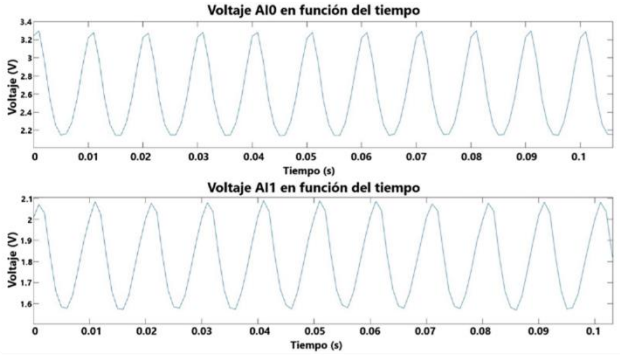
4.2.2.10 Frecuencias de 100Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 126 cm

Figura 41. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz

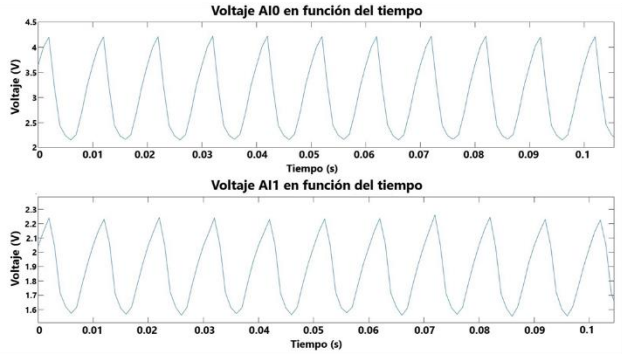
a) Amplitud de 1v



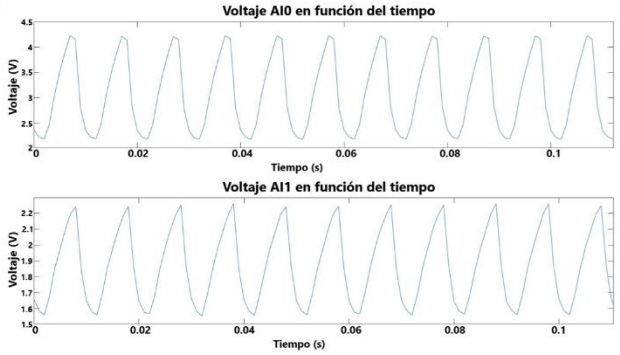
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



d) Amplitud de 20v

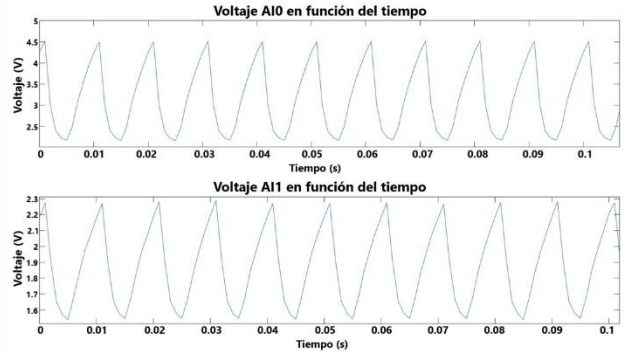
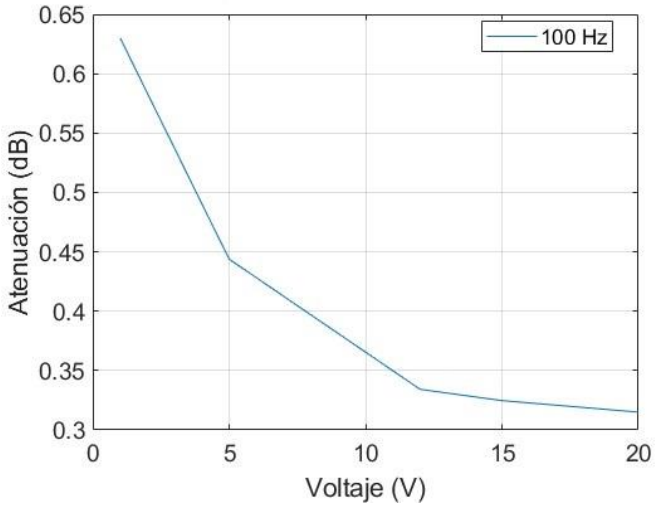


Tabla 13. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9747	0.6112	0.3764	0.6302
5 v	0.9756	0.8273	0.7439	0.4438
12 v	0.9819	1.1437	1.5524	0.3342
15v	0.9876	1.2131	1.7546	0.3247
20v	0.9882	1.2803	1.9528	0.3150

Figura 42. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz

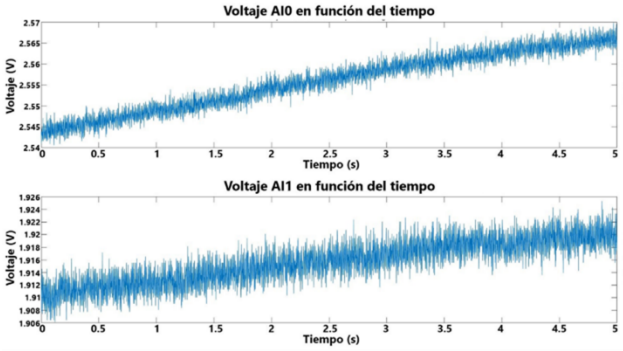


La Figura 42 muestra que, a 100 Hz, la atenuación/ganancia comienza en 0.6302 para 1v y desciende a 0.3150 en 20v. Este comportamiento refleja una pérdida de señal aún más significativa en comparación con las frecuencias anteriores. La tendencia de disminución en la atenuación/ganancia a 100 Hz sugiere que el sistema es altamente ineficiente a esta frecuencia, lo que podría limitar su aplicabilidad en situaciones que requieren alta fidelidad en la transmisión de datos. La capacidad del sistema para manejar señales se ve severamente comprometida.

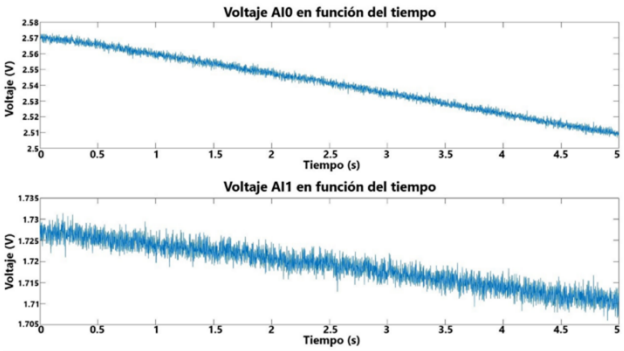
4.2.2.11 Frecuencias de 1 KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 126 cm

Figura 43. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz

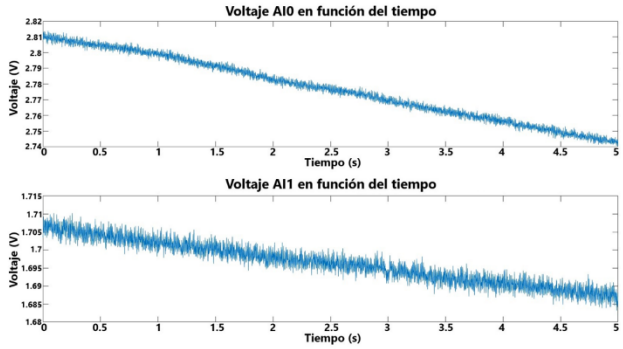
a) Amplitud de 1v



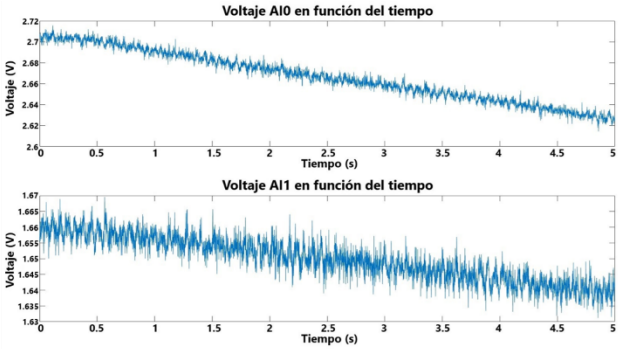
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

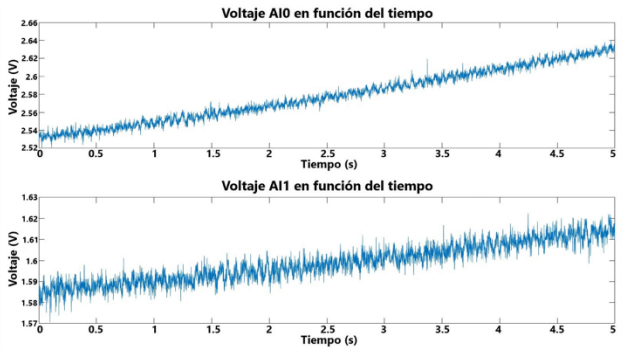
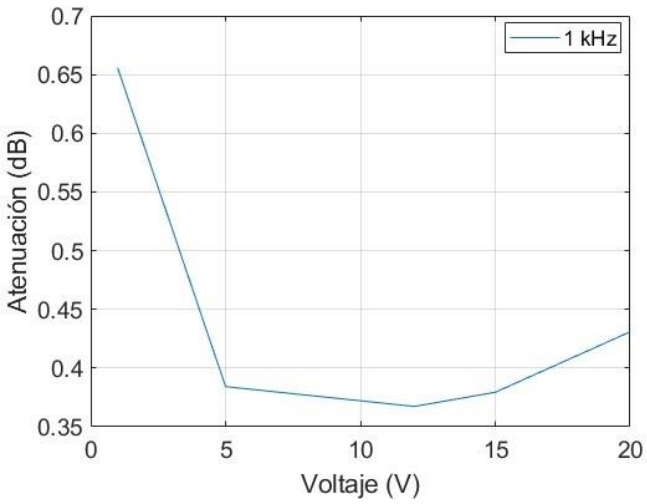


Tabla 14. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.8899	0.6402	0.4098	0.6556
5 v	0.9595	0.8219	0.6756	0.3842
12 v	0.9683	1.0805	1.1677	0.3673
15v	0.9012	1.0168	1.0343	0.3794
20v	0.9373	0.9794	0.9597	0.4309

Figura 44. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz

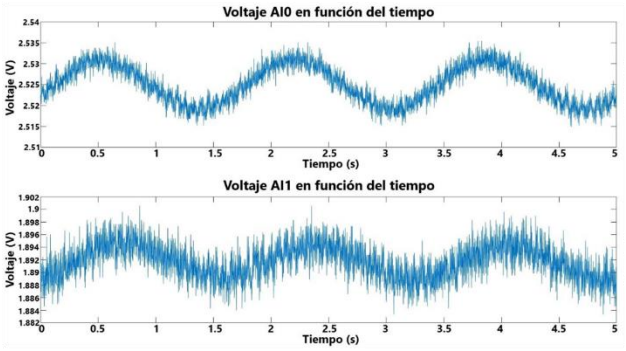


En la Figura 44, a 1 kHz, la atenuación/ganancia muestra un patrón no lineal. Comienza en 0.6556 para 1v, indicando una buena transmisión de la señal. Sin embargo, al aumentar a 5v, la atenuación/ganancia desciende a 0.3842. A 12v, la atenuación/ganancia baja aún más a 0.3673, lo que sugiere una pérdida de eficiencia. Curiosamente, a 15v, hay un ligero aumento a 0.3794, posiblemente debido a interacciones no lineales en el sistema. Finalmente, a 20v, la atenuación/ganancia sube a 0.4309, casi recuperando el valor inicial de 1v. Este comportamiento indica que el sistema experimenta cambios complejos en su respuesta a diferentes amplitudes, posiblemente debido a efectos de saturación o interacciones entre componentes.

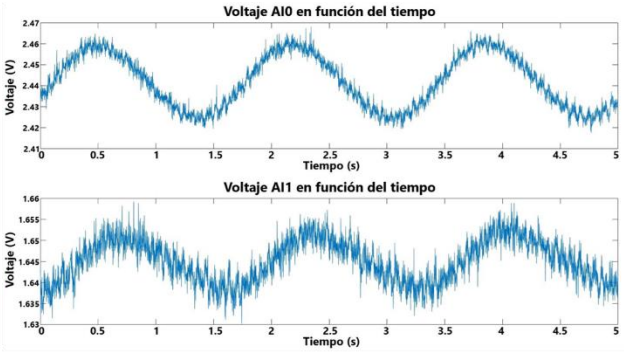
4.2.2.12 Frecuencias de 10KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 126cm

Figura 45. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz

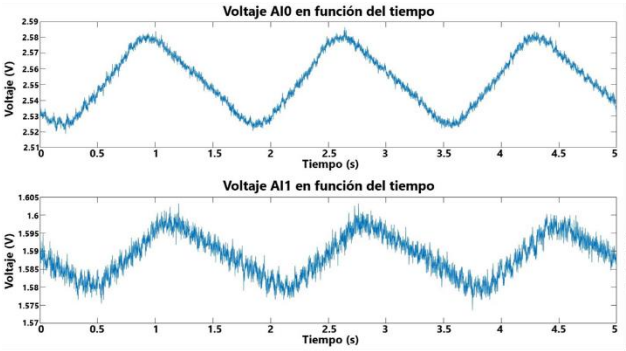
a) Amplitud de 1v



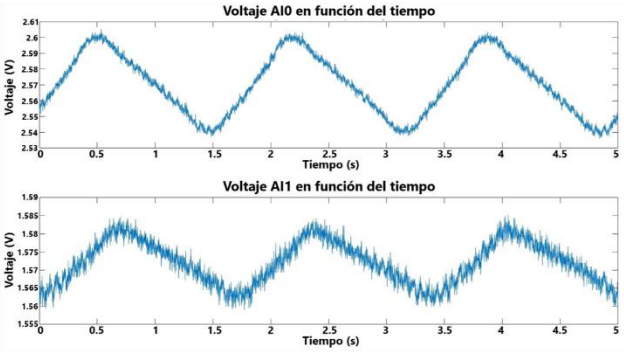
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

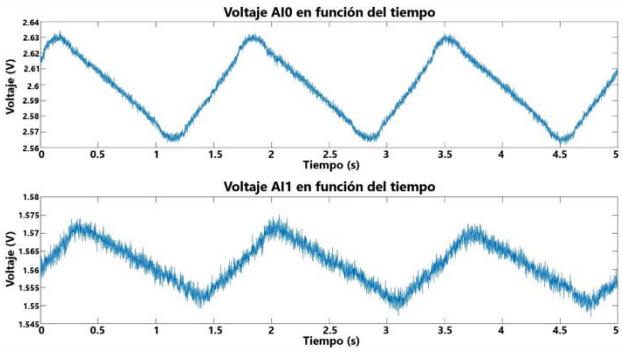
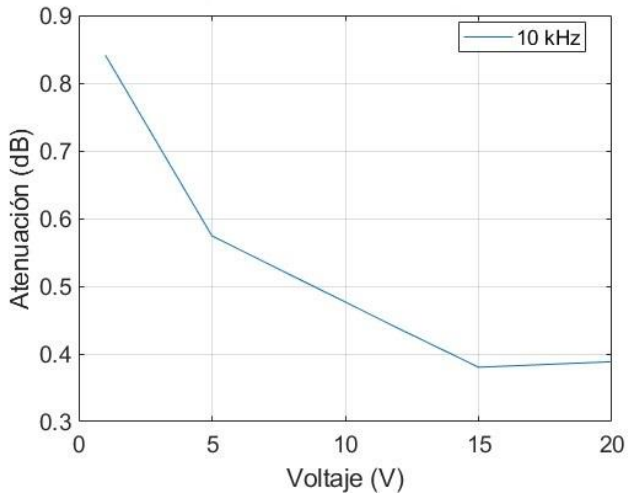


Tabla 15. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.6093	0.6333	0.4011	0.8413
5 v	0.5876	0.7970	0.6354	0.5742
12 v	0.6279	0.9637	0.9289	0.4375
15v	0.6367	0.9982	0.9967	0.3803
20v	0.6333	1.0358	1.0731	0.3884

Figura 46. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz

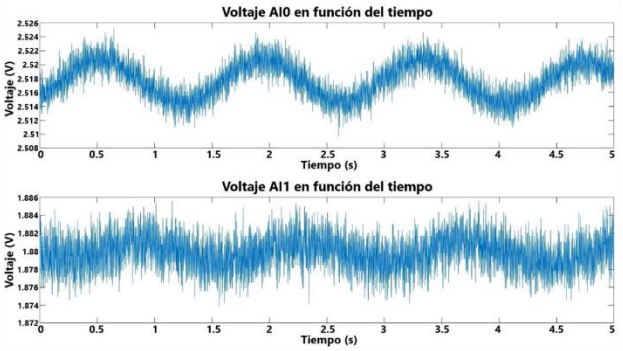


La Figura 46 muestra que, a 10 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.8413 para 1v y cae a 0.3884 en 20v. A pesar de que los valores iniciales son más altos que en 1 kHz, la tendencia de disminución sigue presente. Esto sugiere que, aunque el sistema puede manejar mejor las señales a esta frecuencia, la efectividad se ve comprometida a medida que se incrementa la amplitud.

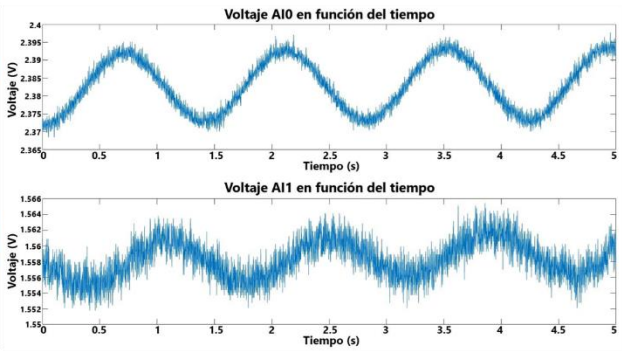
4.2.2.13 Frecuencias de 100 KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 126cm

Figura 47. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz

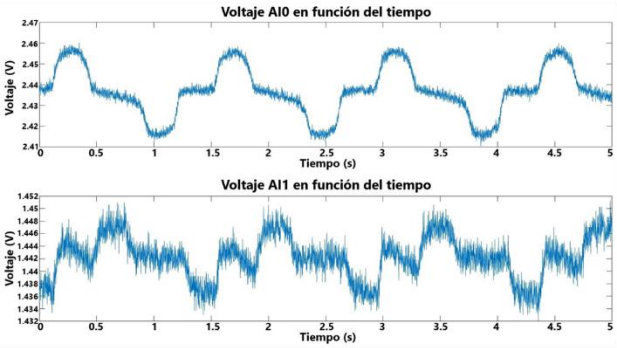
a) Amplitud de 1v



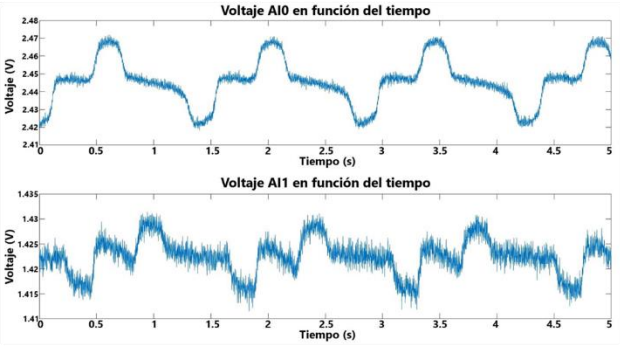
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

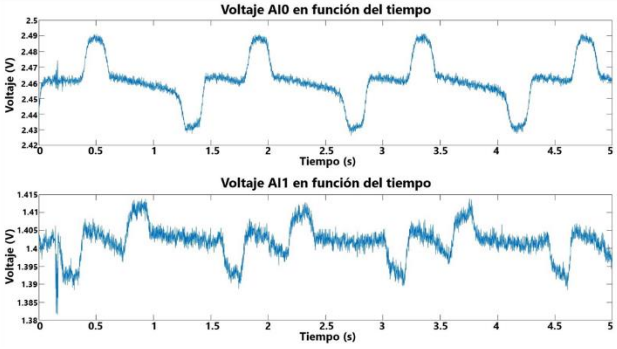
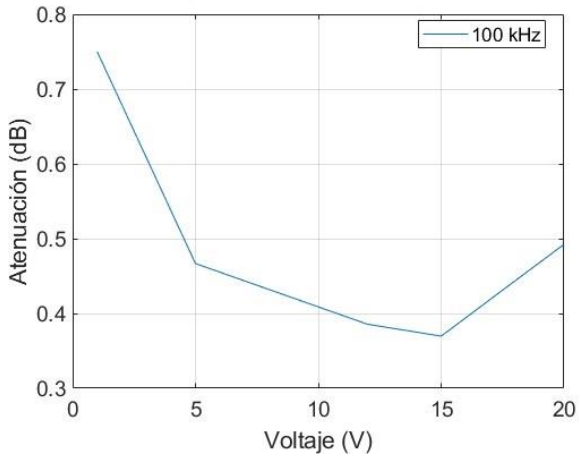


Tabla 16. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.2689	0.6380	0.4070	0.7500
5 v	-0.0045	0.8248	0.6803	0.4667
12 v	0.0021	0.9948	0.9897	0.3856
15v	0.0813	1.0236	1.0479	0.3697
20v	0.0974	1.0595	1.1228	0.4925

Figura 48. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz

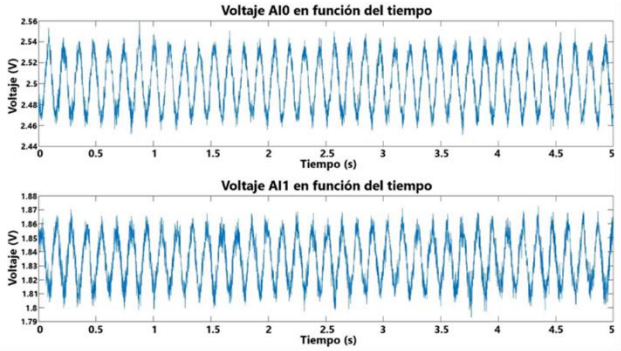


En la Figura 48, se observa que, a 100 kHz, el sistema presenta una eficiencia reducida. Comenzando con un valor de 0.7500 a 1v, el sistema muestra una capacidad razonable de transmisión. Al aumentar la amplitud a 5v, la atenuación/ganancia cae drásticamente a 0.4667. Al llegar a 12v y 15v se reduce aún más, lo que sugiere que el sistema enfrenta serios desafíos en la calidad de la señal. No obstante, a 20 V, se observa un ligero aumento en la atenuación/ganancia, alcanzando 0.4925. este comportamiento indica que el sistema experimenta cambios complejos en su respuesta a diferentes amplitudes, posiblemente debido a efectos de saturación o interacciones entre componentes.

