

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Guía:

Ph.D Gabriel Saavedra Mondaca.

Profesor Co-Guía:

Ph.D Gustavo de Aquino Moreira Lima.

Informe de Propuesta de Tesis
para optar al Grado de
**Magíster en Ciencias de la
Ingeniería con Mención en
Ingeniería Eléctrica**

**Evaluación experimental de un interferómetro
óptico para señales de telecomunicaciones**

Concepción, 27 de mayo de 2025

Cristóbal Alberto Melo Dospital

Universidad de Concepción
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Ph.D Gabriel Saavedra Mondaca.

EVALUACIÓN EXPERIMENTAL DE UN INTERFERÓMETRO ÓPTICO PARA SEÑALES DE TELECOMUNICACIONES

Cristóbal Alberto Melo Dospital

Informe de Propuesta de Tesis
para optar al Grado de

Magíster en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica

27 de mayo de 2025

Resumen

El crecimiento exponencial en la demanda de datos ha impulsado el desarrollo de nuevas tecnologías, capaces de ampliar la capacidad de las redes ópticas actuales. Las fibras ópticas multinúcleo representan una solución prometedora, permitiendo aplicar técnicas de multiplexación por división espacial y superar las limitaciones de las fibras monomodo. Sin embargo, su adopción depende del desarrollo de dispositivos compatibles capaces de gestionar y conmutar señales entre los diferentes núcleos. Este trabajo presenta el diseño, implementación y evaluación experimental de un conmutador óptico de alta velocidad basado en un interferómetro Mach-Zehnder con una configuración 4x4, utilizando divisores de haz multinúcleo. El dispositivo emplea interferencia óptica para realizar conmutaciones en menos de $0.7 \mu s$, tres órdenes de magnitud más rápido que los conmutadores microelectromecánicos actuales, con un crosstalk promedio inferior a -18 dB, destacando su aplicabilidad en redes ópticas avanzadas.

Para garantizar coherencia temporal en la transmisión, se compensaron los retardos entre caminos con segmentos adicionales de fibra. Las pruebas experimentales incluyeron transmisiones entre 1 y 600 Gbps, usando modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Se evaluaron visibilidad interferométrica, crosstalk, tiempo de subida, penalización en la tasa de error de bits y relación señal a ruido óptica.

Se observaron valores de visibilidad superiores a 0.90 tanto en configuraciones interferométricas 2x2 como 4x4. Específicamente, para velocidades de transmisión de 1 y 10 Gbps, la visibilidad promedio se mantuvo alrededor de 0.94, con una relación señal a ruido óptica superior a 40 dB. En transmisiones de mayor velocidad, la visibilidad alcanzó valores cercanos a 0.93 para modulación QPSK, 0.91 para 16-QAM y aproximadamente 0.76 para 64-QAM operando a 72 GBaud, evidenciando una mayor sensibilidad al ruido de emisión espontánea amplificada en modulaciones de orden superior, lo cual resalta la necesidad crítica del control preciso de esta relación para garantizar el rendimiento óptimo del sistema.

Finalmente, se evaluó la operación del dispositivo con múltiples longitudes de onda en un escenario WDM, demostrando su viabilidad técnica para futuras redes basadas en MCF. Parte de los resultados de este trabajo fueron presentados oralmente en la Latin American Optics and Photonics Conference 2024 y publicados en la revista Nature Communications Engineering.

Agradecimientos

Agradezco a todas las personas e instituciones que hicieron posible este trabajo, en especial al proyecto FONDEF ID22I10262 y al Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción.

A mi profesor guía, Dr. Gabriel Saavedra Mondaca, le agradezco profundamente sus enseñanzas, su constante disposición y potencial desde el comienzo. Gracias por abrirme las puertas del mundo académico y brindarme valiosos consejos que han marcado mi desarrollo profesional y personal. A Daniel Martínez, gracias por tu apoyo constante, por sus enseñanzas y brindarme la oportunidad de crecer como investigador. Al profesor Gustavo Cañas, por sus enseñanzas, orientación y valiosos consejos.

A mis compañeros del laboratorio, gracias por las risas compartidas, los momentos de ocio, las jornadas de estudio y los valiosos consejos recibidos. Fueron, sin duda, una parte esencial de esta experiencia.

A mis padres, gracias por su amor incondicional y por cada consejo que me motivó a seguir adelante. Han sido mi principal impulso para alcanzar esta meta. A mis hermanos, gracias por acompañarme siempre y por su cariño permanente. A toda mi familia, agradezco enormemente su cariño, generosidad y sabias palabras que han sido claves en este proceso. Gracias a todos, desde lo más profundo de mi corazón.

A mi polola, gracias por estar siempre conmigo, acompañándome en los momentos de estudio, en los viajes y en cada desafío que hemos superado juntos. Tu motivación, compañía y amor incondicional han sido fundamentales en cada paso que he dado.

Gracias por todo

Índice general

| | |
|---|-----------|
| Resumen | I |
| Agradecimientos | II |
| Índice de figuras | v |
| Índice de tablas | x |
| 1. Introducción | 1 |
| 2. Estado del arte | 4 |
| 2.1. Soluciones a nivel comercial | 5 |
| 2.2. Soluciones en estado de investigación | 7 |
| 3. Hipótesis, objetivos y metodología | 10 |
| 3.1. Hipótesis | 10 |
| 3.2. Objetivos | 10 |
| 3.2.1. Objetivo general | 10 |
| 3.2.2. Objetivos específicos | 10 |
| 3.3. Metodología | 11 |
| 3.3.1. Implementar experimentalmente un conmutador óptico 4x4 que utilice la interferencia de múltiples señales para la conmutación y determinar la longitud de cada trayectoria utilizando la técnica de tiempo de vuelo con un fotodiodo de avalancha | 11 |
| 3.3.2. Realizar una evaluación del dispositivo mediante el análisis de métricas de desempeño, incluyendo la visibilidad interferométrica, el crosstalk y rise time | 12 |
| 3.3.2.1. Visibilidad interferométrica | 12 |
| 3.3.2.2. Crosstalk | 14 |
| 3.3.2.3. Rise time | 14 |
| 3.3.3. Identificar la penalidad del BER asociado con cada tasa de transmisión al ser procesada por el interferómetro óptico | 15 |

| | |
|---|-----------|
| 3.3.4. Evaluar la visibilidad y el OSNR en el funcionamiento del conmutador óptico utilizando transceiver, para transmisiones a velocidades de 1, 10, 100, y 200 Gbps | 16 |
| 4. Marco teórico | 18 |
| 4.1. Introducción a la naturaleza de la luz | 18 |
| 4.1.1. Interferencia | 19 |
| 4.1.2. Longitud de coherencia | 20 |
| 4.1.3. Interferómetro Mach-Zehnder | 20 |
| 4.2. Fibras multimodo | 21 |
| 4.2.1. Fibras multicore | 22 |
| 4.3. Funcionamiento del dispositivo | 24 |
| 5. Implementación experimental y resultados | 27 |
| 5.1. Medición de los largos de fibras en el interferómetro | 27 |
| 5.2. Visibilidad interferométrica, crosstalk y rise time | 31 |
| 5.3. Identificar la penalidad del BER asociado con cada tasa de transmisión al ser procesada por el interferómetro óptico | 37 |
| 5.4. Evaluación experimental de la visibilidad interferométrica y relación señal-ruido óptica (OSNR). | 41 |
| 5.4.1. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad con fuente láser | 41 |
| 5.4.2. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad con SFP+ 1 y 10 Gbps | 44 |
| 5.4.3. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad en un CFP2-DCO con modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM | 49 |
| 5.5. Evaluación del dispositivo para múltiples entradas | 53 |
| 5.5.1. Modelado teórico y resultados experimentales | 53 |
| 6. Conclusiones | 63 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| 1.1. Concepto de conmutación entre 2 fibras multinúcleo. | 2 |
| 2.1. Evolución de los registros de velocidad de datos de los sistemas WDM y de los sistemas SDM [3]. | 4 |
| 2.2. Sistema de curvado direccional para MCF-LPG [20]. | 7 |
| 2.3. Configuración telecéntrica de la óptica del conmutador [21]. | 8 |
| 2.4. Disposición básica del interruptor óptico giratorio MCF [22]. | 8 |
| 3.1. Esquema medición largos de fibras. | 11 |
| 3.2. Ejemplo medición visibilidad interferométrica. | 13 |
| 3.3. Set-up para la medición del BER. | 15 |
| 3.4. Set-up medición OSNR. | 17 |
| 4.1. Experimento doble rendija [33]. | 18 |
| 4.2. Configuración básica de un interferómetro Mach-Zehnder [37]. | 21 |
| 4.3. Secciones transversales esquemáticas de tres tipos de fibras multimodo. En cada caso, una zona más oscura representa la región del núcleo con un índice de refracción más alto [38]. | 22 |
| 4.4. Diseño conceptual del interferómetro MCF. | 25 |
| 5.1. Medición largo de los caminos del interferómetro. | 27 |

| | |
|--|----|
| 5.2. Ajuste de curva para cada unos de los caminos utilizando fit gaussian. (a) Fit gaussian camino 1; (b) Fit gaussian camino 2; (c) Fit gaussian camino 3; (d) Fit gaussian camino 4. | 29 |
| 5.3. Esquema medición largos de fibras. | 30 |
| 5.4. Medición largo de los caminos del interferómetro agregando delay. | 30 |
| 5.5. Variaciones de polarización observadas en el dispositivo. | 31 |
| 5.6. Patrones de interferencia entre 2 caminos. (a) Caminos 1 y 2; (b) Caminos 1 y 3; (c) Caminos 1 y 4. | 32 |
| 5.7. Potencia de salida para cada núcleo con: sin estabilización de fase (0-7 s), estabilización de fase activa (7-15 s). | 33 |
| 5.8. Potencia de salida de cada núcleo en función del tiempo. (a) Conmutación de núcleos a 2.5 μ s; (b) Conmutación de núcleos a 30 μ s. | 34 |
| 5.9. Rise time en la operación de conmutación del dispositivo. | 35 |
| 5.10. Setup de transmisión. | 37 |
| 5.11. Transmisión de señales de telecomunicaciones. (a) Tasa de error de bit recibida en función de la potencia recibida para una señal de 1 Gbps; (b) Tasa de error de bit recibida en función de la potencia recibida para una señal de 10 Gbps. . . | 38 |
| 5.12. Transmisión de una señal de 1 Gbps por la red MCF. (a) Vista general de los enlaces MCF instalados en la Universidad de Concepción; (b) Potencia óptica recibida tras la propagación para ambos enlaces de transmisión. | 39 |
| 5.13. Setup experimental con fuente láser. | 41 |
| 5.14. Espectro fuente láser a ONSR de 10 y 50 dB. | 42 |

| | |
|---|----|
| 5.15. Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 10 dB) y entre el camino 1 y el camino 4 (OSNR 50 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 3 con OSNR de 13,8 dB; (e) Estabilización del camino 3 con OSNR de 50 dB. | 43 |
| 5.16. Set-up medición OSNR. | 44 |
| 5.17. Visibilidad promedio en función del voltaje para señales de 1 Gbps y 10 Gbps. (a) Resultados para una señal de 1 Gbps; (b) Resultados para una señal de 10 Gbps. | 45 |
| 5.18. Espectros obtenidos para señales con diferentes OSNR. (a) Espectro de una señal de 1 Gbps con OSNR de 10 y 47 dB; (b) Espectro de una señal de 10 Gbps con OSNR de 10 y 47 dB. | 46 |
| 5.19. Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 47 dB) y entre el camino 1 y el camino 4 (OSNR 10 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 2 con OSNR de 13.8 dB; (e) Estabilización del camino 1 con OSNR de 47 dB. | 47 |
| 5.20. Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 10 dB) y entre el camino 1 y el camino 2 (OSNR 47 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 4 con OSNR de 13.8 dB; (e) Estabilización del camino 1 con OSNR de 47 dB. | 48 |
| 5.21. Set-up medición OSNR con cassini. | 49 |

| | |
|--|----|
| 5.22. Espectros de potencia medidos para señales con modulaciones QPSK y 16-QAM. (a) Espectro correspondiente a QPSK con OSNR de 10 y 41 dB; (b) Espectro correspondiente a 16-QAM con OSNR de 10 y 41 dB. | 50 |
| 5.23. Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR para QPSK, conectando todos los pares de caminos entre $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 3 y el camino 2 (OSNR 10 dB) y entre el camino 2 y el camino 3 (OSNR 41.4 dB); (c) Relación entre la visibilidad y el OSNR para 16-QAM, conectando todos los pares de caminos entre $i = 2, 3, 4$; (d) Forma de onda de interferencia entre el camino 3 y el camino 2 (OSNR 10 dB) y entre el camino 2 y el camino 3 (OSNR 41.4 dB). | 51 |
| 5.24. Visibilidad interferométrica y tasas de Baud en modulaciones ópticas. (a) Visibilidad promedio en función del OSNR para los pares de brazos en configuración 2x2 en modulaciones DP-QPSK y DP-16QAM; (b) Velocidad en Baud de diferentes transceptores. | 52 |
| 5.25. Configuración experimental del dispositivo WDM para permutación de longitudes de onda. | 58 |
| 5.26. Espectros de las señales láser sintonizadas en las longitudes de onda correspondientes a los canales CH34 (1550.12 nm) y CH35 (1549.32 nm). | 58 |
| 5.27. Respuesta del sistema al maximizar el camino 1, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35. | 60 |
| 5.28. Respuesta del sistema al maximizar el camino 2, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35. | 61 |
| 5.29. Respuesta del sistema al maximizar el camino 3, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35. | 62 |

5.30. Respuesta del sistema al maximizar el camino 4, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35. 62

Índice de tablas

| | |
|---|----|
| 5.1. Longitudes obtenidas para cada camino. | 28 |
| 5.2. Mediciones de visibilidad para cada uno de los caminos. | 32 |
| 5.3. Mediciones de crosstalk con el dispositivo en operación de conmutación a $2.5 \mu\text{s}$ | 35 |
| 5.4. Mediciones de crosstalk con el dispositivo en operación de conmutación a $30 \mu\text{s}$ | 36 |
| 5.5. Potencias mínimas y máximas soportadas por los amplificadores EDFA utilizados en el sistema. | 45 |
| 5.6. Combinaciones de fase y salidas correspondientes para cada camino. | 57 |
| 5.7. Atenuación de los módulos DWDM para los canales CH34 (1550.12 nm) y CH35 (1549.32 nm). | 59 |

Siglas

8QAM / 16QAM / 64QAM Modulación por amplitud en cuadratura de 8 - 16 y 64 niveles
(Quadrature amplitude modulation)

AGC Control automático de ganancia (Automatic gain control)

APC Control automático de potencia (Automatic power control)

APD Fotodiodo de avalancha (Avalanche photodiode)

ASE Emisión espontánea amplificada (Amplified spontaneous emission)

AWG Rejilla de guías de ondas en array (Arrayed waveguide grating)

B2B Conexión punto a punto (Back-to-back)

BER Tasa de errores de bits (Bit error rate)

BPF Filtro paso banda (Band pass filter)

CFP2-DCO Transceptor digital coherente de segunda generación (C form-factor pluggable 2
– digital coherent optics)

CH Canal (Channel)

CW Onda continua (Continuous wave)

DAC Convertidor digital-analógico (Digital-to-analog converter)

DP-16QAM Modulación en doble polarización 16-QAM (Dual-polarization 16 quadrature am-
plitude modulation)

DP-64QAM Modulación en doble polarización 64-QAM (Dual-polarization 64 quadrature am-
plitude modulation)

DP-QPSK Modulación en doble polarización QPSK (Dual-polarization quadrature phase shift
keying)

FPGA Arreglos de lógica programable (Field-programmable gate array)