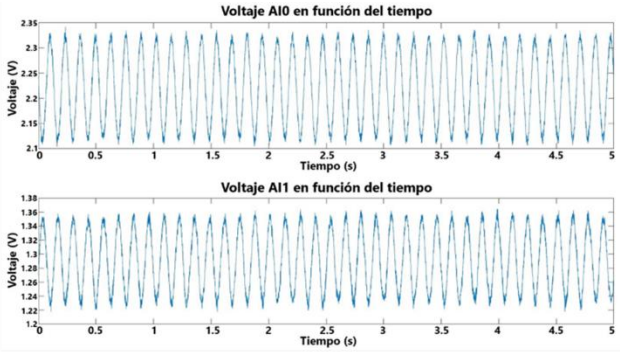
4.2.2.14 Frecuencias de 1MHz con una trayectoria del pulso en el detector de 126 cm

Figura 49. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz

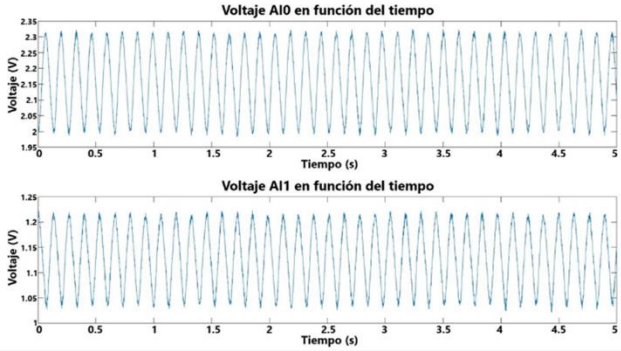
a) Amplitud de 1v



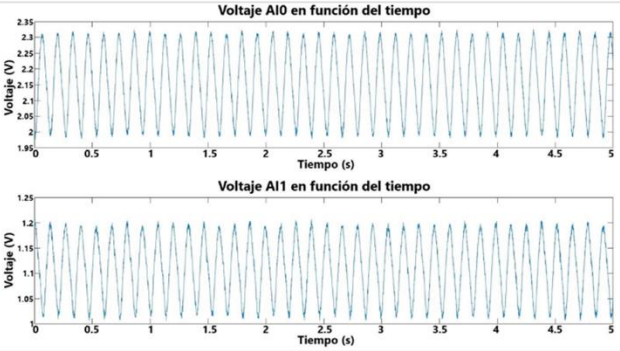
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

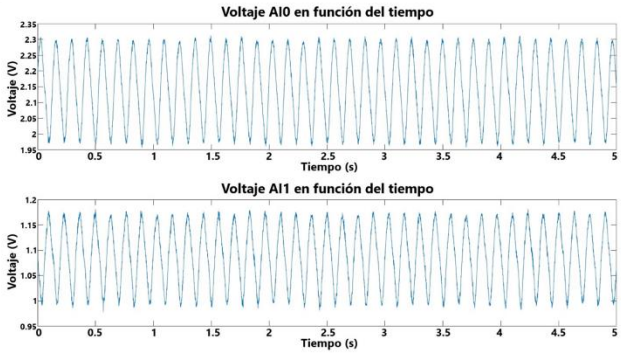
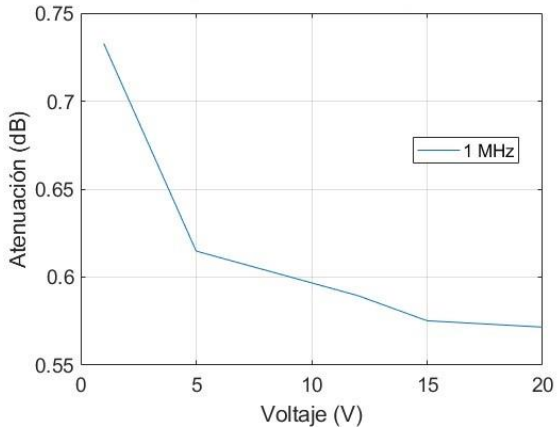


Tabla 17. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	-0.8884	0.6666	0.4459	0.7327
5 v	-0.9770	0.9290	0.8761	0.6148
12 v	-0.9686	1.0316	1.0913	0.5895
15v	-0.9582	1.0471	1.1240	0.5752
20v	-0.9502	1.0570	1.1448	0.5716

Finalmente, en la Figura 50, a 1 MHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.7327 para 1v y cae a 0.5716 en 20v. Aunque los valores son más altos que en 100 kHz, la tendencia de disminución sigue presente. Este análisis refuerza la idea de que, a frecuencias más altas, la capacidad de transmisión de señal se ve severamente comprometida, lo que podría limitar su aplicabilidad en entornos que requieren alta precisión.

Figura 50. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz



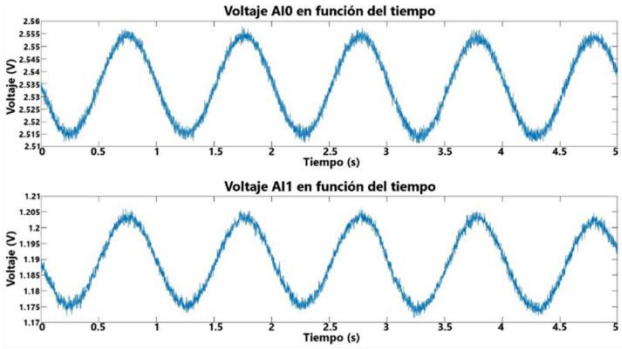
Después de realizar los primeros ajustes, se procede a registrar múltiples mediciones bajo una diferente longitud de trayectoria del pulso en el detector. Al modificar la longitud de la trayectoria del pulso en el detector, se alteran las condiciones bajo las cuales la luz interactúa con el fotodiodo. Esto es crucial, ya que con diferentes longitudes de trayectoria se puede identificar variaciones de la luz en el tiempo de respuesta del sistema y conocer los límites precisos del retardo. A continuación, se presenta el campo eléctrico entre un pulso óptico con un pulso

posterior del mismo láser, con una longitud de trayectoria del pulso en el emisor de 11 cm y en el detector de 142 cm.

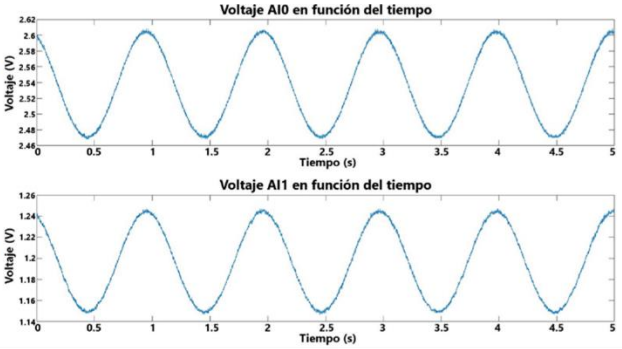
4.2.2.15 Frecuencias de 1Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 142 cm

Figura 51. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1Hz

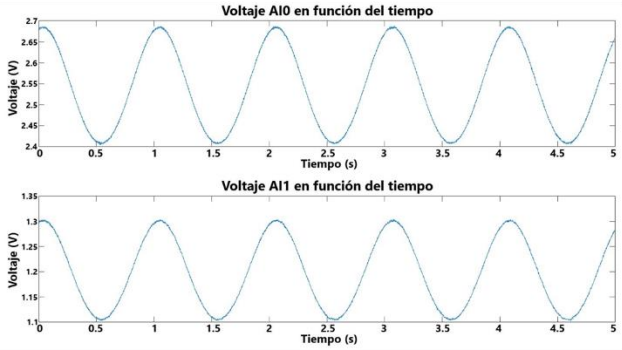
a) Amplitud de 1v



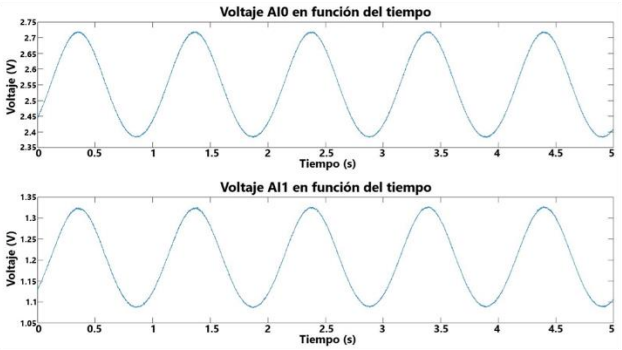
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

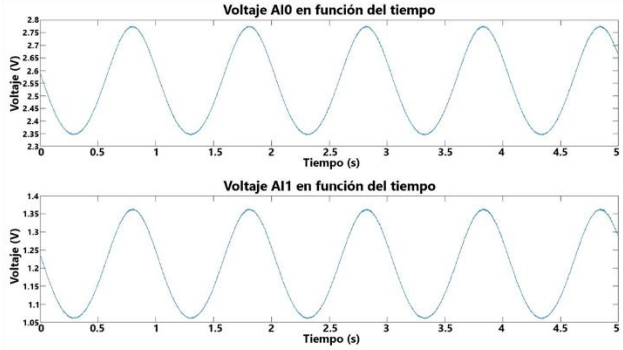
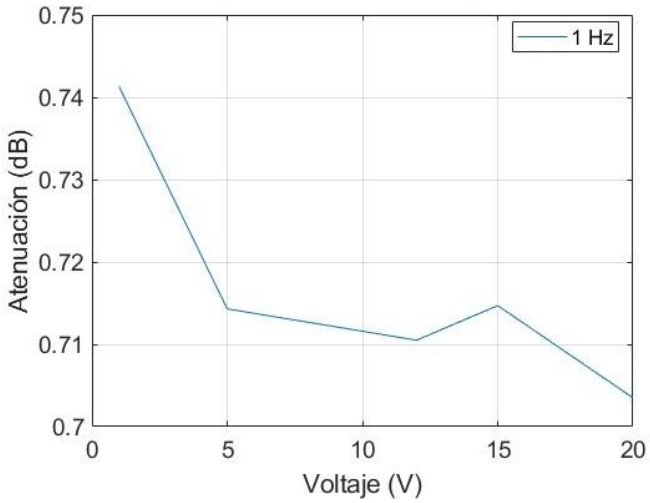


Tabla 18. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9918	1.3453	1.8099	0.7413
5 v	0.9992	1.3402	1.7964	0.7143
12 v	0.9997	1.3410	1.7990	0.7105
15v	0.9997	1.3424	1.8032	0.7147
20v	0.9998	1.3441	1.8086	0.7035

Figura 52. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 Hz

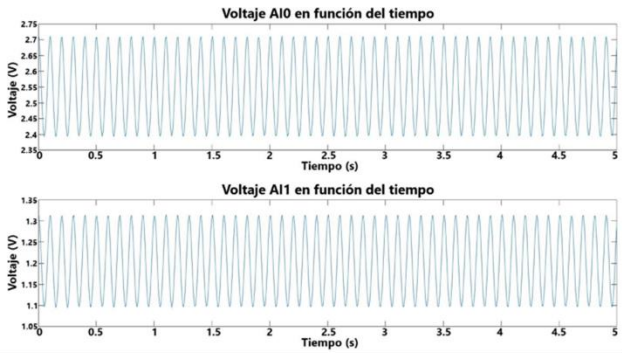


En la Figura 52, se observa que, a 1 Hz, el sistema presenta una tendencia relativamente estable a medida que se incrementa la amplitud. Comenzando con un valor de 0.7413 a 1v, el sistema presenta una capacidad de transmisión razonable. Al aumentar la amplitud a 5v y 12v, la atenuación/ganancia disminuye ligeramente. Este ligero descenso sugiere que el sistema puede estar enfrentando algunas limitaciones, aunque no de manera drástica. Al llegar a 15v, aumenta ligeramente a 0.7147 antes de descender nuevamente a 0.7035. Este comportamiento sugiere que el sistema es relativamente eficiente en la transmisión de señales a 1 Hz, con fluctuaciones menores en la atenuación/ganancia que reflejan interacciones internas y condiciones del sistema que afectan su rendimiento.

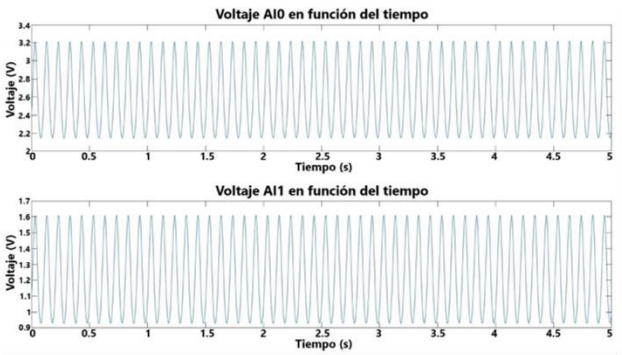
4.2.2.16 Frecuencias de 10Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 142 cm

Figura 53. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10Hz

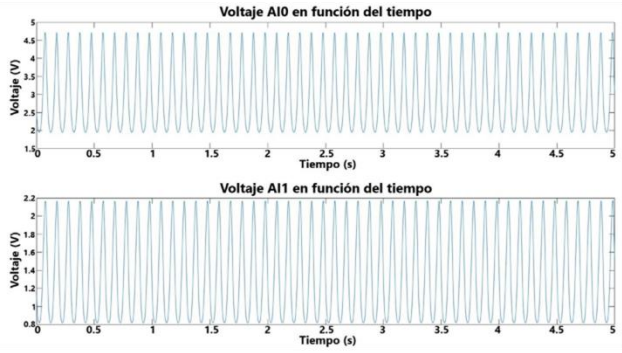
a) Amplitud de 1v



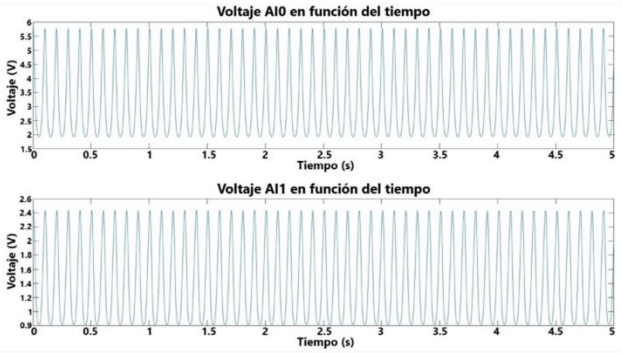
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

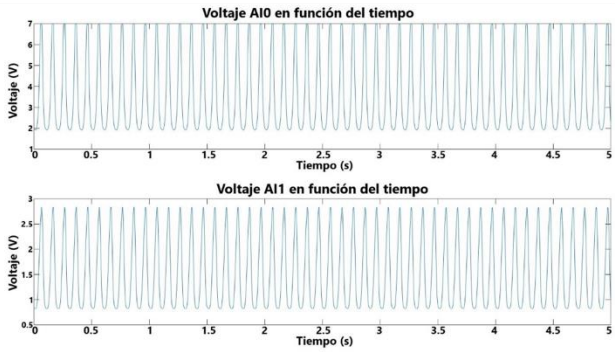
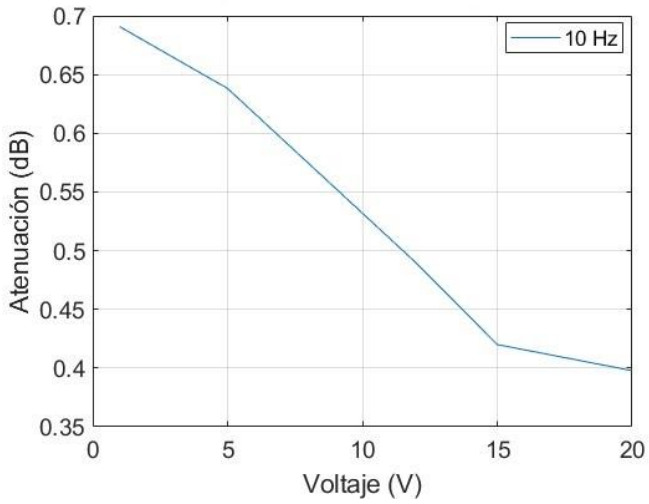


Tabla 19. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9991	1.3447	1.8094	0.6908
5 v	0.9984	1.3828	1.9304	0.6381
12 v	0.9928	1.5968	2.7765	0.4894
15v	0.9879	1.7684	3.6725	0.4200
20v	0.9869	2.1033	5.8157	0.3978

Figura 54. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 Hz

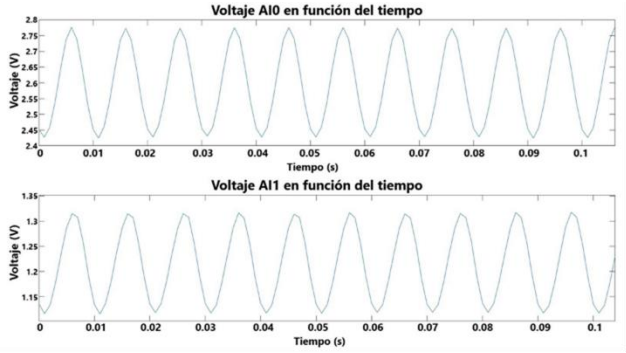


En la Figura 54, a 10 Hz, la atenuación/ganancia comienza en 0.6908 para 1v y disminuye a 0.3978 en 20v. Este análisis indica que, a 10 Hz, el sistema experimenta una pérdida significativa de señal en comparación con 1 Hz. La tendencia de disminución en la atenuación/ganancia sugiere que el sistema es menos eficiente a frecuencias más altas, lo que podría limitar su aplicabilidad en situaciones que requieren alta fidelidad en la transmisión de datos.

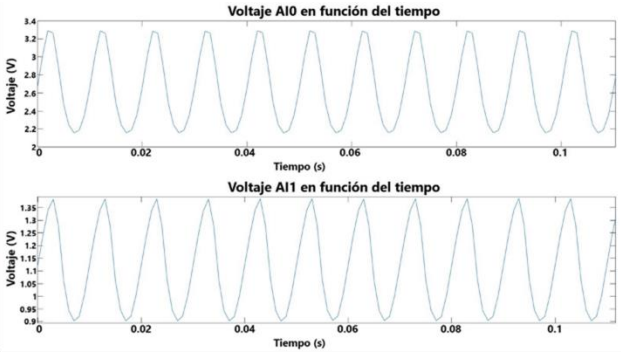
4.2.2.17 Frecuencias de 100Hz con una trayectoria del pulso en el detector de 142 cm

Figura 55. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100Hz

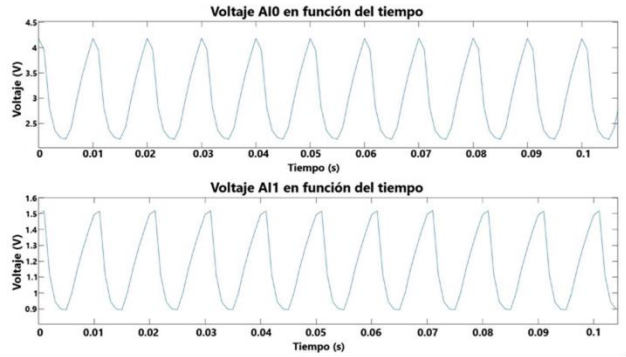
a) Amplitud de 1v



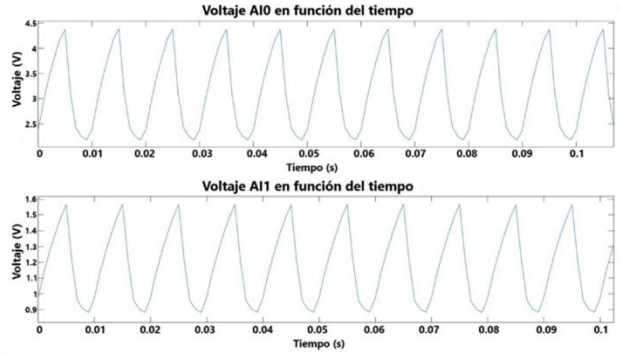
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

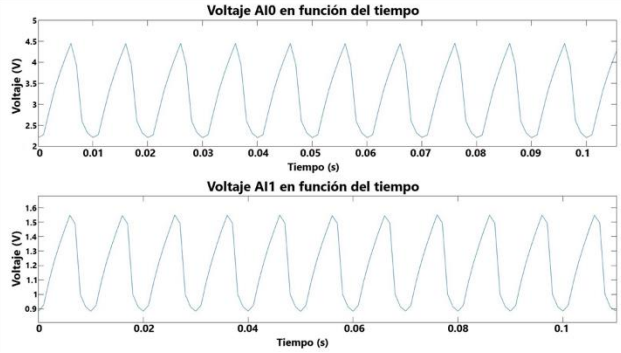
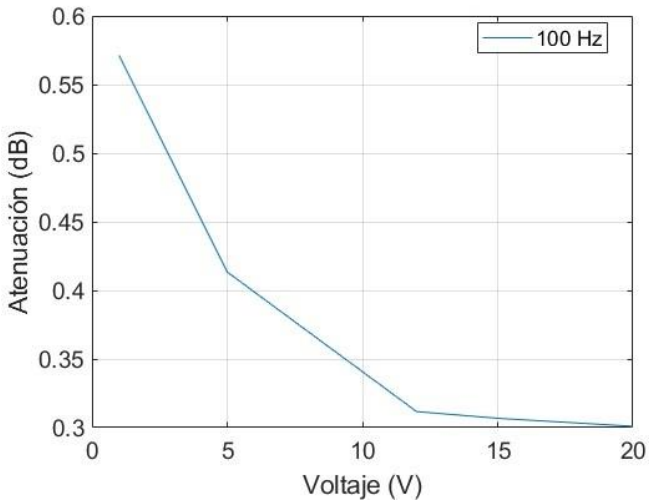


Tabla 20. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 Hz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9940	1.3812	1.9105	0.5713
5 v	0.9893	1.5348	2.4158	0.4134
12 v	0.9943	1.8753	3.7686	0.3117
15v	0.9937	1.9331	4.0205	0.3068
20v	0.9968	1.9997	4.3203	0.3010

Figura 56. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 Hz

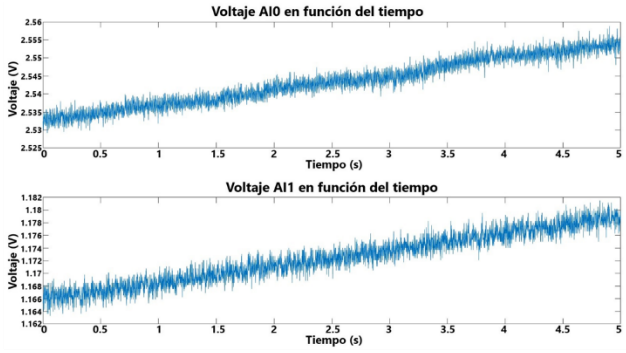


La Figura 56 muestra que a 100 Hz, la atenuación/ganancia comienza en 0.5713 para 1v y desciende a 0.3010 en 20v. Este comportamiento refleja una pérdida de señal aún más significativa en comparación con las frecuencias anteriores. La caída en la atenuación/ganancia a 100 Hz sugiere que el sistema es altamente ineficiente a esta frecuencia, lo que podría limitar su aplicabilidad en situaciones que requieren alta precisión.

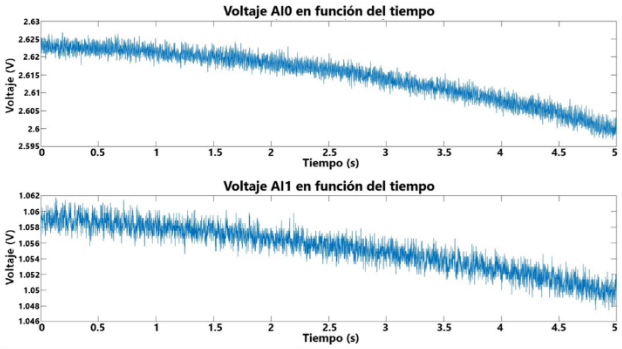
4.2.2.18 Frecuencias de 1KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 142 cm

Figura 57. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1KHz

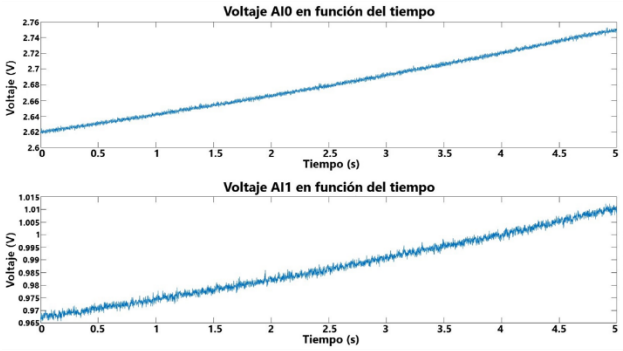
a) Amplitud de 1v



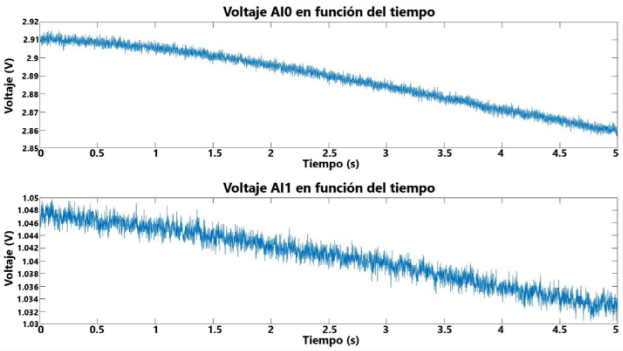
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

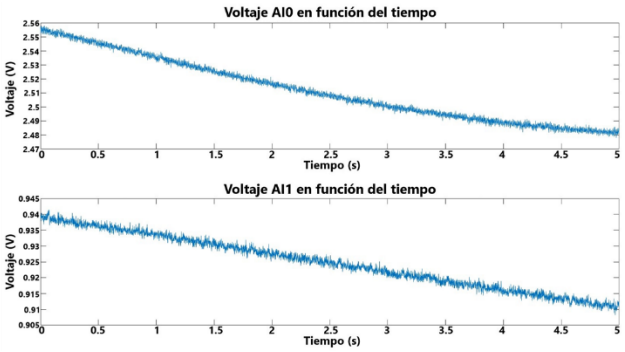
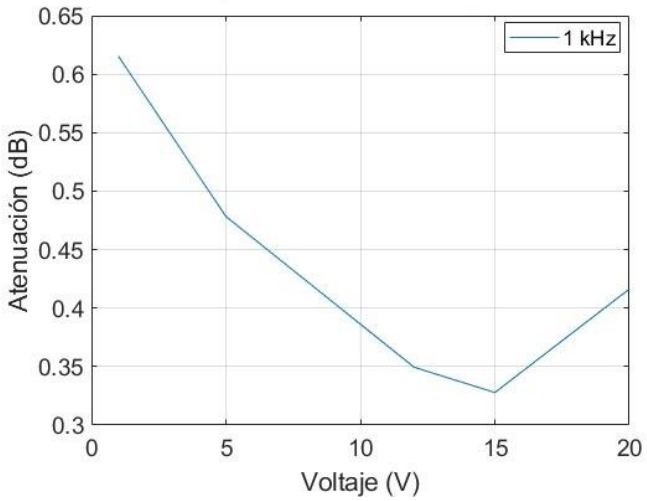


Tabla 21. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.9592	1.3709	1.8795	0.6154
5 v	0.9426	1.5594	2.4317	0.4783
12 v	0.9973	1.6938	2.8696	0.3494
15v	0.9789	1.8479	3.4149	0.3278
20v	0.9851	1.5870	2.5187	0.4163

Figura 58. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 KHz

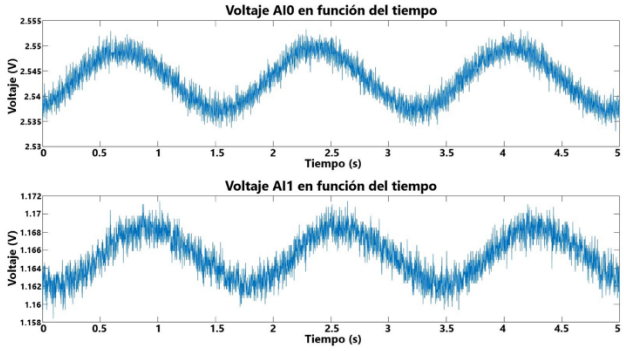


En la Figura 58, a 1 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.6154 para 1v y desciende a 0.3278 en 15v de manera uniforme, lo que sugiere que el sistema enfrenta serios desafíos en la transmisión de la señal. Sin embargo, a 20v, se observa un ligero aumento en la atenuación/ganancia, alcanzando 0.4163. Este aumento indica que, a pesar de las dificultades para mantener una transmisión eficiente a 1 kHz, el sistema muestra cierta capacidad de recuperación. No obstante, la caída significativa en la eficiencia a medida que se incrementa la amplitud podría limitar su aplicabilidad en entornos que requieren alta precisión en la transmisión de datos.

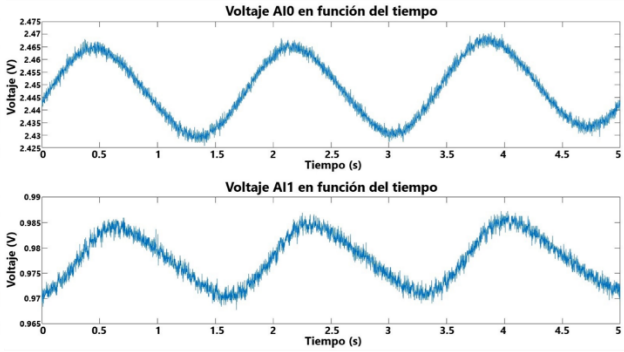
4.2.2.19 Frecuencias de 10KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 142cm

Figura 59. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10KHz

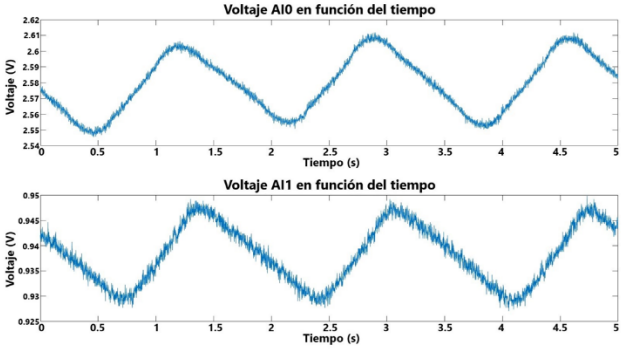
a) Amplitud de 1v



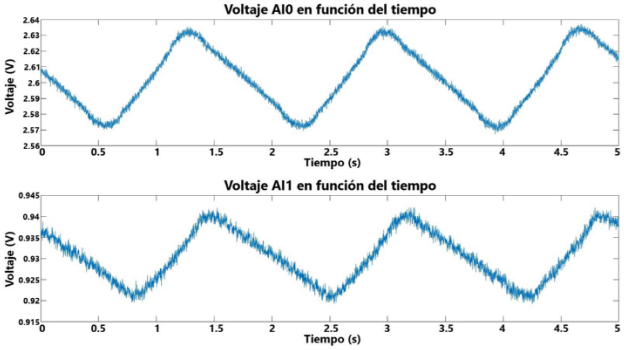
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

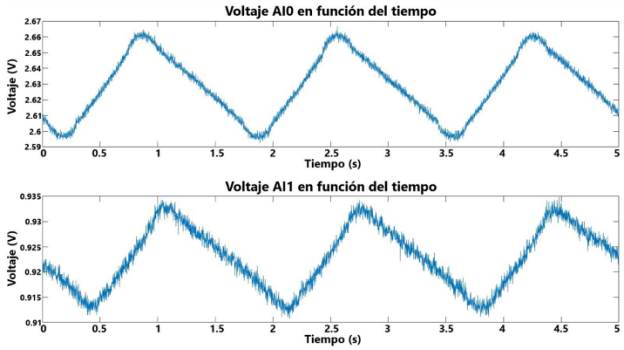
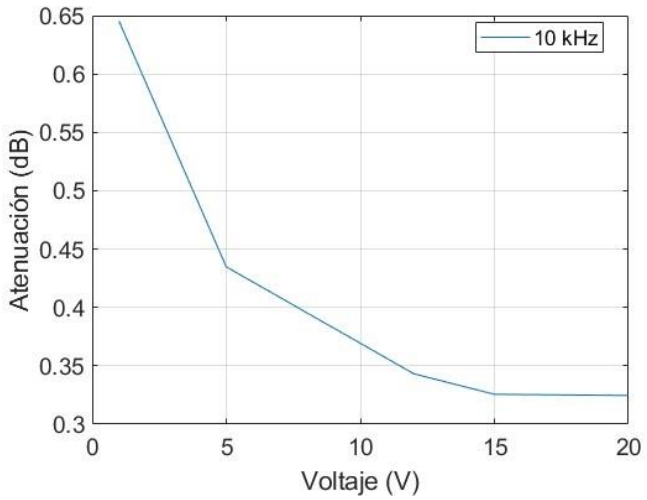


Tabla 22. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 10 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.6261	1.3780	1.8990	0.6452
5 v	0.6512	1.4705	2.1626	0.4348
12 v	0.6324	1.6410	2.6932	0.3431
15v	0.6272	1.6716	2.7945	0.3256
20v	0.6062	1.7059	2.9103	0.3246

Figura 60. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 10 KHz

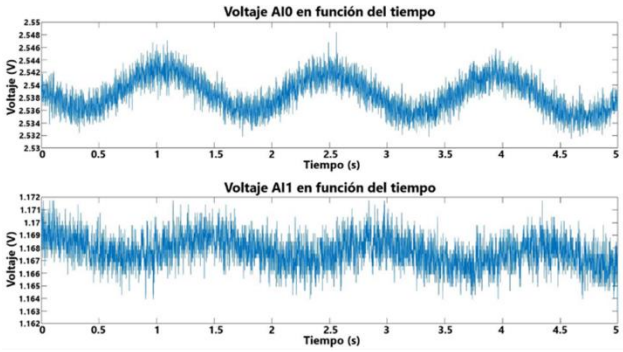


La Figura 60 muestra que, a 10 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.6452 para 1v y cae a 0.3246 en 20v. A pesar de que los valores iniciales son más altos que en 1 kHz, la tendencia de disminución sigue presente. Esto sugiere que, aunque el sistema puede manejar mejor las señales a esta frecuencia, la efectividad se ve comprometida a medida que se incrementa la amplitud.

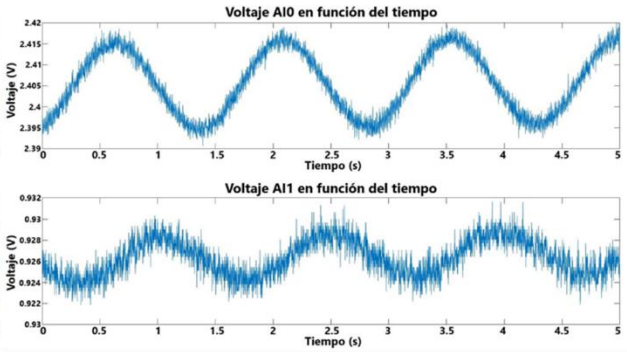
4.2.2.20 Frecuencias de 100KHz con una trayectoria del pulso en el detector de 142cm

Figura 61. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100KHz

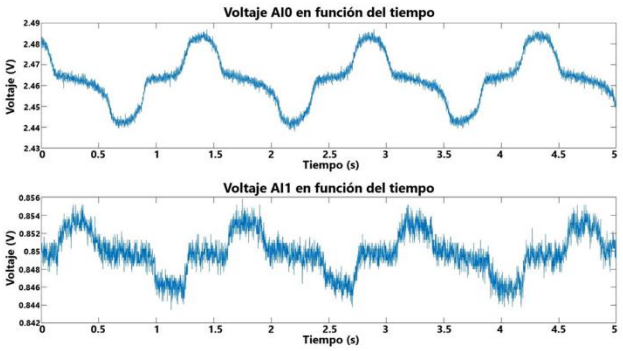
a) Amplitud de 1v



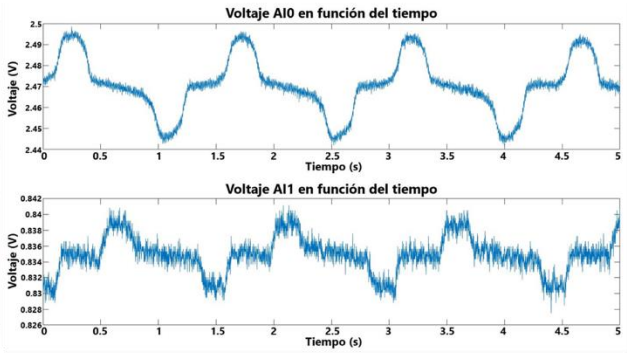
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

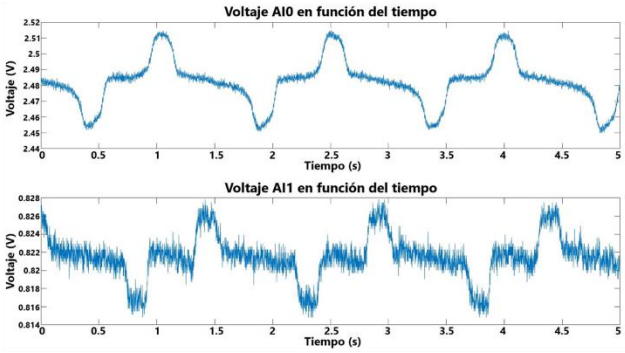
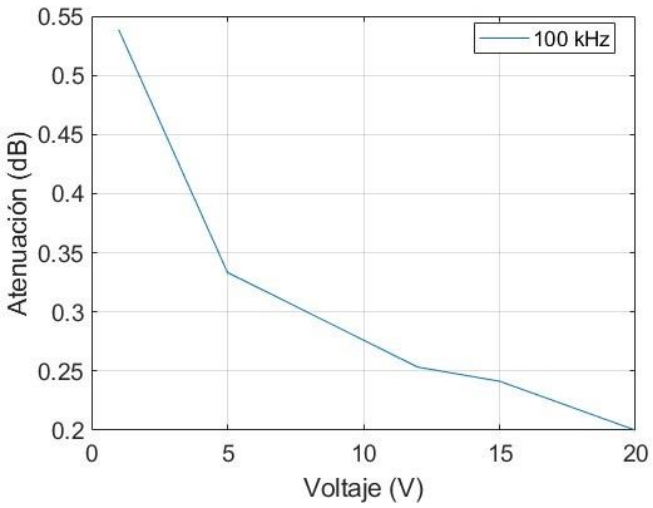


Tabla 23. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 100 KHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	0.1764	1.3708	1.8790	0.5385
5 v	-0.1276	1.4794	2.1886	0.3333
12 v	-0.0711	1.6133	2.6028	0.2533
15v	-0.0718	1.6362	2.6772	0.2414
20v	-0.0165	1.6604	2.7571	0.2000

Figura 62. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 100 KHz

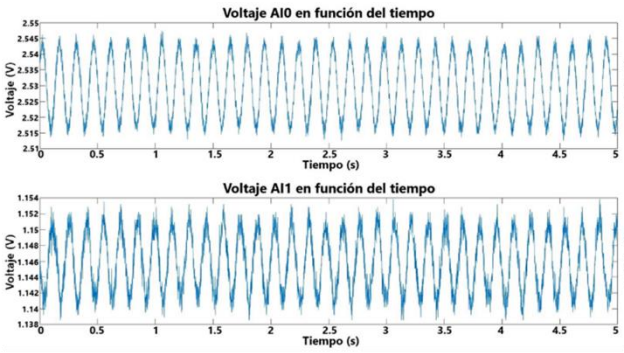


En la Figura 62, a 100 kHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.5385 para 1 V y desciende a 0.2000 en 20 V. La caída es significativa, lo que indica que el sistema es menos eficiente a esta frecuencia. Este análisis refuerza la idea de que, a frecuencias más altas, la capacidad de transmisión de señal se ve severamente comprometida, lo que podría limitar su aplicabilidad en entornos que requieren alta precisión.