- ICC** Crisis de capacidad de internet (Internet capacity crisis)
- LPG** Red de período largo (Long period grating)
- MCF** Fibra multinúcleo (Multicore fiber)
- MEMS** Sistemas microelectromecánicos (Micro-electromechanical systems)
- MPPT** Seguimiento del punto de máxima potencia (Maximum power point tracking)
- OSA** Analizador de espectro óptico (Optical spectrum analyzer)
- OSNR** Relación señal a ruido óptico (Optical signal-to-noise ratio)
- PM** Modulador de fase (Phase modulator)
- PRBS** Secuencia binaria pseudoaleatoria (Pseudo-random binary sequence)
- QPSK** Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (Quadrature phase shift keying)
- ROADM** Multiplexor óptico reconfigurable de adición y sustracción (Reconfigurable optical add-drop multiplexer)
- SBT** Transformador de haz espacial (Spatial beam transformer)
- SDM** Multiplexación por división de espacio (Space-division multiplexing)
- SFP+** Transceiver comercial de factor pequeño enchufable (Small form-factor pluggable plus)
- SMF** Fibra monomodo (Single-mode fiber)
- SPOC** Circuitos ópticos planos espaciales (Spatial planar optical circuits)
- TOF** Tiempo de vuelo (Time of flight)
- VOA** Atenuador óptico variable (Variable optical attenuator)
- WDM** Multiplexación por división de longitud de onda (Wavelength division multiplexing)
- WSS** Conmutador selectivo de longitud de onda (Wavelength selective switch)

1. Introducción

La evolución de la tecnología de comunicación por fibra óptica ha sido relevante en las últimas décadas, permitiendo satisfacer la creciente demanda de transmisión de datos por parte de empresas, universidades, gobiernos y ciudadanos. Sin embargo, el aumento en la utilización de servicios como “Big Data”, redes sociales, juegos en tiempo real, streaming de videos de alta definición e innumerables otras aplicaciones demandan un significativo ancho de banda, elevando el umbral de capacidad requerido en las redes [1]. En [2], discuten la probabilidad de una crisis de capacidad en internet (ICC), destacando como principal causa el constante crecimiento del tráfico, que se ha mantenido alrededor de un 40% anual desde principios de siglo. Esta tasa implica que el volumen de tráfico se duplica aproximadamente cada dos años, lo que corresponde a un aumento de mil veces en un período de veinte años.

Debido a esto, las capacidades de los canales están llegando a un punto de saturación. En este contexto, la comunidad científica propone una manera para aumentar las tasas de transmisión de datos, utilizando una técnica conocida como multiplexación por división espacial (SDM), la cual se encarga de combinar múltiples canales de información en diferentes modos ópticos espaciales. Se espera que a lo largo de los años se reemplace la infraestructura actual con instalaciones de redes y fibras SDM [3].

Uno de los desafíos fundamentales en los sistemas SDM radica en la elección y conmutación de un modo espacial para la transmisión de información. Esto es especialmente relevante en las fibras multinúcleo (MCF), las cuales integran múltiples núcleos en una única fibra y requieren seleccionar núcleos específicos entre dos fibras MCF independientes. Actualmente, los nodos en redes de comunicaciones ópticas realizan la conmutación de señales según la tecnología utilizada en la red. Esta conmutación puede efectuarse en el dominio óptico, electrónico o mediante una combinación de ambos, siendo la conmutación óptica la que ofrece mayores ventajas en términos de costo y velocidad operativa [4].

El principal objetivo en una conmutación óptica utilizando SDM, es lograr que la señal o información que se está transmitiendo por un núcleo sea redirigida hacia un núcleo específico y deseado, tal como se ilustra en la Fig. 1.1. Esta conmutación permite ser utilizada para reasignar los recursos a diferentes conexiones en forma dinámica y fortalecer la capacidad de la red para resistir fallos, mejorando su supervivencia en caso de contingencias.



Fig. 1.1: Concepto de conmutación entre 2 fibras multinúcleo.

Actualmente, no existe en el mercado una solución específicamente diseñada para la conmutación espacial en fibras SDM. Las tecnologías existentes están orientadas principalmente hacia fibras monomodo (SMF), por lo que adaptarlas a fibras SDM implica el uso de equipamiento adicional. Estas soluciones generalmente emplean sistemas de óptica en espacio libre, en los cuales la luz proveniente de un núcleo en una MCF se desacopla y luego, mediante espejos y reflectores, es dirigida hacia el núcleo correspondiente en una segunda MCF. Sin embargo, esta técnica presenta una limitación importante en la velocidad de conmutación, típicamente del orden de milisegundos, causada por el tiempo requerido para reconfigurar físicamente los circuitos ópticos. Esta demora afecta negativamente el rendimiento de la red, produciendo pérdida de información y mayores tiempos de espera para los usuarios finales. En el ámbito de la investigación, se están desarrollando soluciones innovadoras orientadas específicamente hacia fibras SDM, las cuales prometen superar estas limitaciones, incrementando la eficiencia y rapidez de conmutación y ofreciendo nuevas perspectivas para el futuro de las redes ópticas.

Las demostraciones experimentales recientes han evidenciado un gran avance en la capacidad de transmisión mediante MCF, mostrando resultados tanto en enlaces de corta como de larga distancia. En el trabajo [5], se alcanzó un rendimiento de 10,66 Pbps sobre 13 km utilizando una fibra multicore de pocos modos (FM-MCF). En un estudio similar [6], realizaron una transmisión de 10,16 Pbps empleando igualmente una FM-MCF. En aplicaciones de mayor alcance, se ha demostrado la transmisión simultánea de hasta 120 canales de 100 Gbps mediante fibras de 4 núcleos a distancias de 2768, 4014 y 5350 km [7, 8]. Adicionalmente, el uso de MCFs de 7 núcleos permitió la transmisión de 201 canales de 100 Gbps por un enlace transatlántico de 7326 km [9], destacando el potencial de estas tecnologías para atender las demandas futuras en las redes de telecomunicaciones.

El dispositivo en estudio, un conmutador óptico desarrollado en el marco del proyecto Fondef ID22I10262, ha sido evaluado mediante diversas pruebas, incluyendo la implementación de algoritmos de control [10] y análisis de crosstalk y visibilidad [11, 12]. Sin embargo, su desempeño

enfrenta dos desafíos principales: el control mediante arreglos de lógica programable (FPGA) para realizar la conmutación de señales, y el retardo (delay) presente en cada uno de los caminos ópticos del dispositivo. La FPGA es un circuito integrado reconfigurable que permite implementar lógica digital personalizada, ofreciendo alta precisión y velocidad en la gestión del sistema. En este contexto, la FPGA es crucial, ya que monitorea la intensidad óptica en cada núcleo y ajusta dinámicamente la fase para compensar fluctuaciones indeseadas. Adicionalmente, el dispositivo utiliza un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) con el fin de optimizar continuamente la intensidad de la señal dirigida al núcleo de salida deseado.

Por otro lado, el desafío relacionado con el retraso se debe principalmente a las diferencias en la longitud de los caminos ópticos, lo que puede resultar en dispersión y ensanchamiento del pulso. Una medición exacta de las longitudes de las fibras es fundamental para evitar estos problemas, asegurando que los pulsos lleguen en el momento adecuado y se mantengan dentro de su ventana temporal. Esto es esencial para preservar una alta tasa de transmisión de datos y la integridad de la señal a través del conmutador óptico.

2. Estado del arte

En esta sección se presenta el estado del arte de las soluciones para la conmutación de señales en redes ópticas, dividido en dos partes: soluciones comerciales y desarrollos de investigación. Se discuten las tecnologías comerciales actuales, principalmente en redes SMF, y su capacidad límite. Además, se examinan las investigaciones sobre nuevas tecnologías compatibles con MCF y sistemas SDM, buscando mejorar la eficiencia y capacidad de conmutación.