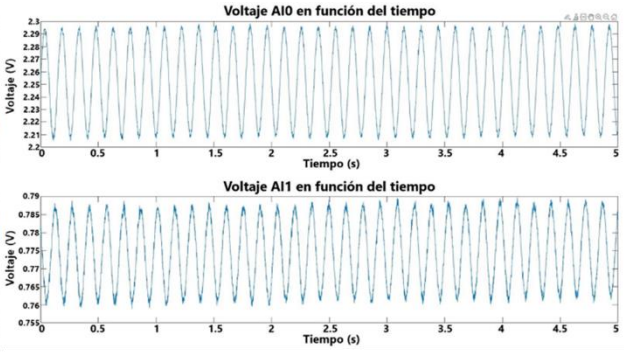
4.2.2.21 Frecuencias de 1MHz con una trayectoria del pulso en el detector de 142 cm

Figura 63. Campo eléctrico como función del tiempo entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1MHz

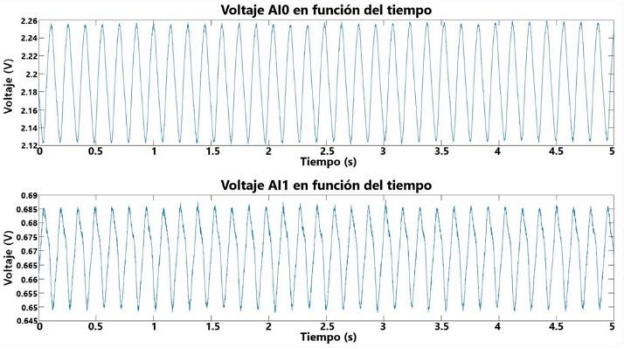
a) Amplitud de 1v



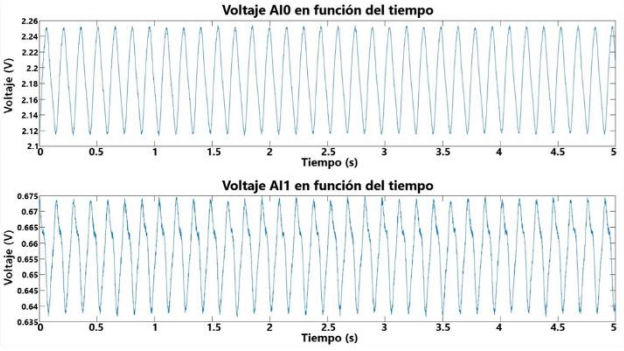
b) Amplitud de 5v



c) Amplitud de 12v



d) Amplitud de 15v



e) Amplitud de 20v

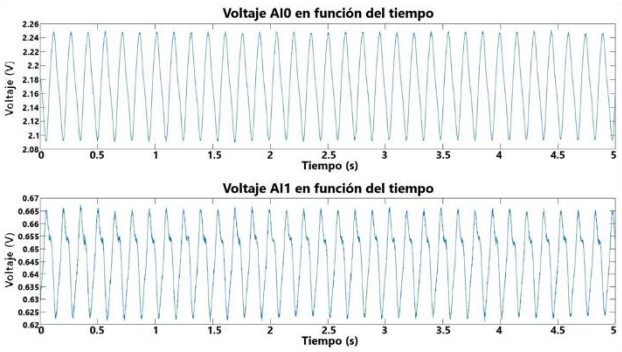
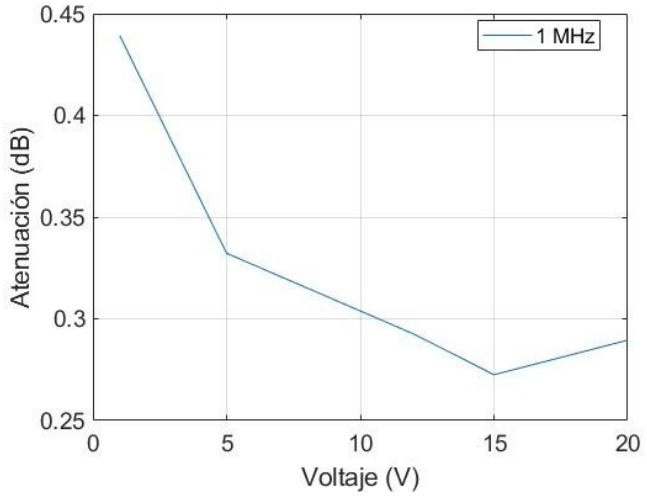


Tabla 24. Cálculo de Métricas de Desempeño para la Evaluación de la Eficiencia y Efectividad entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser a 1 MHz

Amplitud	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/Ganancia
1 v	-0.7695	1.3840	1.9155	0.4393
5 v	-0.7772	1.4781	2.1861	0.3322
12 v	-0.7175	1.5225	2.3206	0.2925
15v	-0.7029	1.5289	2.3404	0.2725
20v	-0.7004	1.5266	2.3340	0.2895

Finalmente, en la Figura 64, a 1 MHz, la atenuación/ganancia comienza en 0.4393 para 1v y cae a 0.2725 en 15v de manera uniforme, reflejando un deterioro considerable en la calidad de la señal. Sin embargo, a 20v, se observa un ligero aumento en la atenuación/ganancia, alcanzando 0.2895. Este comportamiento sugiere que el sistema tiene dificultades para mantener una transmisión eficiente a esta frecuencia, ya que la caída significativa en la eficiencia a medida que se incrementa la amplitud podría restringir su uso en aplicaciones que requieren alta precisión.

Figura 64. Gráfica de Atenuación vs Voltaje a una Frecuencia de 1 MHz.



Observando las anteriores gráficas, podemos analizar que el comportamiento del sistema varía significativamente según la amplitud, la frecuencia de la señal y la longitud de la trayectoria del pulso en el detector. A 1 Hz, las señales AI0 y AI1 con amplitud de 1v mostraron

un nivel significativo de ruido, lo que indica que, el sistema es susceptible a interferencias externas; en cambio, al emplear amplitudes entre 5v y 20v, se observó una notable mejora en la calidad de las señales, reduciendo el ruido y permitiendo una mejor interpretación de la forma de onda.

Es importante mencionar que, tanto en la longitud de 110cm como en la de 142cm, las señales mostraron el mismo comportamiento. No obstante, en la longitud de 126cm, se observó que la calidad de las señales se vio más afectadas por el ruido y a pesar de que se incrementara la amplitud de la señal, el ruido persistía. Asimismo, se observó que, tanto la amplitud de la señal original AI0 como la de la señal retardada AI1 es menor a la esperada. Sin embargo, la señal AI1 presenta una reducción aún más significativa en su amplitud en comparación con la señal AI0, lo que indica que, a medida que la señal viaja a través del medio, pierde parte de su energía. Este fenómeno se observó de manera consistente en las tres longitudes analizadas.

Igualmente, se verificó que, a 10 Hz con amplitudes de 1v a 5v, las señales mostraron una notable estabilidad, lo que significa que las señales no presentaban distorsión y ruido. Sin embargo, en la longitud de 126cm se observó que las señales sí presentaba ruido en 1v y únicamente en 5v se estabilizaban. Además, al emplear amplitudes entre 12v y 20v, se notó que, a partir de este punto, las señales comenzaban a saturarse en todas las longitudes, provocando una pérdida de definición en los picos. Este fenómeno se hizo más evidente en la frecuencia de 100 Hz, a partir de una amplitud de 1v, lo que indica que, en esta frecuencia, el sistema empieza a experimentar limitaciones en la calidad de la señal.

En el caso de las frecuencias de 1 kHz a 1MHz con amplitudes de 1v a 5v se observó un aumento significativo en el ruido, siendo la señal AI1 la más afectada. Además, se encontró que, las señales comenzaban a experimentar distorsión a medida que se incrementaba la amplitud. De hecho, este fenómeno se hizo más evidente en la señal AI1 a frecuencias intermedias, como 10 kHz, a partir de una amplitud de 5v, lo que indica que, aunque esta amplitud es moderada, puede estar cerca del umbral donde la linealidad del sistema se ve comprometida.

Al analizar las diferentes longitudes de trayectoria, se ha observado que, a frecuencias bajas, especialmente en el rango de 1v a 5v, el sistema muestra una alta precisión en la detección de la señal. En este rango, el sistema es capaz de distinguir claramente la señal, lo que resulta en mediciones más confiables y consistentes. Sin embargo, el uso de frecuencias altas plantea serios inconvenientes. Estas frecuencias no solo afectan la precisión de la información, sino que

también impactan negativamente en la interpretación de los resultados obtenidos. Además, la capacidad del sistema para amplificar adecuadamente la señal se ve comprometida, lo que puede resultar en una menor amplitud menor a la esperada. Esto significa que el sistema no es capaz de detectar cambios rápidos en la señal, lo que puede comprometer su efectividad en situaciones críticas donde la rapidez y precisión son esenciales.

Luego de efectuar este experimento, y de identificar los límites de retardo que puede experimentar la línea de retardo óptica, así como de seleccionar las frecuencias que minimizan las interferencias y maximizan la precisión en la señal transmitida, se realiza un tercer experimento que se describe a continuación.

4.2.3 Experimento 3: Procesamiento de señales

Se seleccionó de la longitud de 126 cm una señal de 1 Hz con una amplitud de 5v. Esta elección se fundamenta en que, si bien este rango de frecuencia permite un desempeño óptimo del sistema, la señal AI0 y AI1 se ven afectadas por la presencia de ruido ambiental. Este factor puede interferir en la calidad y la claridad de la señal, lo cual podría repercutir en la interpretación de los datos transmitidos. Por lo tanto, se procedió a filtrar la señal para atenuar las frecuencias no deseadas y minimizar el impacto del ruido. De esta manera, se podrá asegurar que la señal de interés se mantenga lo más pura y nítida posible, lo cual es crucial en aplicaciones, donde la precisión y la claridad son fundamentales para obtener resultados confiables.

Para llevar a cabo el filtrado, se utilizó la función *smoothdata* del software MATLAB. Se optó por un filtro de tipo Savitzky-Golay, configurado con un polinomio de grado 10 y un factor de suavizado de 0.1 (véase Anexo B). Este filtro se clasifica generalmente como un filtro de paso bajo, dado que permite el paso de las frecuencias bajas mientras atenúa las frecuencias más altas. Su principal objetivo es ajustar un polinomio a un conjunto de puntos de datos en una ventana deslizante de tamaño fijo. Este ajuste no solo suaviza los datos, sino que también reduce las fluctuaciones y variaciones abruptas en los datos sin perder características importantes de la señal original.

No obstante, es importante tener en cuenta que, un tamaño de ventana más grande o un polinomio de mayor orden puede resultar en un mayor suavizado, lo que puede ser útil para eliminar ruido, pero también puede llevar a un sobreajuste, donde el filtro se adapta demasiado a

las fluctuaciones del ruido en lugar de a la tendencia real de los datos. Por otro lado, un tamaño de ventana más pequeño o un polinomio de menor orden puede conservar más detalles, pero podría no ser suficiente para eliminar el ruido.

Figura 65. Gráfica comparativa de señales sin filtro y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

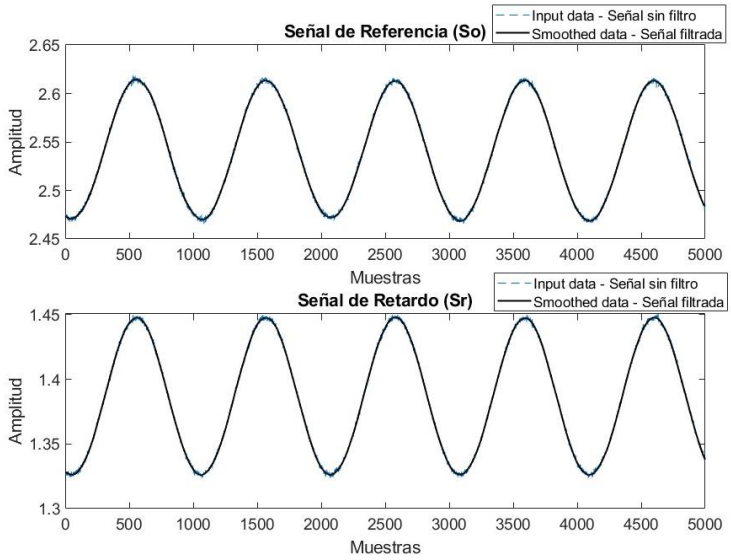


Figura 66. Gráfica comparativa de señales muestreadas y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 126cm

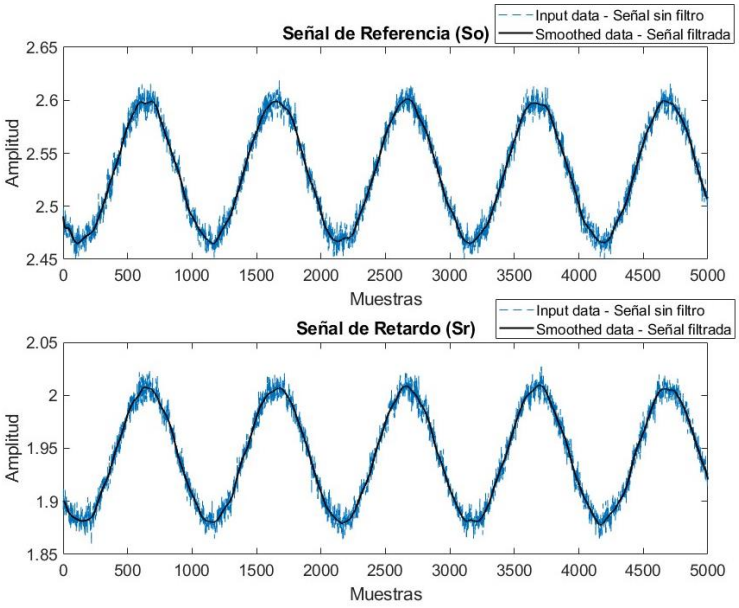
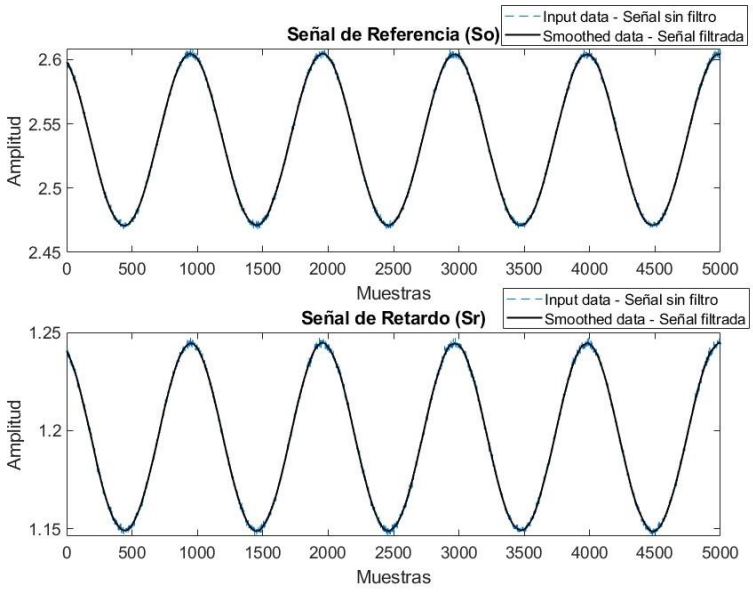


Figura 67. Gráfica comparativa de señales muestreadas y filtradas de AI0 y AI1 a 1Hz; con amplitud de 5V y longitud de trayectoria del pulso en el detector de 142cm



Al observar las Figura 65, Figura 66 y Figura 67 se puede constatar que las señales filtradas AI0 y AI1 presentan una notable reducción del ruido, lo que indica que las variaciones indeseadas han sido efectivamente eliminadas. Asimismo, se puede apreciar que en las longitudes de 110 cm y 142 cm las características importantes de la señal, tales como los picos y valles, se han preservado. Esto sugiere que la integridad de las señales se mantiene intacta, lo que facilita un análisis más preciso y confiable de los datos obtenidos.

No obstante, en la longitud de 126 cm, se identifican algunos cortes en los picos y valles tras el proceso de filtrado, lo que podría dar la impresión de que la señal ha perdido parte de su forma original. Esta alteración puede afectar la interpretación de los datos, ya que sugiere que, a pesar de la reducción del ruido, el filtrado aplicado en esta longitud específica no ha sido tan efectivo como en las otras longitudes.

Para evaluar su efectividad, se procede a realizar el cálculo de diversas métricas tales como la correlación, el error medio absoluto (MAE), el error cuadrático medio (RMSE) y la atenuación. Estas métricas permiten comparar las señales muestreadas con las señales filtradas, proporcionando una evaluación cuantitativa de la mejora en la calidad de los datos. Los resultados de estos análisis, se presentan de manera detallada en la Tabla 25.

Tabla 25. Comparación de los resultados entre señales muestreadas y las señales filtradas

Longitud de trayectoria de pulso	Señal de 1Hz con amplitud de 5v	Correlación	MAE	RMSE	Atenuación/ Ganancia
110 cm	Sin filtro	0.9991	1.1548	1.3337	0.8305
	Con filtro	0.9997	1.1548	1.3337	0.8268
126 cm	Sin filtro	0.9804	0.5889	0.3469	1.0000
	Con filtro	0.9984	0.5889	0.3469	0.9725
142 cm	Sin filtro	0.9992	1.3402	1.7964	0.7143
	Con filtro	0.9999	1.3402	1.7964	0.7117

A partir de estos datos, se puede observar que el filtrado ha resultado en una mejora en la correlación de las señales y en la atenuación, lo que indica que el filtro ha sido efectivo en eliminar el ruido y que los resultados después del filtrado son más favorables. Sin embargo, los valores de MAE y RMSE se mantienen constantes y no reflejan las variaciones presentes en las señales, especialmente en la longitud de 126 cm, lo que plantea que son demasiado sutiles como para ser detectadas por estas métricas.

Por lo tanto, luego de aplicar el filtro, y de evaluar su efectividad, se lleva a cabo un cuarto experimento con el objetivo de realizar una evaluación más exhaustiva de la calidad de la señal, utilizando herramientas más sensibles que permitan capturar variaciones sutiles en la señal.

4.2.4 Experimento 4: Diagrama de Ojo

En esta sección, se emplea diagramas de ojo para visualizar y evaluar la calidad de la señal. Esta herramienta es fundamental para el análisis de señales en sistemas de comunicación, especialmente en transmisiones digitales de alta velocidad. Esta representación gráfica se asemeja a un ojo (Liu, 2024), que permite observar y analizar de manera más detallada el comportamiento de la señal a lo largo del tiempo (Ci et al., 2018).

Uno de los parámetros más relevantes que se puede extraer del diagrama de ojo es la apertura del ojo. Esta medida proporciona información crucial sobre la forma de onda de los

pulsos y permite identificar diversos problemas que afectan la transmisión de datos. Un ojo bien definido es un indicador de una transmisión efectiva y libre de interferencias. Esto significa que los pulsos de señal están correctamente sincronizados y que la señal es lo suficientemente clara para permitir una correcta interpretación. En cambio, un ojo cerrado puede indicar problemas como desfases, ruido, distorsión o interferencias, los cuales pueden afectar la sincronización y estabilidad de la transmisión de datos. En términos generales, un diagrama de ojo que exhibe transiciones suaves y bien definidas indica un bajo nivel de ruido y una buena calidad de la señal, mientras que transiciones abruptas o difusas pueden señalar problemas en la transmisión.

A través del diagrama de ojo, no solo se puede visualizar y evaluar la calidad de la señal en condiciones de operación reales, sino que también se puede cuantificar de manera precisa aspectos críticos de la señal como el jitter (variación en el tiempo de llegada de los pulsos) y la relación señal-ruido (SNR)(Jargon et al., 2008) (Liu, 2024).

El jitter se refiere a las pequeñas variaciones en el tiempo de llegada de los pulsos, que pueden ser causadas por múltiples factores, incluyendo interferencias electromagnéticas, fluctuaciones en la calidad del medio de transmisión, y la propia naturaleza del hardware utilizado en el sistema. Por su parte, la relación señal-ruido (SNR) compara la potencia de la señal deseada con la potencia del ruido de fondo presente en el sistema. En términos simples, la SNR mide cuán bien un sistema puede diferenciar entre la información útil (la señal) y las interrupciones no deseadas (el ruido).

Este experimento se centra en evaluar la mejora en la correlación y atenuación de las señales AI0 y AI1, así como en identificar el desfase entre los pulsos y cualquier posible distorsión residual que pueda haber quedado tras el proceso de filtrado. Con este enfoque, se busca determinar los márgenes de tiempo en los que la señal puede ser interpretada correctamente.

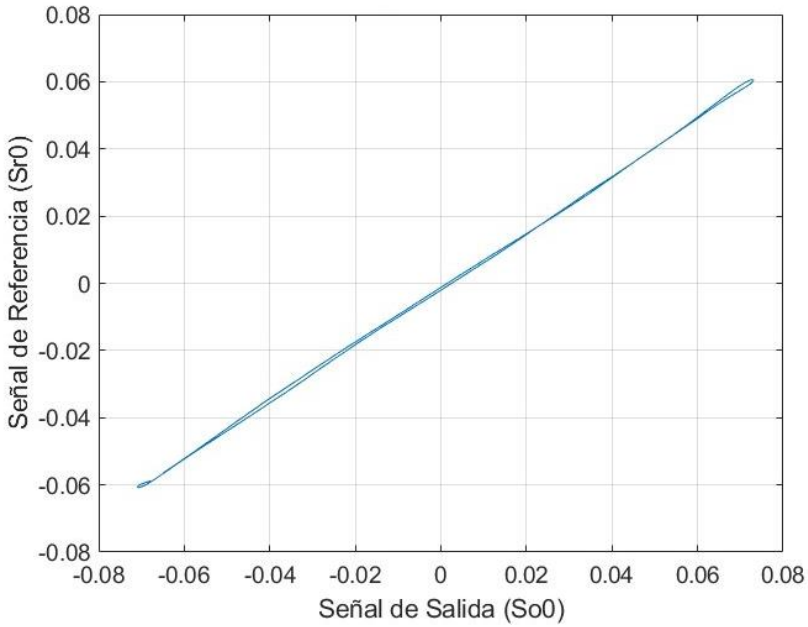
4.2.4.1 Evaluación de la calidad de la señal AI0 y AI1

En las Figura 68 y Figura 69 se presenta los diagramas de ojo de la señal AI0 contra AI1 con una longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110 cm, 126 cm y 142 cm respectivamente. En ellas se puede observar inicialmente un ojo con una altura notablemente alta, lo que indica que los pulsos de la señal son claramente visibles y fácilmente distinguibles.

Esta característica es indicativa de una señal robusta, capaz de resistir variaciones temporales y de amplitud, incluso ante pequeñas fluctuaciones, la interpretación de los datos se mantenga precisa.

Asimismo, se puede apreciar que, el ancho del ojo es amplio, lo que sugiere que el tiempo de ajuste inicial de 5 segundos para la toma de datos es efectivamente adecuado. Esta duración permite a los receptores interpretar de manera precisa el estado de la señal sin riesgo de confusión.