En los últimos años, la capacidad de transmisión en fibras ópticas ha crecido exponencialmente (ver Fig. 2.1), gracias a tecnologías como la multiplexación por división de longitud de onda (WDM). Sin embargo, esta tecnología basada en SMF pronto enfrentará limitaciones ante el continuo crecimiento de la demanda de ancho de banda [13, 14].

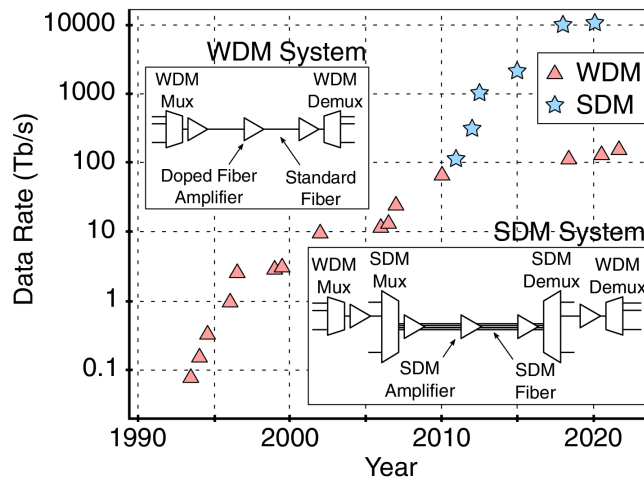


Fig. 2.1: Evolución de los registros de velocidad de datos de los sistemas WDM y de los sistemas SDM [3].

Ante esta problemática, la comunidad de investigación ha explorado nuevas fibras ópticas y tecnologías relacionadas para poder reemplazar las SMF. Una de estas tecnologías es la SDM, que permite la transmisión de datos individuales a través de múltiples rutas espaciales de un canal de fibra óptica común utilizando MCF [3].

En el trabajo [15] se explica claramente la diferencia entre la transmisión por SMF y por MCF. La fibra SMF permite la guía de luz en un único modo espacial mediante un índice de refracción específico y un núcleo diseñado para ese fin. En contraste, la MCF integra múltiples

núcleos independientes dentro de un mismo revestimiento, ofreciendo así un incremento en la capacidad proporcional al número de núcleos utilizados. Las redes ópticas futuras deberán operar con estas nuevas fibras para satisfacer el crecimiento proyectado del tráfico de datos. Específicamente, el uso de MCF en centros de datos podría mejorar la eficiencia espacial, reducir costos y simplificar el procesamiento digital de señales [16].

En los nodos de redes ópticas, el tráfico WDM-SDM de cada enlace de fibra entrante debe ser redirigido hacia enlaces salientes o entregado localmente a los receptores asociados al nodo. Normalmente, en estos nodos también se incorporan datos adicionales provenientes de clientes. Según [15], existen cuatro escenarios posibles de conmutación óptica según las fibras SDM usadas: conmutación independiente de modo espacial y canal de longitud de onda (granularidad espacio-longitud de onda); conmutación exclusiva de modos espaciales (granularidad espacial); conmutación exclusiva por longitud de onda (granularidad espectral); y conmutación híbrida con subgrupos de modos espaciales (granularidad híbrida espacio-espectral). Estas categorías determinan la forma en que se pueden gestionar y dirigir las señales ópticas a través de los distintos caminos disponibles.

Para abordar el desafío de conmutación de señales en fibras y redes ópticas, se han planteado múltiples soluciones tanto en la investigación como en el ámbito comercial. Las soluciones comerciales se centran principalmente en las redes ópticas convencionales que se despliegan en SMF.

2.1. Soluciones a nivel comercial

Una manera eficiente de realizar la conmutación espacial independiente de la longitud de onda en redes SMF es usando dispositivos conocidos como conmutador selectivo de longitud de onda (WSS), estos dispersan espacialmente el espectro de fibra de entrada para acceder al ancho de banda óptico de cada canal WDM y dirige el haz de cada canal de longitud de onda al puerto de salida deseado [4].

Una topología de red óptica que utiliza este dispositivo, es el multiplexor óptico de adición/extracción reconfigurable (ROADM), realizando programación y restauración automáticas a nivel de longitud de onda en la capa óptica sin convertir señales ópticas en electrónicas ahorrando costos en el transceptor y consumo de energía [17]. Otra tecnología novedosa que conmuta de forma óptica y que integra WSS, son los circuitos ópticos espaciales y planos (SPOC) [18].

La plataforma SPOC se puede dividir de dos tipos según su diseño, en el primero aprovecha

la óptica en espacio libre utilizando un componente llamada rejilla de guías de ondas en array (AWG) usados para descomponer el haz de luz en sus componentes espectrales para realizar la conmutación. En el segundo aprovecha la tecnología guía de onda como conexión entre fibras, empleando un lente especial para poder enfocar la luz. En ambas configuraciones, utilizan un componente llamado spatial beam transformer (SBT), encargado de agrupar y separar la luz en diferentes direcciones.

Otro dispositivo que se utiliza para la conmutación para tecnologías SMF, son los dispositivos micro electromechanical switch (MEMS), los cuales están basados en circuitos ópticos de espacio libre con espejos móviles que son capaces de dirigir la luz a un puerto de salida determinado. Recientemente, se han puesto a disposición y están en proceso de desarrollo varias tecnologías de conmutación basadas en MEMS. Estas tecnologías se destacan por su capacidad para conmutar señales óptica de manera eficiente y precisa. Entre ellas se encuentran los opto-mechanical switches, que manipulan señales ópticas mediante partes móviles, como fibras ópticas o guías de ondas, utilizando elementos ópticos como prismas o microespejos. Los thermo-optic switches, basados en el efecto termo-óptico, modifican el índice de refracción en respuesta a cambios de temperatura, logrando tiempos de conmutación en el rango de 2 a 30 μs .

También están los electro-optic switches, que aprovechan el efecto electroóptico para modificar propiedades ópticas del material, como el índice de refracción, en respuesta a un campo eléctrico, con tiempos de conmutación rápidos de aproximadamente 1 a 3 ns . Adicionalmente, se emplean los AWG mencionados anteriormente, los cuales se combinan con convertidores de longitud de onda sintonizables para demultiplexar y multiplexar señales ópticas, logrando tiempos de conmutación generalmente en el rango de pocos nanosegundos o menos. Por último, los liquid-crystal switches utilizan cristales líquidos nemáticos que cambian su orientación en presencia de un campo eléctrico para lograr la conmutación, con tiempos de conmutación que varían de milisegundos a 500 ms [19].

Los dispositivos mencionados anteriormente son para el uso comercial en fibras SMF, por lo tanto, no están enfocados para fibras SDM. Para adaptar estos dispositivos a fibras SDM se requieren múltiples conmutadores WSS por canal, tal como se detalla en el trabajo de [4]. Este enfoque implicaría multiplicar por M el número de WSS, lo cual está directamente relacionado con el aumento de capacidad. Esta necesidad de multiplicar componentes es una de las mayores desventajas para el diseño de sistemas de conmutación para SDM. Además, al utilizar óptica en el espacio libre, se suele tener en la mayoría de los casos una limitación en la velocidad de conmutación del orden de los milisegundos.

En un contexto diferente, se ha llevado a cabo un estudio enfocado en instrumentos capaces de conmutar señales ópticas, aunque por el momento no están habilitados para uso comercial y se centran principalmente en investigaciones. Sin embargo, presentan una ventaja considerable al poder implementarse en redes SDM.

2.2. Soluciones en estado de investigación

Uno de estos dispositivos son los basados en rejillas de período largo (LPG) [20]. Las LPG son estructuras con una característica periódica con un paso de rejilla de cientos de micrómetros. Cuando estas rejillas se encuentran en paralelo en una MCF, el modo guiado que viaja a través de un núcleo se puede acoplar al modo de revestimiento. Si las bandas de longitud de onda resonantes se superponen adecuadamente, las señales de un núcleo se pueden transferir hacia otros núcleos. Sin embargo, para lograr la conmutación, los núcleos de la MCF-LPG tienen que sufrir tensiones adicionales en diferentes direcciones y radios de curvatura.

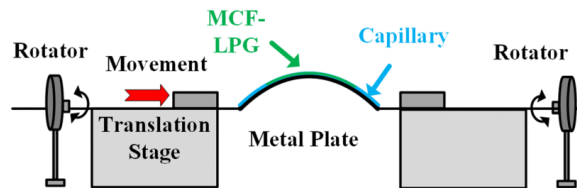


Fig. 2.2: Sistema de curvado direccional para MCF-LPG [20].

Este enfoque, ha demostrado tasas de transmisión de hasta 1.344 Tb/s , utilizando seis longitudes de onda WDM con una separación de canales de 100 GHz . Una ventaja de este dispositivo es que no utiliza óptica libre, sino que aprovecha las guías de fibras existentes para su funcionamiento. Además, presenta una alta relación de extinción de 39 dB . No obstante, una de sus desventajas es la velocidad de conmutación lenta.

Otra tecnología de investigación capaz de conmutar a nivel óptico, pero utilizando óptica en el espacio libre, son los beam steering mencionados en el estudio [16]. Estos sistemas integran directamente MCF evitando la necesidad de componentes de multiplexación/demultiplexación SDM. Esta eliminación de componentes conlleva una notable reducción de la complejidad del conmutador, además de las pérdidas de los dispositivos de entrada/salida. El diseño consta de una configuración de lente telocéntrica creada con un espejo y un conjunto de microlentes. Adicionalmente, se incorporan colimadores al final de cada MCF, los cuales son controlados a través de actuadores piezoeléctricos individuales. Estos actuadores permiten alterar el ángulo

de inclinación de los colimadores, logrando así la conmutación de señales, presentando tiempos de conmutación del orden de los milisegundos. En el estudio [21], se ha demostrado de forma experimental el primer conmutador óptico beam steering que integra directamente MCFs. Los resultados preliminares en un conmutador de 3 puertos con MCFs de 4 núcleos han indicado pérdidas de núcleo a núcleo por debajo de los 2.2 dB y niveles de crosstalk inferiores a -34 dB para todas las conexiones.

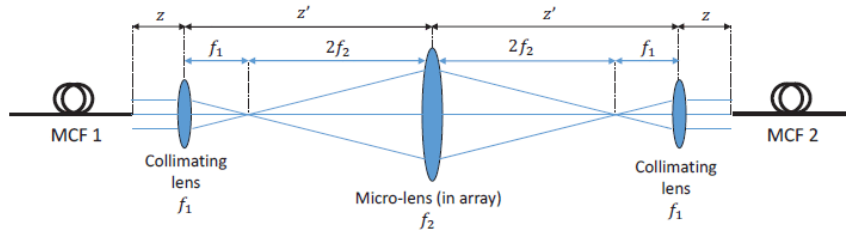


Fig. 2.3: Configuración telecéntrica de la óptica del conmutador [21].

Una desventaja de este dispositivo es que está compuesto por espejos y colimadores, lo que lo hace menos práctico debido a la posibilidad de desalinearse fácilmente a causa de vibraciones. Esto puede afectar negativamente su rendimiento y estabilidad, requiriendo ajustes frecuentes para mantener su funcionamiento óptimo. Además, presenta una velocidad de conmutación del orden de los milisegundos.

En el trabajo de Chisato Fukai et.al [22], se propone un conmutador capaz de realizar la conmutación mediante la rotación de una MCF utilizando motores (ver Fig. 2.4). Este dispositivo consta de una fibra multinúcleo colocada en una férula cilíndrica en contacto con una SMF. La disposición es tal que los núcleos de la fibra multinúcleo coinciden con la circunferencia en la que se encuentran los núcleos de la fibra monomodo. La conmutación de las señales ópticas se logra al girar la férula mediante un motor. Este movimiento de rotación permite alinear los núcleos de la MCF con los de la SMF, posibilitando la conmutación.

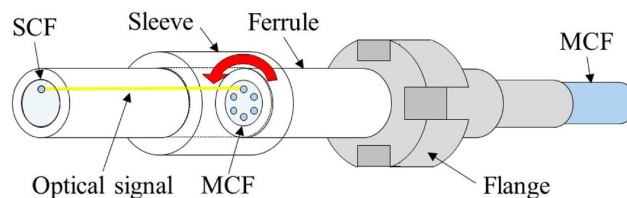


Fig. 2.4: Disposición básica del interruptor óptico giratorio MCF [22].

Los resultados experimentales mostraron que al variar el núcleo de transmisión, la pérdida de conexión osciló entre 0.39 dB y 1.30 dB, lo que indica una baja atenuación en el proceso de

conmutación. Además, el dispositivo presentó un nivel de crosstalk inferior a -60 dB, lo cual es destacable frente a otras tecnologías. Sin embargo, se observó que la velocidad de conmutación es lenta, dado que el sistema depende del movimiento mecánico de rotación de la férula.

El estado del arte muestra que existen soluciones comerciales eficientes para la conmutación en redes ópticas, pero aún no son aplicables directamente a sistemas SDM, ya que suelen utilizar óptica de espacio libre con espejos controlados electrónicamente y presentan velocidades limitadas del orden de milisegundos. Por otro lado, en investigación se están desarrollando tecnologías compatibles con fibras SDM como las rejillas LPG, que utilizan la fibra misma para realizar la conmutación, aunque presentan desafíos como la necesidad de mecanismos externos para aplicar tensión. Este documento aporta una base bibliográfica inicial para futuras investigaciones en conmutación óptica aplicable a redes de telecomunicaciones.

3. Hipótesis, objetivos y metodología

3.1. Hipótesis

La configuración del dispositivo utilizando multicore beam splitter (MCF-BS) y una configuración de un interferómetro Mach-Zehnder (MZI) puede ser utilizado para conmutar señales de telecomunicaciones a altas velocidades en fibras multinúcleo. Los parámetros como la velocidad y la relación señal a ruido óptica (OSNR) de las señales influirán en las propiedades del interferómetro óptico, afectando la visibilidad y la estabilización del control para realizar la conmutación.

3.2. Objetivos

3.2.1. Objetivo general

Implementar y evaluar experimentalmente el desempeño de un interferómetro óptico 4x4 para la conmutación de señales en fibras multinúcleos. La evaluación se centrará en la influencia de factores como la visibilidad, la tasa de error de bit (BER) y el OSNR en la calidad de las señales recibidas.

3.2.2. Objetivos específicos

1. Implementar experimentalmente un conmutador óptico 4x4 que utilice la interferencia de múltiples señales para la conmutación y determinar la longitud de cada trayectoria utilizando la técnica de tiempo de vuelo con un fotodiodo de avalancha.
2. Realizar una evaluación del dispositivo mediante el análisis de métricas de desempeño, incluyendo la visibilidad interferométrica, el crosstalk y rise time.
3. Identificar la penalidad del BER asociado con cada tasa de transmisión al ser procesada por el interferómetro óptico.
4. Evaluar la visibilidad y el OSNR en el funcionamiento del conmutador óptico utilizando transceiver, para transmisiones a velocidades de 1, 10, 100, y 200 Gbps.

3.3. Metodología

3.3.1. Implementar experimentalmente un conmutador óptico 4x4 que utilice la interferencia de múltiples señales para la conmutación y determinar la longitud de cada trayectoria utilizando la técnica de tiempo de vuelo con un fotodiodo de avalancha

El Tiempo de Vuelo (TOF) es esencial para cumplir nuestro objetivo de medir las longitudes de cada uno de los caminos del interferómetro a desarrollar. Este método utiliza pulsos de luz modulados de baja intensidad, cuya periodicidad está determinada por la frecuencia de modulación [23]. Si comparamos el pulso original con el pulso que se está propagando por la fibra, notamos una diferencia en su fase. Esta diferencia de fase nos indica cuánto tiempo tardó el pulso en viajar por la fibra, permitiéndonos así determinar la longitud total de la misma. La ecuación de tiempo de vuelo se define como:

$$L_F = \frac{c_0 \tau_F}{n} \quad , \quad (3.1)$$

donde L_F es el largo de la fibra óptica, c_0 es la velocidad de la luz en el vacío, τ_F es retardo de tiempo en la fibra e n índice de refracción de la fibra óptica.