Figura 68. Diagrama de ojo de la señal AI0 contra AI1 con una longitud de trayectoria del pulso en el detector de 110 cm

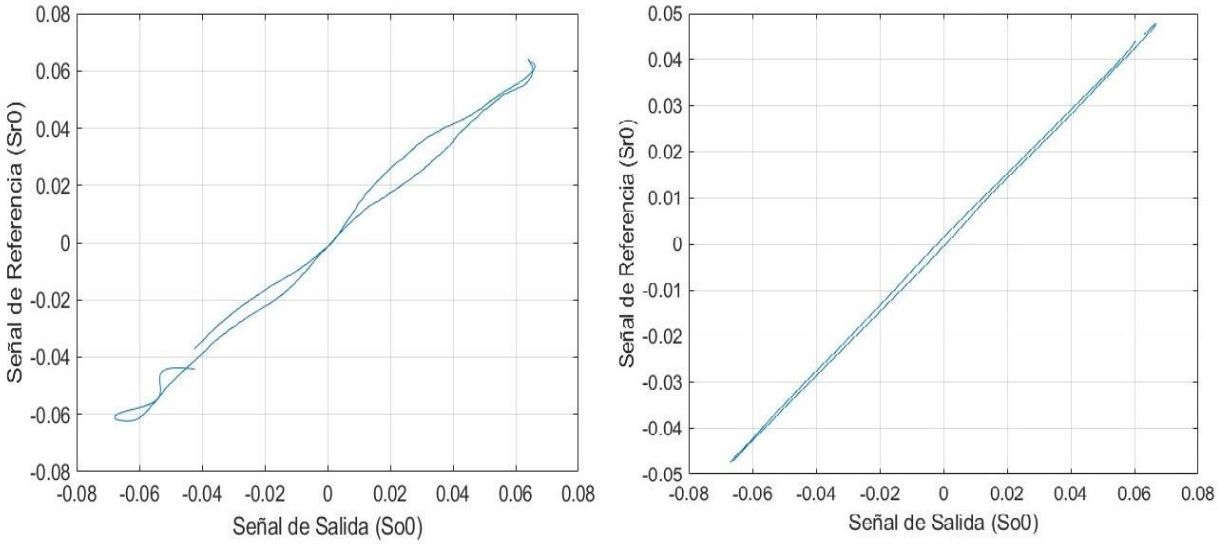


No obstante, se observa que, en los cruces donde la señal atraviesa el nivel de referencia, aparecen variaciones que, se desplazan hacia arriba y hacia abajo, lo que provoca que el ojo se cierre en ciertos momentos. Estos cruces indican que hay retardos en la señal, los cuales se traducen en desfases entre los pulsos. Estos desfases afectan negativamente la sincronización de la señal.

De hecho, en la longitud de 126 cm, este fenómeno se vuelve más evidente. No solo se identifican variaciones en los cruces, sino también desviaciones en la forma de la señal. Esto significa que, la señal no solo presenta retardos, sino que también está siendo afectada por distorsiones, lo que refuerza la idea de que, en esta longitud la calidad de la señal es deficiente.

Figura 69. Diagrama de ojo de la señal AI0 contra AI1 con una longitud de trayectoria del pulso en el detector de: a) 126 cm y b) 142 cm

a) **b)**



4.2.4.2 Diferencias de retardo entre los pulsos AI0 y AI1

El diagrama de ojo permite observar varios aspectos críticos de la señal. Uno de los más importantes es el jitter, que se refiere a la variación en el tiempo de llegada de los pulsos. Estas variaciones se pueden medir utilizando métricas como la media y la desviación estándar del tiempo de llegada de los pulsos. La media proporciona una idea general del tiempo promedio de llegada, mientras que la desviación estándar indica la variabilidad de esos tiempos. Un jitter bajo, con una desviación estándar pequeña, sugiere que los pulsos llegan de manera consistente, lo que es deseable para mantener la integridad de la señal. Por el contrario, un jitter alto, con una desviación estándar significativa, puede indicar problemas en la sincronización de los pulsos, lo que puede llevar a errores en la recepción de datos, afectando la integridad de la señal y, por ende, la calidad de la comunicación.

Otro aspecto crucial que se puede analizar a través del diagrama de ojo es la relación señal-ruido (SNR). Una SNR alta indica que la señal es claramente distinguible del ruido, lo que contribuye a una mejor calidad de la transmisión. Estas métricas, ofrecen una visión integral de la calidad de la señal y permiten a los ingenieros identificar problemas de sincronización e implementar técnicas de compensación y corrección de errores, para una transmisión efectiva y confiable, lo que es crucial en aplicaciones de alta velocidad, donde pequeños retardos pueden

resultar en errores significativos en la recepción de datos. En la Tabla 26 se presenta un análisis detallado de la calidad y fiabilidad de las transmisiones en diversas longitudes de trayectoria. Los detalles específicos de los cálculos y las ecuaciones empleadas se encuentran en el Anexo B, donde se proporciona una descripción más completa del procedimiento seguido.

Tabla 26. Análisis de Calidad de Señales a través del Diagrama de Ojo: Jitter y SNR en Diferentes Longitudes de Trayectoria

Longitud de trayectoria de pulso	Jitter (ns)		SNR (dB)
	Media	Desviación estándar	
110 cm	504.3333	9.4207	14.6946
126 cm	504.6667	11.8322	22.5051
142 cm	506.1111	9.9051	7.8793

Al analizar los resultados de estas métricas en diferentes longitudes de trayectoria, se obtuvieron valores significativos que reflejan el comportamiento del sistema. En la longitud de 110 cm, se observa una variabilidad moderada en el tiempo de llegada de los pulsos, lo que sugiere una buena sincronización y una baja probabilidad de errores en la recepción. Esta longitud se destaca por ofrecer una relación señal-ruido (SNR) favorable, lo que refuerza la idea de que la calidad de la señal y la transmisión son confiables.

Por otro lado, en la longitud de 126 cm, se observa una mejora significativa en la relación señal-ruido (SNR). Sin embargo, también se evidencia que la media del jitter es superior a la de 110 cm, pero menor que la de 142 cm. Esto indica que, que hay problemas significativos de sincronización en la transmisión de información, aunque no tan severo como en 142 cm. Además, se observa que la desviación estándar es la más alta en esta longitud en comparación con las otras medidas. Este hallazgo sugiere que, la señal es menos confiable, dado que hay un mayor riesgo de errores en la transmisión de datos. En otras palabras, aunque la calidad de la señal es más clara y menos afectada por el ruido, la estabilidad y la precisión de la transmisión se ven comprometidas, debido a la inestabilidad en el tiempo de llegada de las señales.

En cuanto a la longitud de 142 cm, se evidencia que la media del jitter es ligeramente más alta en comparación con la longitud de 126 cm, lo que sugiere un desempeño inferior en términos de sincronización. Sin embargo, la desviación estándar en esta longitud es menor,

indicando que las mediciones son más confiables y que la señal se comporta de manera más uniforme. Esto posiciona a la longitud de 142 cm en un punto intermedio en términos de rendimiento. Adicionalmente, se observa que la relación señal-ruido (SNR) en esta longitud es la más baja de todas las medidas analizadas. Esto implica que, el sistema está operando cerca de su límite en términos de calidad de señal.

A partir de estos resultados, se puede concluir que, en efecto, la longitud de 110 cm, es claramente la mejor opción, ya que combina una media con una desviación estándar baja, además de ofrecer una buena SNR. Esto se traduce en una mayor estabilidad y precisión en las mediciones. Las longitudes de 126 cm y 142 cm, aunque funcionales, presentan desventajas que podrían comprometer la efectividad del sistema en aplicaciones donde la precisión es crítica.

4.3 Análisis de Resultados

En esta sección, se procederá a analizar los resultados obtenidos a lo largo del desarrollo del proyecto, con el objetivo de evaluar su relevancia y significado en el contexto de la investigación. Se comenzará por presentar un resumen de los hallazgos más significativos, seguido de una interpretación detallada que vincule estos resultados con las hipótesis planteadas y los objetivos específicos del estudio.

Los datos recopilados a través de la técnica de muestreo óptico han proporcionado información valiosa que permite comprender el retardo entre los pulsos. A continuación, se discutirán las implicaciones de estos resultados, así como las posibles limitaciones del estudio y las recomendaciones para futuras investigaciones.

4.3.1 Experimento 1: Evaluación de factibilidad

En primer lugar, se evaluó la factibilidad de utilizar la técnica de muestreo óptico libre en señales rápidas con formas de onda sinusoidal, cuadrada y rampa, para determinar cuál es la señal más adecuada para aplicaciones de espectroscopía THz en el dominio del tiempo (THz-TDS). Los resultados indican que, las ondas sinusoidales permiten un muestreo óptico claro y preciso de la señal debido a varias características inherentes a su forma. Estas ondas son suaves y continuas, lo que significa que no presentan transiciones abruptas y facilita la captura de la señal en el tiempo, permitiendo que se muestreen de manera más efectiva con una ganancia de 0.6850

y con una frecuencia relativamente baja sin perder información significativa, aunque es cierto que pueden distorsionarse a altas frecuencias, si la tasa de muestreo no es adecuada, lo que puede afectar la calidad de la medición. Además, las ondas sinusoidales tienen un tono puro, ya que no contienen armónicos adicionales y su correlación de -0.8612, aunque negativa, garantiza una representación más fiel y menos distorsionada de la señal original. No obstante, es importante considerar que una correlación negativa puede también indicar la presencia de problemas, como interferencias, errores en el diseño del sistema o problemas de sincronización, que podrían comprometer la fiabilidad del muestreo. Por lo tanto, aunque esta señal puede ser útil en aplicaciones de comunicación y procesamiento de señales, se debe tener cuidado en su interpretación para asegurar que no se ocultan problemas subyacentes que afecten el rendimiento del sistema.

Por otro lado, la forma de onda cuadrada es la menos adecuada para su aplicación en THz-TDS debido a su baja correlación con la señal recibida (0.0003). Esta correlación prácticamente nula indica que los cambios en la señal emitida no se reflejan en la señal recibida. Este fenómeno puede ser causado por varios factores, comenzando por que los componentes empleados como transistores no son los adecuados para este tipo de señales. Estos componentes, al no estar diseñados para manejar señales cuadradas, pueden distorsionar la señal original y generar interferencias. Además, la frecuencia de muestreo es un aspecto crítico en la adquisición de datos, ya que determina la cantidad de veces por segundo que se captura la señal. Si esta frecuencia es insuficiente para registrar las transiciones abruptas de la forma de onda cuadrada, se pueden introducir armónicos no deseados y distorsiones en la señal deseada, lo que resulta en una pérdida de información crítica. Por lo tanto, es esencial seleccionar una frecuencia de muestreo adecuada que no solo cumpla con el teorema de Nyquist, sino que también considere las características específicas de la señal. Asimismo, la desincronización temporal entre el emisor y el detector puede contribuir a la falta de alineación de las señales, lo que agrava aún más la correlación nula observada. Este desfase temporal puede resultar en una pérdida de información crítica durante el análisis. Otro aspecto importante a considerar es la ganancia de la forma de onda cuadrada, que se sitúa en solo 0.4438. Esta baja ganancia implica que la señal sufre una mayor atenuación durante la transmisión, lo que puede llevar a que la señal se pierda por completo. Esto es inaceptable en aplicaciones donde la precisión y la fidelidad de la señal es crítica, ya que la pérdida de información puede resultar en un análisis incompleto o incorrecto.

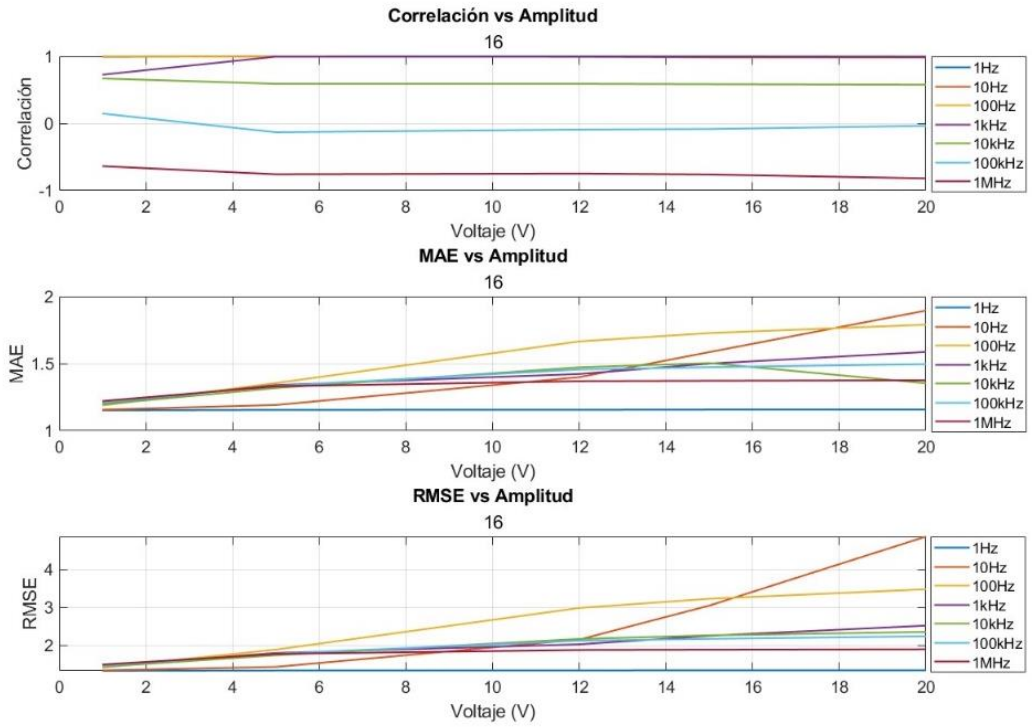
La forma de onda rampa presenta características intermedias, pero no alcanza la efectividad de la forma de onda seno. Aunque su correlación es ligeramente positiva (0.0187) y su ganancia es de 0.5531, su rendimiento en términos de MAE y RMSE es inferior a la onda sinusoidal, lo que sugiere que su uso podría ser limitado. Las señales rampa tienen un cambio lineal en el tiempo, lo que también necesita una frecuencia de muestreo adecuada para capturar su pendiente. Esto puede provocar saturación o subestimación de los valores muestreados, lo que limita su efectividad para capturar la dinámica rápida de las interacciones en el dominio del tiempo.

4.3.2 Experimento 2: Caracterización del Sistema de Retardo Óptico

Una vez que se ha identificado que la señal con forma de onda senoidal es la más adecuada para experimentos de espectroscopía THz en el dominio del tiempo, el siguiente objetivo fue determinar las frecuencias que minimizan las interferencias y maximizan la precisión en la señal transmitida. Para lograr esto, se ajustó la longitud de la trayectoria del haz de luz en el detector a 110 cm, 126 cm y 142 cm. En cada una de estas longitudes, se aplicaron diferentes órdenes de frecuencia que van desde 1 Hz hasta 1 MHz y amplitudes desde 1 V hasta 20 V, tal como se muestra en las Figuras 70, 71 y 72.

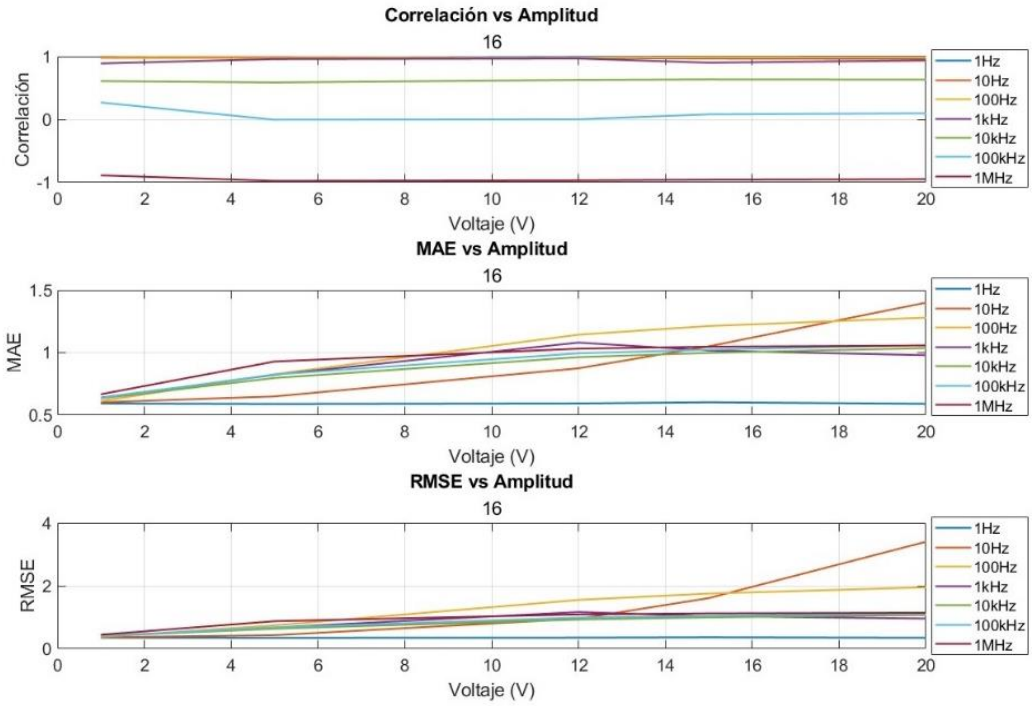
En la longitud de 110 cm se observa que, a 1 Hz, las correlaciones mejoran significativamente, alcanzando valores cercanos a 1, a medida que la amplitud de la señal aumenta de 1 V a 20 V, lo que indica una alta precisión en la detección de la señal. Además, tanto el MAE como el RMSE son relativamente bajos, lo que sugiere una buena precisión en las mediciones. Sin embargo, con el aumento de la amplitud la atenuación también tiende a aumentar ligeramente (es decir, la ganancia disminuye), indicando una mínima pérdida de señal. La longitud de 126 cm también presenta un buen desempeño general, ligeramente mejor que el de la longitud de 110 cm en términos de estabilidad y eficiencia. Por su parte, la trayectoria de 142 cm mantiene una buena correlación, pero con una ligera variabilidad en los errores de medición.

Figura 70. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 110 cm



Por otro lado, a 10 Hz, en la longitud de 110 cm la correlación comienza alta, pero disminuye con amplitudes mayores, especialmente a 20 v, lo que indica una reducción en la precisión. Además, tanto el MAE como el RMSE aumentan considerablemente con la amplitud, lo que indica que la precisión de las mediciones se ve afectada. Encima, la atenuación/ganancia disminuye notablemente, lo que sugiere que hay una mayor pérdida de señal en comparación con 1 Hz. La longitud de 126 cm presenta un comportamiento similar, pero con un rendimiento ligeramente mejor, manteniendo errores de medición más bajos. Por su parte, la longitud de 142 cm muestra una correlación que también disminuye, con errores de medición más altos, lo que sugiere que es menos confiable en este rango. Estos hallazgos indican que, aunque el sistema aún funciona, su efectividad comienza a decaer.

Figura 71. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 126 cm

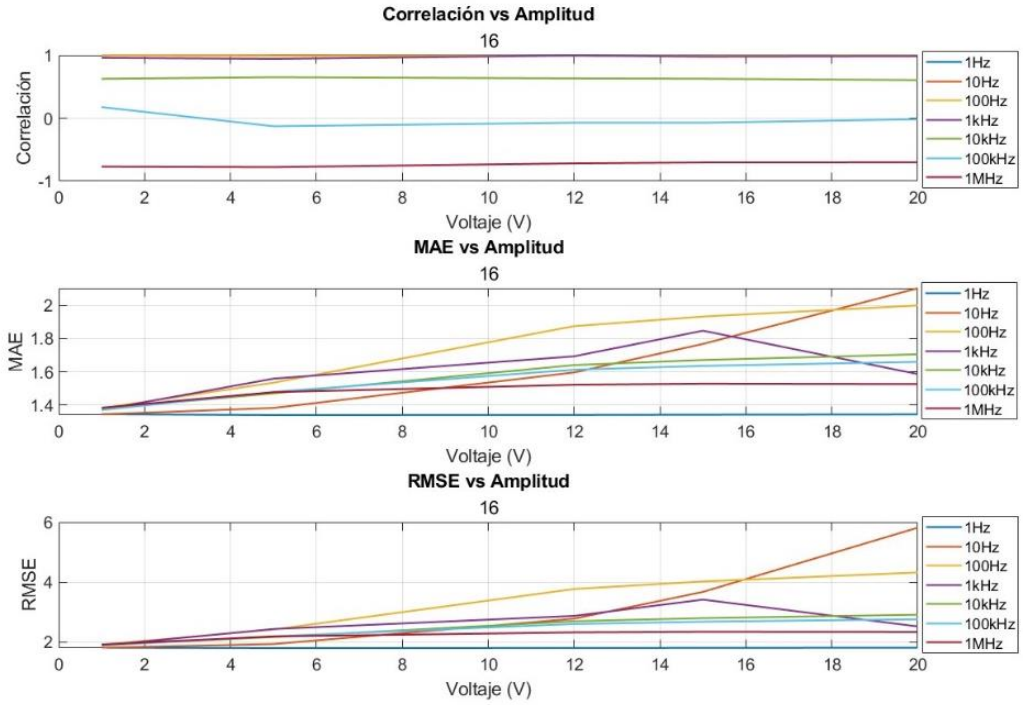


De igual manera, a 100 Hz, en la longitud de 110 cm la correlación se mantiene alta, pero los errores comienzan a aumentar significativamente a mayores amplitudes. Esto sugiere que, aunque el sistema todavía puede detectar la señal, la precisión se ve comprometida. Además, el MAE y el RMSE muestran un incremento significativo, especialmente a amplitudes más altas, reflejando una mayor variabilidad en los resultados. Es más, la atenuación/ganancia sigue disminuyendo, lo que sugiere una pérdida de señal continua. La longitud de 126 cm se destaca en este rango, mostrando una mejor correlación y menores errores de medición en comparación con la longitud de 110 cm, lo que sugiere que es más adecuada para manejar señales a 100 Hz. En cambio, la longitud de 142 cm presenta un aumento en los errores de medición, indicando que su precisión se ve afectada. Estos hallazgos indican que, el sistema es menos efectivo a esta frecuencia.