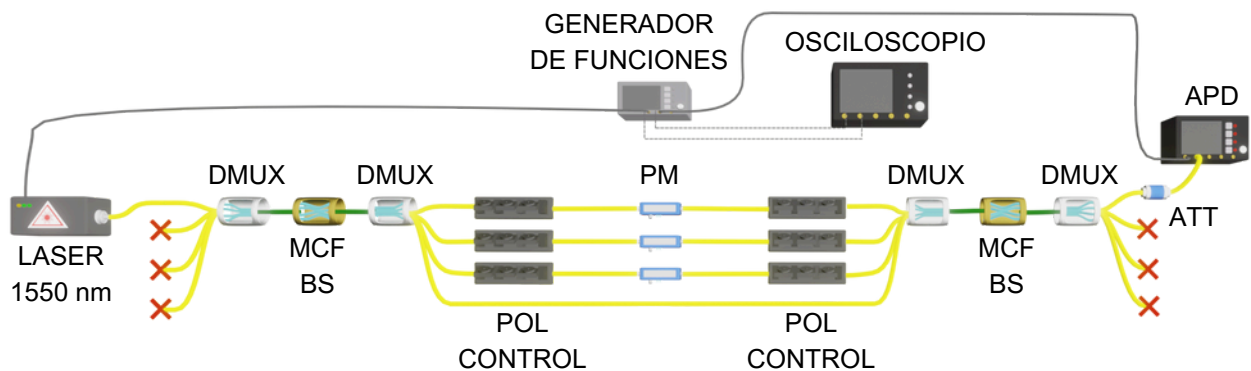


Fig. 3.1: Esquema medición largos de fibras.

La medición precisa de los largos de las fibras ópticas es vital en los interferómetros ópticos, donde la coherencia de fase entre ondas de luz es esencial. Longitudes desiguales pueden desalinizar las fases de las señales, afectando el patrón de interferencia y reduciendo la calidad de la señal. Además, en la transmisión de información mediante pulsos ópticos cortos, una medición exacta de las longitudes de las fibras es crucial para evitar la dispersión y el ensanchamiento del pulso, asegurando que los pulsos lleguen en el tiempo correcto y se mantengan dentro de su

ventana temporal, lo cual es esencial para mantener una alta tasa de transmisión de datos.

En la Fig. 3.1, se presenta el Setup propuesto para la medición del largo de la fibra para cada uno de los caminos, en donde el funcionamiento es el siguiente:

El generador de funciones está pulsando a través de la señal TTL a un láser que emite pulsos de 30 ps en un amplio segmento del espectro electromagnético [24]. Para llevar a cabo la medición precisa de las longitudes de los caminos es necesario desconectar los caminos y mantener solo conectado el que se desea medir. El ID210 es un fotodetector que utiliza un diodo del tipo avalancha (APD), el cual sirve para detectar fotones. El modo que se utilizó para el conteo de fotones es del tipo external gating, en donde el diodo se activa y desactiva a intervalos regulares y controlados. Cuando se detecta un fotón dentro del intervalo en donde la “ventana” está abierta, el dispositivo registra el evento, incrementa el contador y emite una señal indicando que se está detectando el pulso enviado a través del camino a medir.

Por lo tanto, un pulso similar al del TTL se envía directamente al APD, el objetivo es alinear este pulso con el canto positivo del pulso que ha viajado a través del camino. El momento en que se detecta el máximo en la señal del fotodetector, es decir, cuando el canto positivo del pulso que viaja a través de la fibra coincide con el pulso enviado al APD, indica que ambos pulsos están sincronizados. Conociendo el delay exacto en ese punto de coincidencia se puede utilizar la ecuación 3.1 para determinar la longitud de la fibra.

3.3.2. Realizar una evaluación del dispositivo mediante el análisis de métricas de desempeño, incluyendo la visibilidad interferométrica, el crosstalk y rise time

3.3.2.1. Visibilidad interferométrica

La visibilidad interferométrica es una cantidad física que entrega información sobre el nivel de interferencia presente al superponer dos ondas [25]. Se define de la siguiente forma:

$$Visibilidad = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}, \quad (3.2)$$

donde I_{\max} representa la máxima intensidad (ondas interfieren constructivamente) y I_{\min} la mínima (ondas interfieren destructivamente). El valor de visibilidad toma valores de 0 a 1. Cuando el valor es igual 1 la interferencia es máxima, ambas ondas que se encuentran superpuestas poseen la misma amplitud y polarización. Por otro lado, cuando el valor es 0 indica que

las ondas no están interfiriendo.

La interferencia constructiva máxima junto con la interferencia destructiva mínima dan lugar a la visibilidad óptima en un interferómetro. La calibración se inicia con el ajuste de los polarizadores situados a la derecha de la Fig. 3.2, para igualar las intensidades de cada camino con respecto a la de referencia (camino 1). Posteriormente, para optimizar la interferencia, se ajustan los polarizadores del lado izquierdo, buscando desplazar las señales hacia el punto más próximo a cero. Este delicado equilibrio se alcanza mediante el software que gestiona la FPGA, asistido por un osciloscopio de marca tektronix modelo MDO34 con un ancho de banda de 350 MHz [26].

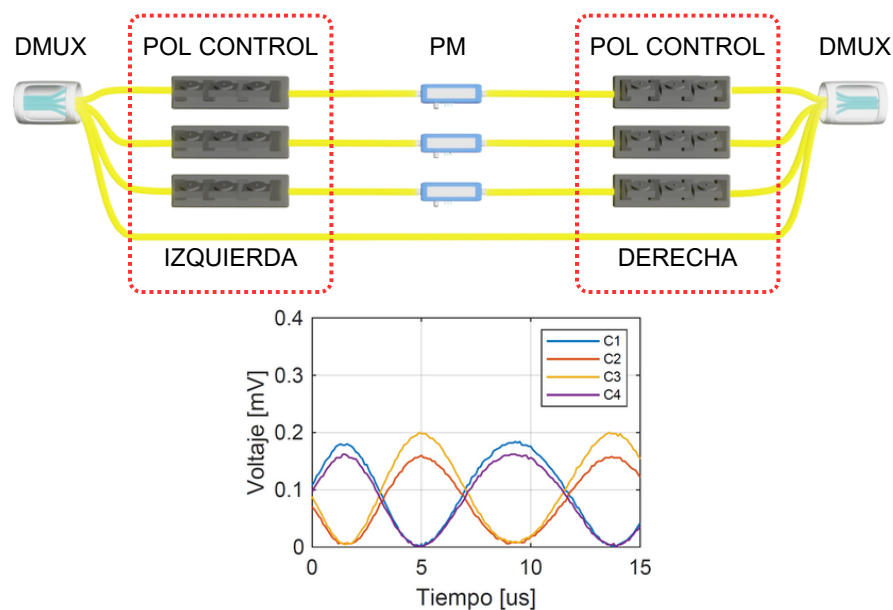


Fig. 3.2: Ejemplo medición visibilidad interferométrica.

Utilizando MATLAB[®] y basándonos en la ecuación 3.2 presentada anteriormente, se calcula la visibilidad de cada camino dentro del interferómetro. Para la transmisión, se emplearán transceiver SFP+ comerciales para tasas de 1 y 10 Gbps, mientras que para señales de mayor velocidad, se recurrirá a transceiver coherentes capaces de transmitir entre 100 y 200 Gbps [27], utilizando formatos de modulación como 8QAM, 16QAM y QPSK. El resultado final se presenta en un gráfico que correlaciona directamente la visibilidad (eje Y) con la tasa de transmisión (eje X), demostrando claramente cómo nuestra calibración mejora el rendimiento en transmisiones de alta velocidad.