Ahora bien, a 1 KHz, en la longitud de 110 cm la correlación es baja en amplitudes bajas específicamente para 1 V, pero aumenta para 5 V y luego disminuye con amplitudes mayores. Además, el MAE y el RMSE aumentan con la amplitud, indicando errores crecientes para detectar la señal de manera precisa. Incluso, la atenuación/ganancia disminuye, reflejando una

pérdida de señal. Esto sugiere que, aunque la longitud de 110 cm es efectiva en la detección de señales, la precisión se ve comprometida a amplitudes más altas. La longitud de 126 cm, presenta un rendimiento similar, aunque tiene correlaciones más bajas que podrían indicar una menor efectividad en la detección de señales, su capacidad para mantener errores de medición más bajos la convierte en una opción más confiable en términos de precisión. Por su parte, la longitud de 142 cm muestra una alta capacidad de detección, pero con errores de medición más altos, lo que indica que es menos confiable para señales de alta frecuencia. Estos hallazgos sugieren que, esta frecuencia no es adecuada para el muestreo óptico, debido a su mayor variabilidad en los errores de medición.

Figura 72. Gráfica de Correlación, MAE y RMSE con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 142 cm

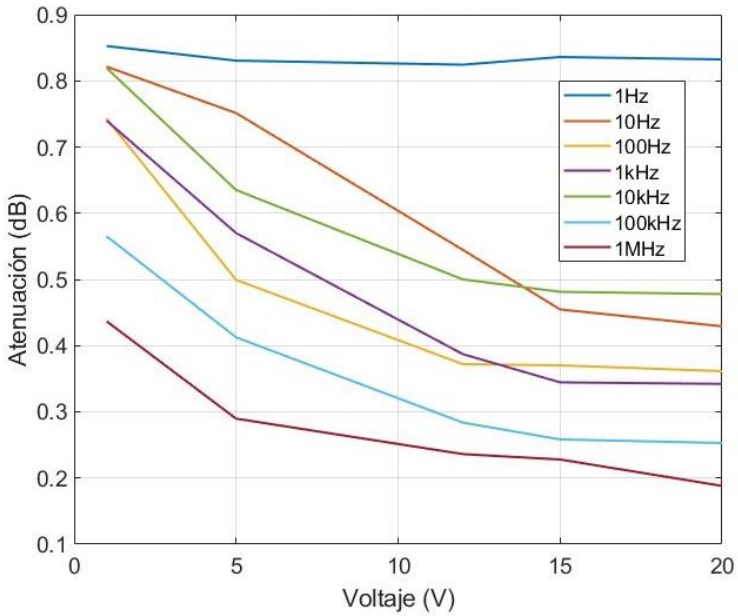


En cuanto a frecuencias que alcanzan o superan a 10 KHz, la situación es aún más crítica. En este rango, se observan correlaciones muy bajas y, en algunos casos, negativas en todas las longitudes de trayectoria, indicando que la señal está completamente fuera de fase. Esto significa que el sistema no solo no detecta la señal correctamente, sino que también puede estar interpretando erróneamente la información, lo que indica que la relación entre la señal de original y la retardada es casi inexistente. Además, el MAE y el RMSE son altos, reflejando

errores significativos en las mediciones. Esto implica que el sistema no está funcionando de manera efectiva en estas frecuencias y que las mediciones son inconsistentes y poco confiables. De igual forma, la atenuación/ganancia es baja, indicando una pérdida de señal extrema.

El comportamiento del sistema muestra que la atenuación aumenta (o la ganancia disminuye) a medida que la frecuencia incrementa. Esto puede deberse a factores como la dispersión y la absorción. En la Figura 73 y Figura 74, que representan las longitudes 110 cm, 126 cm y 142 cm respectivamente, se puede observar que, la longitud de 110 cm presenta una ganancia relativamente alta en frecuencias bajas (0.8526 para 1 V a 1 Hz), pero su atenuación es más pronunciada en frecuencias altas, cayendo a 0.2361 para 12 V a 1 MHz. Por otro lado, la longitud de 126 cm muestra el mejor desempeño general, con una ganancia alta tanto en frecuencias bajas (0.9603 para 1 V a 1 Hz) como en frecuencias altas (0.5895 para 12 V a 1 MHz). La longitud de 142 cm, en cambio, tiene una ganancia inicial más baja en frecuencias bajas (0.7413 para 1 V a 1 Hz) y su atenuación en frecuencias altas es similar a la de la longitud de 110 cm (0.2925 para 1 MHz y 12 V), lo que sugiere un desempeño intermedio.

Figura 73. Gráfica de Atenuación vs Voltaje con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de 110 cm

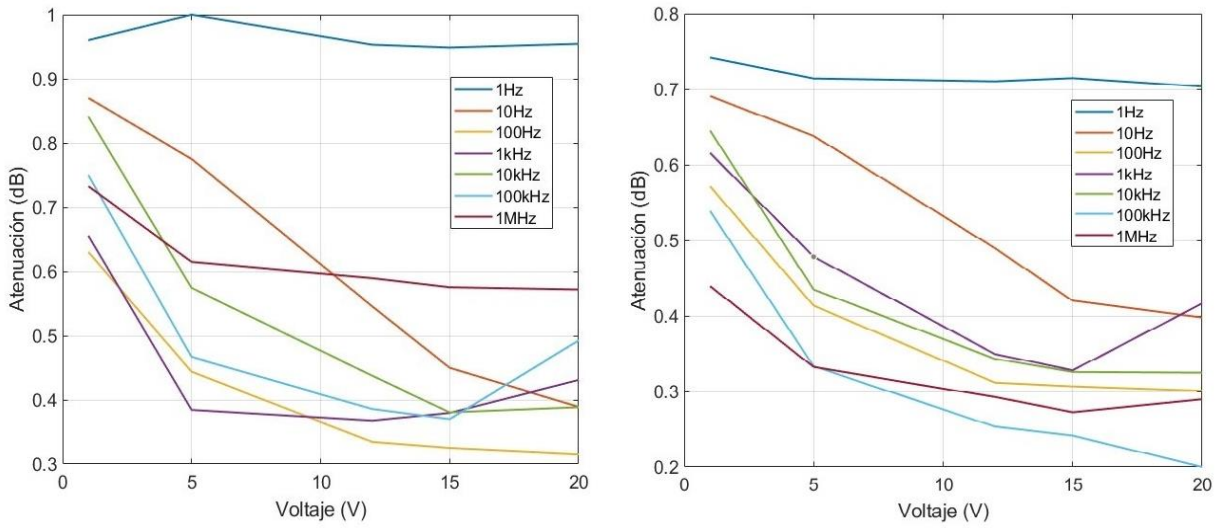


Además, se observa que la amplitud de la señal también influye en la atenuación, aunque en menor medida que la frecuencia. En general, las señales con mayor amplitud (20 V) tienden a

experimentar una ligera mayor atenuación en comparación con señales de menor amplitud (1 V). Este fenómeno puede atribuirse a la saturación de los componentes del circuito, que, al operar en un rango de amplitud más alto, no logran mantener la linealidad necesaria para una representación fiel de la señal original. En efecto, estos problemas posiblemente se deban a la combinación de factores como la caída de voltaje en el transistor, la impedancia de carga, la polarización incorrecta y las características del circuito. Estos aspectos no solo limitan la amplitud de la señal, sino que también pueden distorsionarla, afectando la calidad de la señal en aplicaciones críticas.

Figura 74. Gráfica de Atenuación vs Voltaje con Diferentes Órdenes de Frecuencia y Amplitud asociados a la Longitud de a) 126 cm y b) 142 cm

a) **b)**



Basado en el análisis de los datos proporcionados, el sistema opera aparentemente de manera más efectiva en términos generales en la longitud de 126 cm con frecuencias bajas, especialmente en el rango de 1 V a 5 V. Esto se debe a que no solo presenta la mejor correlación y los menores errores en las mediciones, sino que también presenta una menor atenuación en frecuencias altas y una ganancia alta en frecuencias bajas. Por otro lado, la longitud de110 cm es adecuada para frecuencias bajas, pero su desempeño disminuye significativamente en frecuencias altas, mientras que la longitud de 142 cm tiene un desempeño intermedio, pero no sobresale en ningún rango específico.

Adicionalmente, se confirma que, a frecuencias altas, especialmente a partir de 10 KHz, el muestreo óptico muestra un rendimiento deficiente. La baja correlación y los altos errores en estas frecuencias sugieren que el sistema no es capaz de detectar cambios rápidos y los pulsos ópticos presentan distorsión y ruido que afectan la fiabilidad de las mediciones. Es decir, a medida que la frecuencia de la señal aumenta, los pulsos se superponen o interfieren entre sí, dificultando la obtención de datos precisos.

Por consiguiente, se recomienda utilizar frecuencias bajas, específicamente a 1 Hz. En este rango, el sistema opera de manera más efectiva, ya que la ganancia es mayor y la atenuación es mínima, lo que indica una menor pérdida de señal. Además, los pulsos ópticos tienden a ser más estables y menos susceptibles a la distorsión, con una correlación casi perfecta (cercana a 1) y errores (MAE y RMSE) relativamente bajos en comparación con frecuencias más altas. Esto se debe a que el sistema tiene más tiempo para responder a cada pulso, lo que permite una mejor resolución temporal. Asimismo, este rango de frecuencia presenta una mejora en la relación señal-ruido (SNR) a medida que aumenta amplitud. Esto permite una mejor calidad en la medición y garantiza resultados más precisos y fiables.

Además, se recomienda revisar la configuración del circuito y seleccionar adecuadamente los componentes, como transistores, para maximizar la eficiencia y minimizar las distorsiones. Al mismo tiempo, es fundamental abordar las limitaciones del ancho de banda para asegurar que el sistema pueda manejar frecuencias más altas y responder a cambios rápidos en la señal. Esto permitirá mejorar significativamente el rendimiento general del sistema en aplicaciones que requieren alta precisión y rapidez.

4.3.3 Experimento 3: Procesamiento de señales

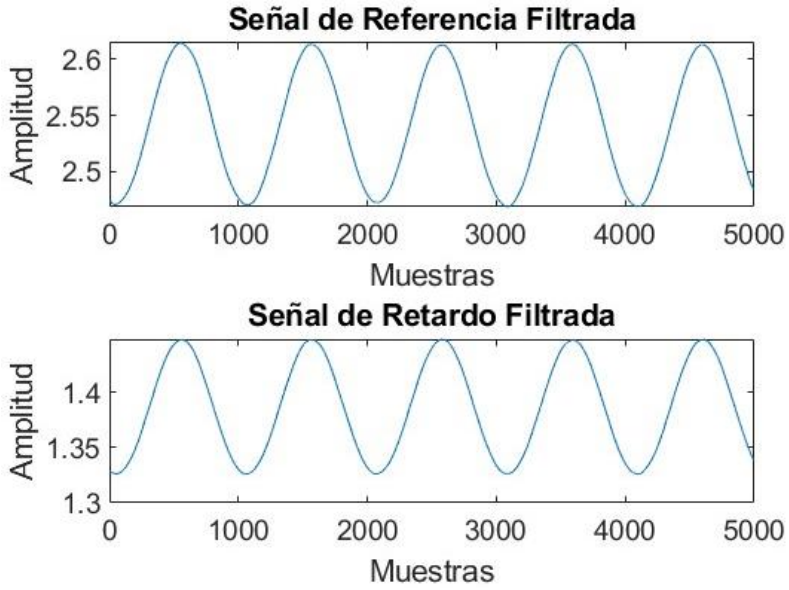
Después de establecer la posibilidad de retraso y de identificar el ancho de banda, se procedió a filtrar la señal para atenuar las frecuencias no deseadas y minimizar el impacto del ruido. Este proceso es fundamental en el análisis de señales, ya que la presencia de variaciones indeseadas puede dificultar la interpretación precisa de los datos.

En este contexto, la aplicación del filtro Savitzky-Golay resultó en una mejora notable en la calidad de la señal. En las Figura 75 y Figura 77, se observa que las longitudes de trayectoria de 110 cm y 142 cm lograron reducir efectivamente las fluctuaciones aleatorias, preservando con

mayor claridad las características esenciales de la señal. Esta mejora no solo facilita la interpretación de los datos, sino que también contribuye a un análisis más efectivo y confiable, lo cual es esencial en aplicaciones donde la precisión es fundamental.

No obstante, es importante señalar que el filtro Savitzky-Golay no fue igualmente efectivo en todas las longitudes de trayectoria analizadas. Como se observa en la Figura 76, en la longitud de trayectoria de 126 cm, el filtro no logró preservar adecuadamente las características esenciales de la señal. Este fenómeno puede atribuirse a la complejidad de las variaciones presentes en la señal a esta longitud específica, que pueden haber sido más abruptas o irregulares, dificultando así la capacidad del filtro para capturarlas de manera efectiva.

Figura 75. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 110 cm



Cuando se aplica el filtro para suavizar la señal, puede ocurrir que el ajuste realizado no preserve los picos y valles, sino que los corte o distorsione. Esto se debe a que, al promediar los datos en la ventana seleccionada, el filtro puede perder información crítica sobre las transiciones rápidas de la señal. En el caso de la longitud de 126 cm, la presencia de ruido puede haber sido más prominente, lo que complicó aún más el filtrado. Como resultado, el filtro no solo suavizó la señal, sino que también eliminó detalles importantes, lo que afectó la calidad del análisis.

Figura 76. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 126 cm

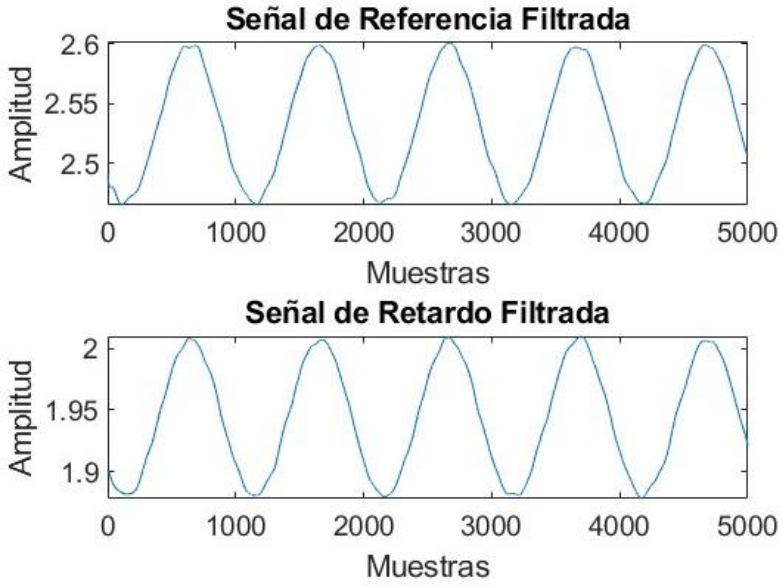
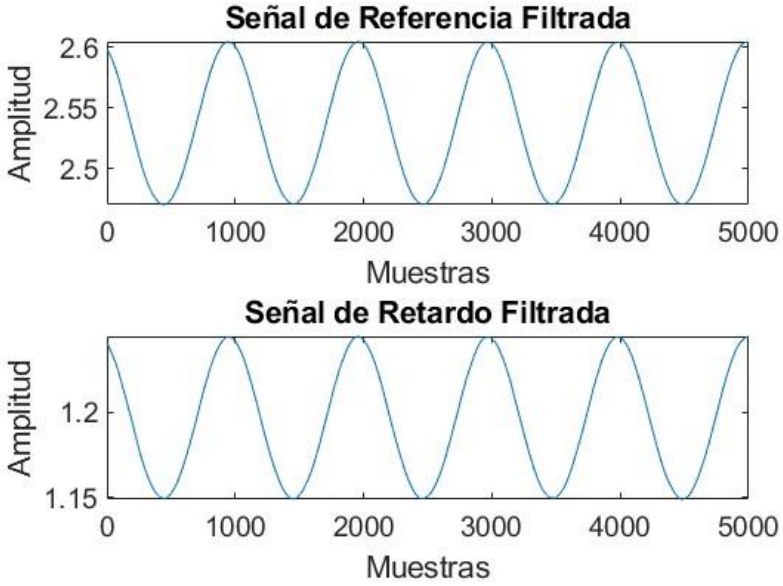


Figura 77. Señales Filtradas a 1 Hz y 5 V con Longitud de Trayectoria del Pulso en el Detector de 142 cm



Este análisis sugiere que, el sistema opera de manera más efectiva a 110 cm. En esta longitud, se observa una correlación muy alta, junto con MAE y RMSE más bajos en comparación con la longitud de 142 cm. Además, la atenuación/ganancia se mantiene favorable,

lo que indica una menor pérdida de señal. Aunque la longitud de 126 cm muestra buenos resultados. Los valores de distorsión simulados y medidos difieren mucho. Muy probablemente, se deba a que el MAE y el RMSE tienen una capacidad limitada para identificar problemas complejos en la señal. Por lo general, estas métricas tienden a enfatizar los errores grandes, lo que puede llevar a pasar por alto variaciones sutiles que son cruciales para una evaluación precisa de la calidad de la señal.

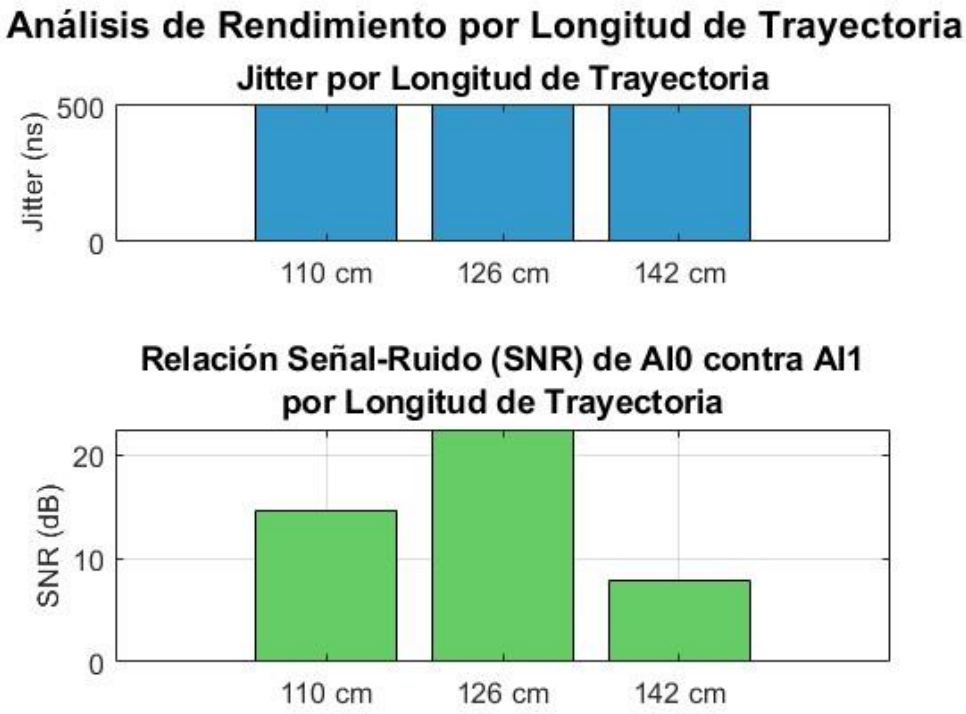
4.3.4 Experimento 4: Diagrama de ojo

Para complementar el análisis, se emplearon diagramas de ojo, que permiten una evaluación más exhaustiva de la calidad de la señal AI0 contra AI1. Este método proporciona una visualización completa de las transiciones de la señal, permitiendo evaluar aspectos críticos como el retardo, la distorsión y el ruido. Los diagramas de ojo ofrecen una evaluación más completa y visual de la calidad de la señal, permitiendo identificar problemas que las métricas convencionales podrían pasar por alto. Este análisis es esencial para comprender más profundamente las características del comportamiento de la señal y las posibles interferencias que puedan afectar su transmisión.

Los datos recopilados de los diagramas de ojo en las longitudes de trayectoria de 110 cm y 142 cm (véase Anexo D) se asemejan a los resultados obtenidos de las métricas convencionales, específicamente el Error Absoluto Medio (MAE) y el Error Cuadrático Medio (RMSE), como se ilustra en la Figura 78. Sin embargo, esta concordancia no se mantiene en la longitud de 126 cm, donde las métricas convencionales no reflejaron adecuadamente las variaciones presentes en las señales.

Al examinar el diagrama de ojo correspondiente a la longitud de 110 cm, se observa un desempeño más favorable. El diagrama presenta una apertura amplia y clara, lo que se traduce en una alta relación señal-ruido (SNR). Aunque se detectan algunas variaciones leves en los cruces, estos hallazgos sugieren que, si bien la calidad de la señal es efectiva, hay retardos mínimos que podrían influir en su desempeño.

Figura 78. Comparación del Jitter y SNR a Diferentes Longitudes con Frecuencia de 1 Hz y Amplitud de 5 V



Asimismo, al analizar la longitud de 142 cm, se confirma que, la señal es clara y presenta un bajo nivel de ruido. Aunque el diagrama de ojo muestra una apertura similar a la de 110 cm, también se nota un ligero cierre y una relación señal-ruido (SNR) inferior. Esta situación indica que, a pesar de la ausencia de distorsiones, los pulsos no llegan de manera consistente y son más vulnerables a la interferencia del ruido, lo que posiciona esta longitud en un punto intermedio en términos de calidad de señal.

Por otro lado, al analizar la longitud de 126 cm, se observa que, aunque las métricas convencionales pueden indicar que esta longitud es aceptable, los diagramas de ojo revelan diversos problemas que afectan la transmisión de datos, como variaciones en los cruces y desviaciones en la forma de la señal. Además, la tasa de error de bits y la SNR son las más altas de todas, lo que significa que, aunque la señal es claramente más distinguible del ruido en comparación con las otras longitudes, está siendo afectada por retardos y distorsiones. Esto refuerza la idea de que, en esta longitud, la calidad de la señal es deficiente.

Este hallazgo pone de manifiesto una limitación significativa de las métricas convencionales, que, aunque proporcionan una base cuantitativa sólida para evaluar la calidad de la señal, tienden a enfocarse en errores más grandes y pueden pasar por alto variaciones sutiles que son cruciales para una evaluación integral de la calidad de la señal, especialmente en longitudes donde el comportamiento de la señal se vuelve más complejo. Por lo tanto, los diagramas de ojo al combinar métricas cuantitativas y análisis visual no solo enriquecen nuestra comprensión de la calidad de la señal, sino que también permite una identificación más efectiva de áreas de mejora en el sistema de transmisión.

Por consiguiente, se recomienda priorizar la de 110 cm dado que la alta correlación y una baja atenuación, combinada con una alta relación señal-ruido (SNR) reafirma que esta longitud tiene la capacidad de captar y procesar la información de manera más eficiente y con poca interferencia, lo que es crucial para asegurar un rendimiento óptimo en la detección de señales.

Finalmente, al analizar el diagrama de ojo se logró identificar los límites de retardo que puede experimentar la línea de retardo óptica, los cuales se cuantificaron mediante el jitter. Este análisis permite identificar los límites dentro de los cuales un sistema puede operar de manera eficiente, asegurando que las señales lleguen a su destino en el momento adecuado y con la precisión necesaria.

El jitter es una medida de la fluctuación aleatoria en el tiempo de retardo de salida, que oscila en torno a un valor fijo o deseado. Esta variabilidad está estrechamente relacionada con la precisión del tiempo de retardo, lo que implica que ambos conceptos se influyen mutuamente (Abdulrazzaq et al., 2016). Por tanto, el jitter se utiliza para medir la diferencia del tiempo indirectamente que existe entre un pulso óptico con un pulso posterior del mismo láser. Un jitter elevado puede indicar problemas en la sincronización de los pulsos, lo que puede llevar a errores en la recepción de datos. La media y la desviación estándar del jitter te proporcionan información sobre la estabilidad de la señal. Así, una media baja del jitter indica que los pulsos llegan de manera consistente, lo cual es deseable en sistemas de comunicación. Por el contrario, una alta desviación estándar del jitter sugiere variaciones significativas en el tiempo de llegada, lo que puede llevar a errores en la interpretación de los datos.

En la fase experimental, los resultados de las mediciones de la media del jitter revelaron un jitter mínimo de 504.3333 ns y un máximo de 506.1111 ns. Estos valores fueron contrastados con los retardos mínimo y máximo calculados mediante la fórmula de la velocidad de la luz, que

resultaron en 5.54 ns y 7.15 ns, respectivamente. Estos resultados difieren notablemente, ya que la media del jitter supera considerablemente a los retardos calculados.

Esta diferencia puede estar influenciada por diversos factores externos, como el ruido electromagnético, la interferencia de señal y por la frecuencia de muestreo de los dispositivos usados para la adquisición de datos, en este caso, el MyDAQ. Estos elementos pueden distorsionar las mediciones y, en consecuencia, afectar la precisión de los resultados. La frecuencia de muestreo es crucial, ya que, si es insuficiente para registrar las transiciones rápidas de la señal, se introducen errores que contribuyen al jitter observado. Por lo tanto, es esencial optar por una frecuencia de muestreo que sea lo suficientemente alta para capturar adecuadamente los cambios y garantizar la calidad de los datos adquiridos.

Según (Abdulrazzaq et al., 2016), se ha demostrado que un aumento en la longitud de la línea de retardo para obtener retardos más largos, se produce un incremento en el jitter de la señal de salida. Este aumento en el jitter se relaciona con la raíz cuadrada de la longitud de la línea de retardo, lo que sugiere que a medida que se extiende la trayectoria, la variabilidad en el tiempo de llegada de los pulsos también se incrementa. Este principio se refleja en los resultados obtenidos, donde se observa que el jitter tiende a aumentar con la longitud de la trayectoria, lo que refuerza la validez del análisis realizado.

Ahora bien, para evaluar la eficacia del sistema de retardo óptico y la precisión de las mediciones realizadas se llevó a cabo un análisis centrado en dos distancias específicas: 110 cm para una frecuencia de 1 Hz y un voltaje de 5 V, y 142 cm para la misma frecuencia y voltaje. La hipótesis de investigación plantea que la correlación predictiva es de 1, lo que implicaría una sincronización perfecta entre ambas señales. Sin embargo, los resultados observados indican que, aunque la correlación fue alta (0.9991 para 110 cm y 0.9992 para 142 cm), no alcanzó el valor de 1, lo que sugiere que hay factores que afectan esta relación.

La presencia de ruido electromagnético, interferencias de señal y las características del circuito pueden ser responsables de la variabilidad en las mediciones. Estos elementos distorsionan las señales y afectan la precisión de los resultados, lo que refuerza la hipótesis nula, que sostiene que la correlación no es de 1. Además, el análisis comparativo entre las longitudes de trayectoria mostró que el jitter tiende a aumentar con la longitud, lo que también puede comprometer la correlación.

Por otro lado, la hipótesis alternativa establece que la correlación es de 0.85. Dado que los resultados obtenidos se acercan a este valor, se puede argumentar que, aunque el sistema de retardo óptico muestra un rendimiento notable, aún hay margen para mejorar la sincronización y la precisión de las mediciones. Esto implica que, para optimizar el sistema, es esencial realizar ajustes que reduzcan el jitter y mejoren la estabilidad de las mediciones, lo que a su vez podría acercar la correlación a 1.

4.4 Conclusiones

En este trabajo se ha propuesto una línea de retardo óptica que se destaca por su robustez, compacidad y rentabilidad, basada en el principio del muestreo óptico para la prueba de señales rápidas utilizando luz láser. Los resultados obtenidos demostraron que el muestreo óptico, es una herramienta poderosa para el análisis de señales rápidas, permitiendo una comprensión más profunda de sus comportamientos y características en diferentes condiciones. Dado que, proporciona información no solo sobre la amplitud de la señal, sino también sobre su fase con alta precisión, lo que permite observar su evolución temporal y analizar fenómenos como la distorsión y el ruido lo que es fundamental en campos que dependen de la precisión y la eficiencia en la transmisión de información.

La caracterización de la línea de retardo, permitió identificar el tiempo que tarda un pulso de luz en recorrer el sistema, así como la eficiencia de la detección. Las distorsiones y pérdidas de señal pueden ser críticas, especialmente en aplicaciones donde la integridad de los datos es esencial, como en la transmisión de datos médicos o en sistemas de control industrial. A través de la caracterización, se pueden implementar soluciones que mitiguen estos problemas, asegurando que la señal recibida sea lo más fiel posible a la original.

Además, se observó que la frecuencia y la amplitud afecta cómo se comporta la señal en términos de respuesta y sensibilidad del sistema, mientras que la longitud de la trayectoria influye en la atenuación y el tiempo de llegada del pulso. Estos factores no solo resaltan la importancia del muestreo óptico en la caracterización de señales rápidas, sino que también demuestra cómo la señal responde a diferentes parámetros de configuración. La interacción entre la frecuencia, la amplitud y la longitud de trayectoria determina la calidad de la señal recibida y su interpretación, lo que es fundamental en aplicaciones de muestreo óptico y espectroscopía.

El análisis del diagrama de ojo tras aplicar el filtrado y el retardo óptico revela cómo el retardo afecta la forma del diagrama. Este método presenta ventajas significativas frente a los métodos convencionales, ya que el diagrama de ojo es capaz de evaluar la calidad y fiabilidad del muestreo de las señales. A través de métricas como el jitter (variación en el tiempo de llegada de los pulsos) y la relación señal-ruido (SNR) se obtiene una visión más clara del rendimiento de las señales analizadas y su comportamiento durante su transmisión y cómo esto afecta la calidad de la información procesada. Comprender como estas variaciones temporales afectan la transmisión de datos, permitirá implementar mejoras en los sistemas de comunicación, garantizando así una mayor fiabilidad y eficiencia en el desempeño de las redes ópticas.

La línea de retardo, al romper la coherencia de fase de la señal original, ha demostrado influir en la calidad de la señal óptica, lo que puede ser utilizado para sincronizar la señal muestreada con el reloj del sistema. Un retardo adecuado puede mejorar la claridad del diagrama de ojo, asegurando que los pulsos lleguen en el momento adecuado, minimizando el riesgo de errores en la interpretación de los datos, lo que es esencial en aplicaciones donde se requiere alta precisión y estabilidad. Además, el uso del filtro Savitzky-Golay en este contexto no solo mejora la calidad de las señales, sino que también facilita un análisis más riguroso y confiable, asegurando que los resultados obtenidos sean válidos y útiles para futuras investigaciones.

Aunque se han conseguido buenos resultados en el muestreo óptico, el sistema tiene un ancho de banda limitado, lo que significa que no está diseñado para responder a frecuencias altas. Esta limitación afecta su efectividad en entornos donde la rapidez y la precisión son esenciales. Asimismo, los resultados indican que, aunque el sistema presenta una alta correlación entre la señal de referencia y la señal de retardo, no alcanza el valor de 1, lo que apoya la hipótesis nula. Sin embargo, la cercanía a 0.85 respalda la hipótesis alternativa, indicando que hay oportunidades para mejorar la precisión y la sincronización del sistema.

Por lo tanto, sería apropiado analizar y mejorar las características del circuito y la configuración del amplificador. Estas modificaciones no solo incrementarán el rendimiento del sistema, sino que también permitirán alcanzar un ancho de banda superior al actual, lo que facilitará una respuesta más efectiva ante cambios en la señal.

4.5 Recomendaciones

A partir del análisis de los resultados, se pueden establecer varias recomendaciones clave para optimizar la calidad y efectividad del sistema de muestreo óptico en aplicaciones de espectroscopía THz. En primer lugar, es fundamental optimizar el diseño de la línea de retardo mediante un análisis detallado de la geometría y los materiales utilizados, así como investigar nuevos materiales con mejores propiedades ópticas que puedan mejorar la calidad en la transmisión de datos.

La incapacidad del sistema para detectar cambios rápidos en la señal, que se observa a frecuencias más altas, se suma a la problemática de la amplitud reducida. Esto resalta la importancia de revisar la configuración del amplificador y los componentes involucrados, ya que la baja amplitud puede comprometer la efectividad del sistema en situaciones críticas donde la rapidez y precisión son esenciales.

Asimismo, es importante implementar métodos de filtrado avanzados, como el filtro Savitzky-Golay, y explorar otras técnicas que complementen esta estrategia, optimizando así la claridad y fiabilidad de los datos obtenidos. Otro aspecto crítico es la gestión del jitter, que se relaciona directamente con la estabilidad y precisión del sistema. Por ende, se sugiere monitorear y minimizar el jitter, implementando técnicas para mejorar la sincronización de los pulsos y optimizar el diseño del sistema, lo que contribuirá a un rendimiento más confiable.

Finalmente, es fundamental realizar una evaluación continua del sistema a medida que se implementan mejoras. Esto incluye la recolección de datos sobre la calidad de la señal, el jitter y la correlación en diferentes condiciones de operación. Un enfoque iterativo permitirá ajustar y optimizar el sistema de manera efectiva, asegurando que el sistema sea robusto y confiable. Con estas recomendaciones, se espera un avance significativo en el rendimiento del sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THZ en el dominio de tiempo (THz-TDS).

Bibliografía

Abdulrazzaq, B. I., Abdul Halin, I., Kawahito, S., Sidek, R. M., Shafie, S., & Yunus, N. A. M. (2016). A review on high-resolution CMOS delay lines: towards sub-picosecond jitter performance. *SpringerPlus*, *5*(1), 1–32. https://doi.org/10.1186/s40064-016-2090-z

Ahmed, M. (2016). Physics of Optics and Time. *International Journal of Basic Sciences and Applied Computing (IJBSAC)*, *1*(11), 1–10.

Anderson, B. L., Ho, J. G., Cowan, W. D., Blum-Spahn, O., Yi, A. Y., Rowe, D. J., Flannery, M. R., McCray, D. L., Chen, P., & Rabb, D. J. (2011). Hardware demonstration of extremely compact optical true time delay device for wideband electronically steered antennas. *Journal of Lightwave Technology*, *29*(9), 1343–1353. https://doi.org/10.1109/JLT.2011.2124444

Bataller Chova, B. (2012). *Desarrollo del control de un espectrómetro en el dominio temporal en la banda de los terahercios*. 50. https://riunet.upv.es/handle/10251/18188

Berrettini, G., Bogoni, A., Fresi, F., Gianluca, M., & Poti, L. (2010). Evolution of optical sampling. In Advances in Lasers and Electro Optics (Vol. 1). *Intech*. https://books.google.es/books?hl=es&lr=&id=CuaODwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PA289-IA2&dq=Evolution+of+optical+sampling+&ots=QcasRME6gH&sig=3sc74qzTJe6fQVHoZdMa_TBU-wA#v=onepage&q=Evolution of optical sampling&f=false

Brenner, C., Hofmann, M., Scheller, M., Shakfa, M. K., Koch, M., Mayorga, I. C., Klehr, A., Erbert, G., & Tränkle, G. (2010). Compact diode-laser-based system for continuous-wave and quasi-time-domain terahertz spectroscopy. *Optics Letters*, *35*(23), 3859. https://doi.org/10.1364/ol.35.003859

Calvet, R. J., Joffe, B., Moore, D. M., Grogan, R. L., & Blackwood, G. H. (1998). Enabling design concepts for a flight-qualifiable optical delay line. *Astronomical Interferometry*, *3350*(March), 35. https://doi.org/10.1117/12.317178

Cao, C., Zhang, Z., Zhao, X., & Zhang, T. (2020). Terahertz spectroscopy and machine learning algorithm for non-destructive evaluation of protein conformation. *Optical and Quantum Electronics*, *52*(4), 1–18. https://doi.org/10.1007/s11082-020-02345-1

Caucheteur, C., Mussot, A., Bette, S., Kudlinski, A., Douay, M., Louvergneaux, E., Mégret, P., Taki, M., & González-Herráez, M. (2010). All-fiber tunable optical delay line. *Optics Express*, *18*(3), 3093. https://doi.org/10.1364/oe.18.003093

Chakraborty, B., Sen, R., & Mandal, A. K. (2020). A Survey on Machine Learning Techniques for THz Image Analysis. In *Terahertz Biomedical and Healthcare Technologies*. Elsevier Inc. https://doi.org/10.1016/b978-0-12-818556-8.00009-4

Chen, J., Zhou, L., Wang, X., & Lu, L. (2018). Integrated optical delay lines: a review and perspective. *Chin. Opt. Lett. 16, 101301- (2018)*, *16*(10), 101301-. https://opg.optica.org/abstract.cfm?uri=col-16-10-101301

Choi, E., Na, J., Ryu, S. Y., Mudhana, G., & Lee, B. H. (2005). All-fiber variable optical delay line for applications in optical coherence tomography: feasibility study for a novel delay line. *Optics Express*, *13*(4), 1334. https://doi.org/10.1364/opex.13.001334

Ci, C., Wu, H., Tang, R., Liu, B., Chen, X., Zhang, X. song, Zhang, Y., & Zhao, Y. xin. (2018). Digital output compensation for precise frequency transfer over commercial fiber link. *Optoelectronics Letters*, *14*(2), 109–113. https://doi.org/10.1007/s11801-018-7220-0

Foaleng-Mafang, S., Beugnot, J.-C., & Thevenaz, L. (2009). Optical sampling technique applied to high resolution distributed fibre sensors. *20th International Conference on Optical Fibre*

Sensors, *7503*, 750369. https://doi.org/10.1117/12.835315

Jahn, D., Lippert, S., Bisi, M., Oberto, L., Balzer, J. C., & Koch, M. (2016). On the Influence of Delay Line Uncertainty in THz Time-Domain Spectroscopy. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, *37*(6), 605–613. https://doi.org/10.1007/s10762-016-0250-4

Jaramillo, I. J. (2012). *Tendencias en diseño digital CMOS - VLSI*.

Jargon, J. A., Wang, C. M. J., & Hale, P. D. (2008). A robust algorithm for eye-diagram analysis. *Journal of Lightwave Technology*, *26*(21), 3592–3600. https://doi.org/10.1109/JLT.2008.917313

Kim, H. S., Park, D. W., Oh, G. H., & Kim, H. S. (2021). Non-destructive evaluation of cement hydration with pulsed and continuous Terahertz electro-magnetic waves. *Optics and Lasers in Engineering*, *138*(April 2020), 106414. https://doi.org/10.1016/j.optlaseng.2020.106414

Kumar, S. (2011). Recent progress in terahertz quantum cascade lasers. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, *17*(1), 38–47. https://doi.org/10.1109/JSTQE.2010.2049735

Lee, Y. S. (2009). Principles of terahertz science and technology. In *Principles of Terahertz Science and Technology*. https://doi.org/10.1007/978-0-387-09540-0

Leiss-Holzinger, E., Wiesauer, K., Stephani, H., Heise, B., Stifter, D., Kriechbaumer, B., Spachinger, S. J., Gusenbauer, C., & Withalm, G. (2015). Imaging of the inner structure of cave bear teeth by novel non-destructive techniques. *Palaeontologia Electronica*, *18*(1), 1–15. https://doi.org/10.26879/489

Li, B., Zhao, X., Zhang, Y., Zhang, S., & Luo, B. (2020). Prediction and monitoring of leaf water content in soybean plants using terahertz time-domain spectroscopy. *Computers and Electronics in Agriculture*, *170*(January), 105239. https://doi.org/10.1016/j.compag.2020.105239

Limbacher, B., Schoenhuber, S., Wenclawiak, M., Kainz, M. A., Andrews, A. M., Strasser, G., Darmo, J., & Unterrainer, K. (2020). Terahertz optical machine learning for object recognition. *APL Photonics*, *5*(12). https://doi.org/10.1063/5.0029310

Liu, S. (2024). Research on high-speed digital optical signal jitter measurement technology based on clock recovery algorithm using eye diagram opening area. *Heliyon*, *10*(15). https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e35756

Martinez, M. M. G. (2012). *Espectroscopia en terahertz para la caracterización de pieles*.

MathWorks, I. (2025). *Soporte NI-DAQmx de Data Acquisition Toolbox - Hardware Support - MATLAB & Simulink*. https://la.mathworks.com/hardware-support/nidaqmx.html

Morteza Najarian, A., Vafaie, M., Chen, B., García de Arquer, F. P., & Sargent, E. H. (2024). Photophysical properties of materials for high-speed photodetection. *Nature Reviews Physics 2024 6:4*, *6*(4), 219–230. https://doi.org/10.1038/s42254-024-00699-z

National Instruments. (n.d.). *¿Qué es myDAQ? - NI*. 2025. Retrieved February 28, 2025, from https://www.ni.com/es/shop/engineering-education/portable-student-devices/mydaq/what-is-mydaq.html?srsltid=AfmBOootntgdavZLuPw27f2nf23bN8RZpseeH4HsSClmXbKMS9QdA-r0

Park, H., & Son, J. H. (2021). Machine learning techniques for thz imaging and time-domain spectroscopy. *Sensors (Switzerland)*, *21*(4), 1–25. https://doi.org/10.3390/s21041186

Paschotta, R. (2023a). Optical Delay Lines - an encyclopedia article. *RP Photonics Encyclopedia*. https://doi.org/10.61835/U54

Paschotta, R. (2023b). Optical Sampling - an encyclopedia article. *RP Photonics Encyclopedia*. https://doi.org/10.61835/PZK

Peretti, R., Mitryukovskiy, S., Froberger, K., Mebarki, M. A., Eliet, S., Vanwolleghem, M., & Lampin, J. F. (2019). THz-TDS Time-Trace Analysis for the Extraction of Material and Metamaterial Parameters. *Science and Technology*, *9*(2), 136–149. https://doi.org/10.1109/TTHZ.2018.2889227

Pickwell, E., Fitzgerald, A. J., Taday, P. F., Cole, B. E., Pye, R. J., Ha, T., Pepper, M., & Wallace, V. P. (2004). Terahertz imaging and spectroscopy of skin cancer. *Conference Digest of the 2004 Joint 29th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 12th International Conference on Terahertz Electronics*, 821–822. https://doi.org/10.1109/icimw.2004.1422347

Quijano Vodniza, A. J. (2009). *Guía de Investigación Cuantitativa*.

Rehn, A., Mikerov, M., Preu, S., Koch, M., & Balzer, J. C. (2018). Enhancing the performance of THz quasi time-domain spectroscopy systems by low duty cycle laser operation. *Optics Express*, *26*(25), 32758. https://doi.org/10.1364/oe.26.032758

Shaw, J. M., & Seidler, P. F. (2001). Organic electronics: Introduction. *Semiconductor Science and Technology*, *45*(1), 3–9.