3.3.2.2. Crosstalk

Las fibras con que se construyó este conmutador son las MCF, al trabajar con este tipo de fibra aparece un concepto llamado crosstalk. Este fenómeno es que una parte de la potencia óptica que viaja por un núcleo se acopla con los núcleos vecinos durante la propagación [28], definiéndose como:

$$XT_{j,k} = 10 \log \left(\frac{P_j}{P_k} \right) \text{ [dB]}, \quad (3.3)$$

donde $XT_{j,k}$ representa la potencia acoplada desde el núcleo j al núcleo k en consideración.

Para lograr la medición de este parámetro, se debe realizar el ajuste de visibilidad y realizar el control máximo sobre las señales; se activa la modulación de la señal a través del software. Esta fase implica el envío de pulsos de voltaje que ajustan progresivamente la fase de un camino desde 0 a 2π , logrando que en ciertos momentos la intensidad óptica del camino alcance su punto máximo y, por ende, el resto sea mínimo. A continuación, se calcula el crosstalk de esa zona, definido como el valor donde la intensidad óptica es máxima. El brazo con la máxima potencia en un momento dado corresponde a la potencia P_k , y las otras componentes P_j representan señales que interfieren con P_k durante el período de modulación. Este método se lleva a cabo midiendo en distintos intervalos de tiempo para cada camino, optimizando su señal al máximo mientras se minimiza la de los demás.

3.3.2.3. Rise time

Según el estándar definido por la IEEE, el tiempo de transición t_d , se describe como la diferencia entre dos instantes de nivel de referencia de la misma transición, estos niveles de referencia corresponden al 10 % y al 90 % de la señal [29]. Realizaremos el análisis del tiempo de subida procesando la señal modulada del dispositivo. Para esto, utilizamos herramientas de MATLAB diseñadas específicamente para identificar los niveles de 10 % y 90 % de la señal. Este método nos permite determinar con precisión los puntos de referencia clave para medir el tiempo de subida. Para garantizar la precisión de esta medición es necesario llevar a cabo los procesos de calibración en visibilidad, y activar en el software la opción de modulación de la señal, posterior a esto se realiza una adquisición de datos provenientes del osciloscopio para procesar nuestros datos. En esta parte se realiza la medición de subida del pulso en uno de los núcleos de interés, con respecto al 10 % y 90 % de dicha señal modulada.

3.3.3. Identificar la penalidad del BER asociado con cada tasa de transmisión al ser procesada por el interferómetro óptico

En la práctica, existen varias formas de medir la tasa de ocurrencia de errores en un flujo de datos digitales. Un enfoque sencillo consiste en dividir el número N_e de errores ocurridos durante un cierto intervalo de tiempo t por N_t de pulsos (unos y ceros) transmitidos durante este intervalo. Esto se denomina la tasa de errores o tasa de error de bit, comúnmente abreviada como BER. Por lo tanto, por definición,

$$BER = \frac{N_e}{N_t} = \frac{N_e}{Bt}, \quad (3.4)$$

donde N_e es el número de errores, N_t es el número total de pulsos transmitidos, B es la tasa de bits y t es el tiempo. La tasa de bits B se define como $B = \frac{1}{T_b}$, donde T_b es el tiempo de bit, es decir, la tasa de transmisión de pulsos. La tasa de error se expresa mediante un número, como 10^{-9} , lo que indica que en promedio, ocurre un error por cada mil millones de pulsos enviados. Las tasas de error típicas para sistemas de telecomunicaciones de fibra óptica varían de 10^{-9} a 10^{-12} . Esta tasa de error depende de la relación señal-ruido en el receptor, la cual es la relación entre la potencia de la señal y la potencia del ruido. Los requisitos de tasa de error del sistema y los niveles de ruido del receptor establecen un límite inferior en el nivel de potencia de la señal óptica que se requiere en el fotodetector [30].

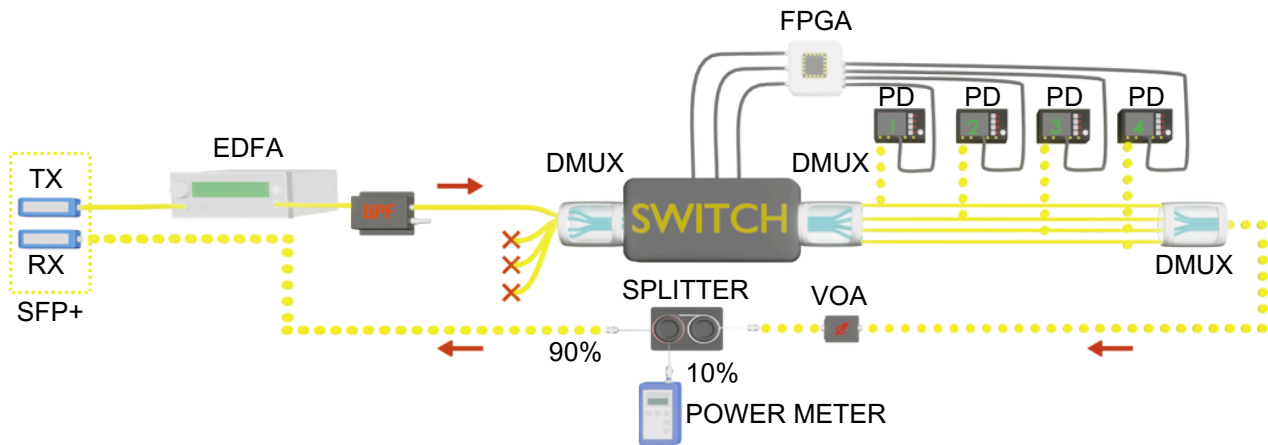


Fig. 3.3: Set-up para la medición del BER.

Para la caracterización del BER, se empleó una segunda FPGA, que permitió propagar señales ópticas a velocidades de 1 y 10 Gbps mediante el uso de transceiver comercial de factor pequeño enchufable (SFP+). La señal emitida por estos dispositivos requerirá amplificación, lograda a través de un amplificador de fibra dopada con erbio (EDFA), seguido de un filtro paso

banda (BPF) para eliminar el ruido de emisión amplificado fuera de banda, como se muestra en la Fig. 3.3.

Esto asegura que la señal tenga la potencia óptica adecuada antes de ingresar al conmutador a través de un desmulti-plexor comercial MCF-SMF (DMUX). Posteriormente, se ajusta la intensidad de la señal mediante un atenuador óptico variable, y un divisor de potencia se utiliza para el monitoreo constante, enviando el 90 % de la señal hacia el detector y el 10 % al medidor de potencia. El análisis de la tasa de bits erróneos en función de la atenuación de la señal tendrá como resultado una caracterización del parámetro BER para los distintos caminos presentados en el dispositivo. Es importante destacar que, para las mediciones a velocidades superiores, específicamente las de 100 y 200 Gbps, se emplearán transceiver coherentes.