THORLABS, I. (2024). *Láser de fibra de femtosegundo de 2 μm*. https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=8652

Udovičić, M., Baždarić, K., Bilić-Zulle, L., & Petrovečki, M. (2007). What we need to know when calculating the coefficient of correlation? *Biochemia Medica*, *17*(1), 10–15. https://doi.org/10.11613/bm.2007.002

Venus Intelligens. (2024). *NI myDAQ*. https://www.venussolutions.com/17277424/ni-mydaq

Vlachos, K., Pleros, N., Bintjas, C., Theophilopoulos, G., & Avramopoulos, H. (2003). Ultrafast Time-Domain Technology and Its Application in All-Optical Signal Processing. *Journal of Lightwave Technology*, *21*(9), 1857–1868. https://doi.org/10.1109/JLT.2003.816826

Weiershausen, W., & Schneiders, M. (2011). Transport Solutions for Optically Amplified Networks. In *Optically Amplified WDM Networks*. Elsevier Inc. https://doi.org/10.1016/B978-0-12-374965-9.10011-1

Wilk, R., Hochrein, T., Koch, M., Mei, M., & Holzwarth, R. (2011). OSCAT: Novel technique for time-resolved experiments without moveable optical delay lines. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, *32*(5), 596–602. https://doi.org/10.1007/s10762-010-9670-8

Withayachumnankul, W., Lin, H., Mickan, S. P., Fischer, B. M., & Abbott, D. (2007). Analysis of measurement uncertainty in THz-TDS. *Photonic Materials, Devices, and Applications II*, *6593*, 659326. https://doi.org/10.1117/12.721876

Yamaguchi, M., & Hirabayashi, K. (1995). Variable optical delay line based on a birefringent planar optical platform. *Optics Letters*, *20*(6), 644. https://doi.org/10.1364/ol.20.000644

Yao, J., Ma, J., Zhao, J., Qi, P., Li, M., Lin, L., Sun, L., Wang, X., Liu, W., & Wang, Y. (2020). Corneal hydration assessment indicator based on terahertz time domain spectroscopy. *Biomedical Optics Express*, *11*(4), 2073. https://doi.org/10.1364/boe.387826

Zhang, J. (1994). *WITH SELF-SYNCHRONIZATION AND*. *7*(2), 81–83. https://doi.org/10.1002/mop.4650070216

Zhang, L. L., Wang, W. M., Wu, T., Feng, S. J., Kang, K., Zhang, C. L., Zhang, Y., Li, Y. T., Sheng, Z. M., & Zhang, X. C. (2019). Strong Terahertz Radiation from a Liquid-Water Line. *Physical Review Applied*, *12*(1), 1–8.

https://doi.org/10.1103/PhysRevApplied.12.014005

Anexos

Anexos A. Adquisición de datos

```
clear all
close all
clc
```

```
%% Buscar tarjetas conectadas
d = daqlist("ni")
```

```
%% Configurar canales a leer
myDAQ1 = d.DeviceID(1);
myDAQ2 = d.DeviceID(2);

dq = daq("ni");
dq.Rate = 1000;

addinput(dq, myDAQ1, "ai0", "Voltage");%señal original
addinput(dq, myDAQ1, "ai1", "Voltage");%señal retardada
addinput(dq, myDAQ2, "ai0", "Voltage");%señal de entrada
```

```
%% Adquirir muestras durante 5 segundos y graficar
duracion_adquisicion =5;
data = read(dq, seconds(duracion_adquisicion));
figure;
plot(data.Time, data.Variables);
xlabel("Tiempo (s)")
ylabel("Voltaje (V)")
title("Voltaje en función del tiempo");
legend('myDAQ1 Señal Directa', 'myDAQ1 Señal Retardada' , 'myDAQ2 Señal de Entrada');
```

```
%% Grabar datos en archivos matrix
writematrix([seconds(data.Time) data.Variables],'adquision_datos.txt');
```

```
%% Grabar datos en archivos tabla
writetimetable(data,"adquision_datos.csv");
```

```
%% Leer datos de archivo matrix
m = readmatrix('adquision_datos.txt');
tiempo = m(:,1);
myDAQ1_ai0 = m(:,2)
myDAQ1_ai1 = m(:,3)
myDAQ2_ai0 = m(:,4)
```

```
figure;
subplot(2,1,1);
plot(tiempo, myDAQ1_ai0);
xlabel("Tiempo (s)");
ylabel("Voltaje (V)");
title("Voltaje AI0 en función del tiempo - Señal Original");
```

```
subplot(2,1,2);
plot(tiempo, myDAQ1_ai1);
xlabel("Tiempo (s)");
ylabel("Voltaje (V)");
title("Voltaje AI1 en función del tiempo- Señal Retardad");

figure;
plot(tiempo, myDAQ2_ai0);
xlabel("Tiempo (s)");
ylabel("Voltaje (V)");
title("Voltaje AI0 en función del tiempo- Señal de Entrada");

figure;
datos = m(:,2:end);
plot(tiempo,datos);
xlabel("Tiempo (s)")
ylabel("Voltaje (V)")
legend('myDAQ1 Señal Directa', 'myDAQ1 Señal Retardada' , 'myDAQ2 Señal de Entrada');
```

```
%% Correlación
R = corrcoef(myDAQ1_ai0, myDAQ1_ai1)
```

Anexos B. Cálculo de métricas, procesamiento de señales y herramientas visuales

```
clear all
close all
clc

M = readmatrix("adquision_datos_1hz_5v.csv")

So = M(:,2);
Sr = M(:,3);
Se = M(:,4);

figure
subplot(3,1,1), plot(So), title('Señal de Referencia (So)','FontSize', 14), xlabel('Muestras','FontSize', 14), ylabel('Amplitud','FontSize', 14)
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 15; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes

subplot(3,1,2), plot(Sr), title('Señal de Retardo (Sr)','FontSize', 14), xlabel('Muestras','FontSize', 14), ylabel('Amplitud','FontSize', 14)
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 15; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes

subplot(3,1,3), plot(Se), title('Señal de Entrada (Se)','FontSize', 14), xlabel('Muestras','FontSize', 14), ylabel('Amplitud','FontSize', 14)
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 15; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

Filtro

```
% Smooth Señal Original
So_f = smoothdata(So,"sgolay","SmoothingFactor",0.1,"Degree",10);
% Display results
figure
subplot(2,1,1), plot(So(1:5000),'--',"DisplayName","Input data - Señal sin filtro")
hold on
plot(So_f(1:5000),'k',"SeriesIndex",1,"DisplayName","Smoothed data - Señal filtrada", 'LineWidth', 1.5)
hold off
title('Señal de Referencia (So)','FontSize', 14), xlabel('Muestras','FontSize', 14), ylabel('Amplitud','FontSize', 14)
legend
% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes

% Smooth Señal Retardada
Sr_f = smoothdata(Sr,"sgolay","SmoothingFactor",0.1,"Degree",10);
% Display results
subplot(2,1,2), plot(Sr(1:5000),'--',"DisplayName","Input data - Señal sin filtro")
hold on
plot(Sr_f(1:5000),'k',"SeriesIndex",1,"DisplayName","Smoothed data - Señal filtrada", 'LineWidth', 1.5)
hold off
title('Señal de Retardo (Sr)','FontSize', 14), xlabel('Muestras','FontSize', 14), ylabel('Amplitud','FontSize', 14)
legend
% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes

% Gráfica de las señales filtradas
figure
subplot(2,1,1),plot(So_f(1:5000), 'LineWidth', 1.5)
title('Señal de Referencia Filtrada'), xlabel('Muestras'), ylabel('Amplitud')
% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
hold on
subplot(2,1,2),plot(Sr_f(1:5000), 'LineWidth', 1.5)
title('Señal de Retardo Filtrada'), xlabel('Muestras'), ylabel('Amplitud')

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

Correlación

```
R= corrcoef(Se,So)      %experimento 1
R1 = corrcoef(So,Sr)    %experimento 2
Rf= corrcoef(So_f,Sr_f) %experimento 3
```

MAE

```
mae_e1 = mae(Se,So)     %experimento 1
mae_e2 = mae(So,Sr)     %experimento 2
mae_e3 = mae(So_f,Sr_f) %experimento 3
```

RMSE

```
rmse_e1 = rmse(Se,So)
mse(Se,So)          %experimento 1

rmse_e2 = rmse(So,Sr)
mse(So,Sr)          %experimento 2

rmse_e3 = rmse(So_f,Sr_f)
mse(So_f,Sr_f)      %experimento 3
```

Atenuación/Ganancia

```
%%sin filtro
minSr = min(Sr)
maxSr = max(Sr)
Sr0 = (Sr - minSr)-((maxSr-minSr)/2)

minSo = min(So)
maxSo = max(So)
So0 = (So - minSo)-((maxSo-minSo)/2)

minSe = min(Se)
maxSe = max(Se)
Se0 = (Se - minSe)-((maxSe-minSe)/2);

A_G0 = max(So0)/max(Se0) %experimento 1
A_G1 = max(Sr0)/max(So0) %experimento 2

% Eliminar el nivel de DC de las señales
So_detrended = detrend(So);
Sr_detrended = detrend(Sr);

% Calcular la atenuación en dB
atenuacion = 10 * log10(So_detrended ./ Sr_detrended)


%%con filtro
minSr_f = min(Sr_f)
maxSr_f = max(Sr_f)
Sr0_f = (Sr - minSr_f)-((maxSr_f-minSr_f)/2)

minSo_f = min(So_f)
maxSo_f = max(So_f)
So0_f = (So - minSo_f)-((maxSo_f-minSo_f)/2)

A_G_f = max(Sr0_f)/max(So0_f) %experimento 3
```

Diagrama de Ojo

```
figure
minSr = min(Sr_f)
maxSr = max(Sr_f)
Sr0_f = (Sr_f - minSr)-((maxSr-minSr)/2);

minSo = min(So_f)
maxSo = max(So_f)
So0_f = (So_f - minSo)-((maxSo-minSo)/2);

plot(So0_f(1:1000),Sr0_f(1:1000), 'LineWidth', 1.5)
title('Diagrama de Ojo');
xlabel('Señal de Salida (So0)');
ylabel('Señal de Referencia (Sr0)');
grid on;
% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes

figure
eyediagram(Sr0_f, 100); % 100 es el número de muestras por ciclo
eyediagram(So0_f, 100); % 100 es el número de muestras por ciclo

% Cálculo del jitter
% Encontrar los cruces de cero en Sr0
crossings = find(diff(Sr0_f > 0)); % Encuentra los índices donde la señal cruza cero
jitter_values = diff(crossings); % Calcular el jitter entre los cruces

% Análisis del jitter
mean_jitter = mean(jitter_values); % Media del jitter
std_jitter = std(jitter_values); % Desviación estándar del jitter

% Mostrar resultados
disp(['Media del Jitter: ', num2str(mean_jitter), ' ns']);
disp(['Desviación Estándar del Jitter: ', num2str(std_jitter), ' ns']);
```

```
% Cálculo de la Relación Señal-Ruido (SNR)
signal_power = mean(Sr0_f.^2); % Potencia de la señal
noise = Sr0_f - So0_f; % Calcular el ruido
noise_power = mean(noise.^2); % Potencia del ruido
SNR = 10 * log10(signal_power / noise_power); % SNR en dB

% Mostrar el resultado de SNR
disp(['Relación Señal-Ruido (SNR): ', num2str(SNR), ' dB']);
```

Anexos C. Gráfica de Atenuación vs Voltaje

```
clear all
close all
clc

M = readmatrix("L3_atenuacion vs volatje.xlsx")

v = M(:,1);
A_1hz = M(:,2);
A_10hz = M(:,3);
A_100hz = M(:,4);
A_1khz = M(:,5);
A_10khz = M(:,6);
A_100khz = M(:,7);
A_1Mhz = M(:,8);
```

```
% 1hz

figure;
plot(v, A_1hz, "DisplayName", "1 Hz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 10hz

figure;
plot(v, A_10hz, "DisplayName", "10 Hz",'LineWidth', 1.5 );
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 100hz
figure;
plot(v, A_100hz, "DisplayName", "100 Hz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 1khz
figure;
plot(v, A_1khz, "DisplayName", "1 kHz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 10khz
figure;
plot(v, A_10khz, "DisplayName", "10 kHz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 100khz
figure;
plot(v, A_100khz, "DisplayName", "100 kHz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% 1Mhz
figure;
plot(v, A_1Mhz, "DisplayName", "1 MHz", 'LineWidth', 1.5);
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

```
% Atenuación vs Voltaje
figure;
plot(v, A_1hz, "DisplayName", "1Hz", 'LineWidth', 1.5);
hold on;
plot(v, A_10hz, 'DisplayName', "10Hz", 'LineWidth', 1.5);
plot(v, A_100hz, 'DisplayName', "100Hz", 'LineWidth', 1.5);
plot(v, A_1khz, 'DisplayName', "1kHz", 'LineWidth', 1.5);
plot(v, A_10khz, 'DisplayName', "10kHz", 'LineWidth', 1.5);
plot(v, A_100khz, 'DisplayName', "100kHz", 'LineWidth', 1.5);
plot(v, A_1Mhz, 'DisplayName', "1MHz", 'LineWidth', 1.5);

hold off;
legend('show', 'Location', 'best');
xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje X
ylabel('Atenuación (dB)', 'FontSize', 14); % Aumentar tamaño de la etiqueta del eje Y
title('Atenuación vs Voltaje', 'FontSize', 16); % Aumentar tamaño del título
grid on; % Activa la cuadrícula

% Aumentar tamaño de los valores de los ejes
ax = gca; % Obtener el eje actual
ax.FontSize = 14; % Cambiar el tamaño de la fuente de los valores de los ejes
```

Anexos D. Gráfica de Jitter y SNR

```
% Datos
longitudes = {'110 cm', '126 cm', '142 cm'};
jitter = [504.3333, 504.6667, 506.1111]; % en ns
ber = [0.0056, 0.0116, 0.004]; % en %
snr = [14.6946, 22.5051, 7.8793]; % en dB

% Crear una figura
figure('Color', 'w'); % Fondo blanco para mejor contraste

% Gráfico de Jitter
subplot(3, 1, 1);
bar(jitter, 'FaceColor', [0.2 0.6 0.8]);
set(gca, 'XTickLabel', longitudes, 'FontSize', 12);
title('Jitter por Longitud de Trayectoria', 'FontSize', 14, 'FontWeight', 'bold');
ylabel('Jitter (ns)', 'FontSize', 12);
grid on;
box on; % Añadir caja alrededor del gráfico

% Gráfico de SNR
subplot(2, 1, 2);
bar(snr, 'FaceColor', [0.4 0.8 0.4]);
set(gca, 'XTickLabel', longitudes, 'FontSize', 12);
title({'Relación Señal-Ruido (SNR) de AI0 contra AI1'; 'por Longitud de Trayectoria'}, 'FontSize', 14, 'FontWeight', 'bold');
ylabel('SNR (dB)', 'FontSize', 12);
grid on;
box on;

% Ajustar el diseño
sgtitle('Análisis de Rendimiento por Longitud de Trayectoria', 'FontSize', 16, 'FontWeight', 'bold');
```

UNIVERSIDAD CESMAG NIT: 800.109.387-7 VIGILADA MINEDUCACIÓN	CARTA DE ENTREGA TRABAJO DE GRADO O TRABAJO DE APLICACIÓN – ASESOR(A)	**CÓDIGO:** AAC-BL-FR-032
		VERSIÓN: 1
		FECHA: 09/JUN/2022

San Juan de Pasto, 26 de agosto del 2025

Biblioteca
REMIGIO FIORE FORTEZZA OFM. CAP.
Universidad CESMAG
Pasto

Saludo de paz y bien.

Por medio de la presente se hace entrega del Trabajo de Grado / Trabajo de Aplicación denominado **Caracterización de un sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THz en el dominio de tiempo (THz-TDS)**, presentado por el (los) autor(es) **Monica Burgos Yampuezan**, del Programa Académico **Ingeniería electrónica** al correo electrónico biblioteca.trabajosdegrado@unicesmag.edu.co. Manifiesto como asesor(a), que su contenido, resumen, anexos y formato PDF cumple con las especificaciones de calidad, guía de presentación de Trabajos de Grado o de Aplicación, establecidos por la Universidad CESMAG, por lo tanto, se solicita el paz y salvo respectivo.

Atentamente,

(Firma del Asesor)

JOHN BARCO JIMÉNEZ
87067512
Ingeniería Electrónica
3158222096
johnbarco@gmail.com

INFORMACIÓN DEL (LOS) AUTOR(ES)	
Nombres y apellidos del autor: Monica Burgos Yampuezan	**Documento de identidad:** 1085330041
Correo electrónico: monikaburgosyampuezan@gmail.com	**Número de contacto:** 3006224916
Nombres y apellidos del asesor: John Evert Barco Jiménez	**Documento de identidad:** 87067512
Correo electrónico: johnbarco@gmail.com	**Número de contacto:** 3158222096
Título del trabajo de grado: Caracterización de un sistema de retardo óptico de bajo costo para ser aplicado en experimentos de espectroscopía THz en el dominio de tiempo (THz-TDS)	
Facultad y Programa Académico: Ingeniería Electrónica	

En mi (nuestra) calidad de autor(es) y/o titular (es) del derecho de autor del Trabajo de Grado o de Aplicación señalado en el encabezado, confiero (conferimos) a la Universidad CESMAG una licencia no exclusiva, limitada y gratuita, para la inclusión del trabajo de grado en el repositorio institucional. Por consiguiente, el alcance de la licencia que se otorga a través del presente documento, abarca las siguientes características:

a) La autorización se otorga desde la fecha de suscripción del presente documento y durante todo el término en el que el (los) firmante(s) del presente documento conserve (mos) la titularidad de los derechos patrimoniales de autor. En el evento en el que deje (mos) de tener la titularidad de los derechos patrimoniales sobre el Trabajo de Grado o de Aplicación, me (nos) comprometo (comprometemos) a informar de manera inmediata sobre dicha situación a la Universidad CESMAG. Por consiguiente, hasta que no exista comunicación escrita de mi(nuestra) parte informando sobre dicha situación, la Universidad CESMAG se encontrará debidamente habilitada para continuar con la publicación del Trabajo de Grado o de Aplicación dentro del repositorio institucional. Conozco(conocemos) que esta autorización podrá revocarse en cualquier momento, siempre y cuando se eleve la solicitud por escrito para dicho fin ante la Universidad CESMAG. En estos eventos, la Universidad CESMAG cuenta con el plazo de un mes después de recibida la petición, para desmarcar la visualización del Trabajo de Grado o de Aplicación del repositorio institucional.

b) Se autoriza a la Universidad CESMAG para publicar el Trabajo de Grado o de Aplicación en formato digital y teniendo en cuenta que uno de los medios de publicación del repositorio institucional es el internet, acepto(amos) que el Trabajo de Grado o de Aplicación circulará con un alcance mundial.

c) Acepto (aceptamos) que la autorización que se otorga a través del presente documento se realiza a título gratuito, por lo tanto, renuncio(amos) a recibir emolumento alguno por la publicación, distribución, comunicación pública y/o cualquier otro uso que se haga en los términos de la presente autorización y de la licencia o programa a través del cual sea publicado el Trabajo de grado o de Aplicación.

d) Manifiesto (manifestamos) que el Trabajo de Grado o de Aplicación es original realizado sin violar o usurpar derechos de autor de terceros y que ostento(amos) los derechos patrimoniales de autor sobre la misma. Por consiguiente, asumo(asumimos) toda la responsabilidad sobre su contenido ante la Universidad CESMAG y frente a terceros, manteniéndose indemne de cualquier reclamación que surja en virtud de la misma. En todo caso, la Universidad CESMAG se

compromete a indicar siempre la autoría del escrito incluyendo nombre de(los) autor(es) y la fecha de publicación.

e) Autorizo(autorizamos) a la Universidad CESMAG para incluir el Trabajo de Grado o de Aplicación en los índices y buscadores que se estimen necesarios para promover su difusión. Así mismo autorizo (autorizamos) a la Universidad CESMAG para que pueda convertir el documento a cualquier medio o formato para propósitos de preservación digital.

NOTA: En los eventos en los que el trabajo de grado o de aplicación haya sido trabajado con el apoyo o patrocinio de una agencia, organización o cualquier otra entidad diferente a la Universidad CESMAG. Como autor(es) garantizo(amos) que he(hemos) cumplido con los derechos y obligaciones asumidos con dicha entidad y como consecuencia de ello dejo(dejamos) constancia que la autorización que se concede a través del presente escrito no interfiere ni transgrede derechos de terceros.

Como consecuencia de lo anterior, autorizo(autorizamos) la publicación, difusión, consulta y uso del Trabajo de Grado o de Aplicación por parte de la Universidad CESMAG y sus usuarios así:

- Permito(permitimos) que mi(nuestro) Trabajo de Grado o de Aplicación haga parte del catálogo de colección del repositorio digital de la Universidad CESMAG por lo tanto, su contenido será de acceso abierto donde podrá ser consultado, descargado y compartido con otras personas, siempre que se reconozca su autoría o reconocimiento con fines no comerciales.

En señal de conformidad, se suscribe este documento en San Juan de Pasto a los__26__días del mes de __agosto__del año __2025___

Monica Burgos Y. Firma del autor	Firma del autor
Nombre del autor: Monica Burgos Yampuezan	Nombre del autor:
Firma del asesor Nombre del asesor: John Barco Jiménez	