3.3.4. Evaluar la visibilidad y el OSNR en el funcionamiento del conmutador óptico utilizando transceiver, para transmisiones a velocidades de 1, 10, 100, y 200 Gbps

Para la medición del OSNR utilizamos el nuevo estándar IEC 61282-12 definido por la international electrotechnical commission [31], en el cual define la relación señal-ruido óptica en banda espectralmente integrada OSNR como la “relación espectralmente integrada entre la densidad de potencia espectral promediada en el tiempo de una señal y la densidad de potencia espectral de la emisión espontánea amplificada (ASE), normalizado a un ancho de banda de referencia elegido. El OSNR espectralmente integrado en banda, se calcula como:

$$OSNR_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} s(\lambda) d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \rho(\lambda) d\lambda} \right), \quad (3.5)$$

donde, $s(\lambda)$ es la densidad de potencia espectral promedio en el tiempo de la señal, sin incluir ASE, en W/nm, $\rho(\lambda)$ es la densidad de potencia espectral de la ASE, independiente de la polarización, en W/nm. El rango de integración en nm de λ_1 a λ_2 se elige para incluir el espectro total de la señal [32]. Para la medición del OSNR, se siguió el montaje experimental descrito en la Fig.3.4. Nuestro objetivo es determinar las visibilidades de cada camino del conmutador en relación con el OSNR, para esto utilizaremos un láser de 1550 nm y transceiver a distintas velocidades, cuyas potencias ópticas es ajustada por un atenuador variable óptico (VOA). Esta señal se divide a través de un splitter, añadiéndosele posteriormente ruido mediante el uso de un EDFA. La señal resultante se filtra utilizando un BPF, que podría reubicarse en distintas posiciones del sistema para optimizar la calidad de la señal durante el experimento, y luego se amplifica nuevamente con el segundo EDFA. Una parte de esta señal filtrada y amplificada se somete a análisis con un Analizador de Espectro Óptico (OSA) para determinar el OSNR, mien-

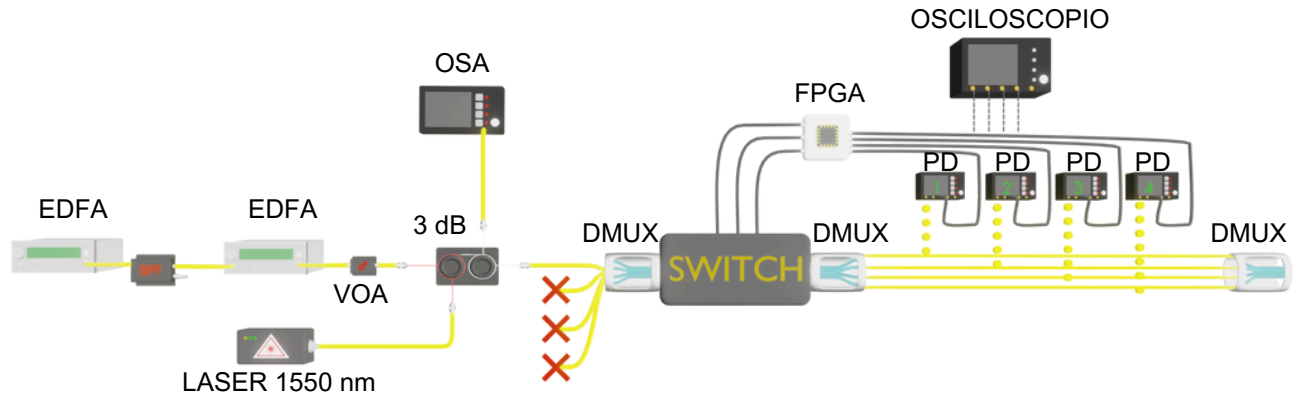


Fig. 3.4: Set-up medición OSNR.

tras que el resto se introduce al conmutador óptico. Al finalizar el recorrido por el conmutador, se calcula la visibilidad de las señales en cada camino, relacionándolas con las mediciones de OSNR para construir un gráfico que muestre dicha relación entre estos dos parámetros. En el desarrollo de este objetivo buscamos comprender cómo la adición de ruido afecta la visibilidad de las señales en nuestro dispositivo, esencial para evaluar la calidad de la transmisión de señales ópticas. La recolección de datos de visibilidad se realizó a través de un osciloscopio Tektronix MDO24, y el procesamiento de estos datos se efectúa en MATLAB®.

4. Marco teórico

4.1. Introducción a la naturaleza de la luz

En épocas pasadas, la naturaleza de la luz ha fascinado a científicos y filósofos por igual. Mientras que las primeras teorías apuntaban que la luz se comportaba como un flujo de partículas, fue el surgimiento de la teoría ondulatoria la que trajo consigo un entendimiento más profundo. En el siglo XIX, dos figuras destacaron en la historia de la naturaleza de la luz; Thomas Young, con su experimento de la doble rendija, y Augustin Fresnel, el cual contribuyó sobre las ideas de interferencia y difracción de la luz.

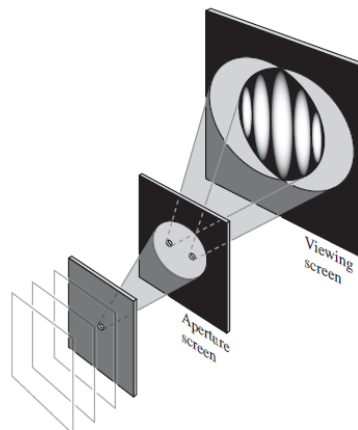


Fig. 4.1: Experimento doble rendija [33].

El experimento de la doble rendija consistía en hacer pasar un rayo de luz a través de dos rendijas estrechas y observar el patrón resultante en una pantalla detrás de ellas (ver Fig.4.1). Si la luz se comportara como partículas, se esperaría ver dos bandas de luz alineadas con las rendijas. Sin embargo, lo que Young observó fue un patrón de franjas brillantes y oscuras alternadas, conocido como un patrón de interferencia. Este resultado solo podía explicarse si la luz se comportaba como una onda, con las franjas brillantes representando interferencia constructiva y las franjas oscuras representando interferencia destructiva. Este experimento no solo demostró la naturaleza ondulatoria de la luz, sino que introdujo el concepto de interferencia, que sería fundamental para el desarrollo de la óptica [33].

4.1.1. Interferencia

Cuando dos o más ondas ópticas están presentes simultáneamente en la misma región de espacio y tiempo, la función de onda total es la suma de las funciones de onda individuales. Este principio básico de superposición se deriva de la linealidad de la ecuación de onda.

Cuando se superponen dos ondas monocromáticas con amplitudes complejas $U_1(r)$ y $U_2(r)$, el resultado es una onda monocromática de la misma frecuencia que tiene una amplitud compleja:

$$U(r) = U_1(r) + U_2(r) \quad (4.1)$$

Las intensidades de las ondas constituyentes son $I_1 = |U_1|^2$ e $I_2 = |U_2|^2$, mientras que la intensidad de la onda total es:

$$I = |U|^2 = |U_1 + U_2|^2 = |U_1|^2 + |U_2|^2 + U_1^*U_2 + U_1U_2^* \quad (4.2)$$

Sustituyendo:

$$U_1 = \sqrt{I_1} \exp(j\varphi_1) \quad \text{y} \quad U_2 = \sqrt{I_2} \exp(j\varphi_2), \quad (4.3)$$

en la ecuación 4.2, donde φ_1 y φ_2 son las fases de las dos ondas, obtenemos:

$$I = I_1 + I_2 + 2\sqrt{I_1I_2} \cos \varphi, \quad (4.4)$$

obtenemos la ecuación de la Interferencia, con:

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (4.5)$$

Por lo tanto, está claro que la intensidad de la suma de las dos ondas no es la suma de sus intensidades, hay un término adicional, atribuido a la interferencia entre las dos ondas, presente en la ecuación 4.4. Este término puede ser positivo o negativo, correspondiendo a interferencia constructiva o destructiva, respectivamente. Si $I_1 = I_2 = I_0$, por ejemplo, entonces la ecuación 4.4 da como resultado $I = 2I_0(1 + \cos \varphi) = 4I_0 \cos^2(\varphi/2)$, de modo que para $\varphi = 0$, $I = 4I_0$ (es decir, la intensidad total es cuatro veces la intensidad de cada una de las ondas superpuestas). Por otro lado, para $\varphi = \pi$, las ondas superpuestas se cancelan entre sí y la intensidad total $I = 0$. La cancelación completa de la intensidad en una región del espacio generalmente no es posible a menos que las intensidades de las ondas superpuestas sean iguales. Cuando $\varphi = \pi/2$ o $\varphi = 3\pi/2$, el término de interferencia desaparece y $I = 2I_0$; para estas relaciones de fase especiales, la intensidad total es la suma de las intensidades constituyentes.

La visibilidad interferométrica es la cantidad física que nos entrega información acerca del nivel de interferencia entre las ondas superpuestas, y se define como el contraste entre las

intensidades máximas y mínimas de la interferencia. Esta medida, descrita en la sección de Metodología, nos permite cuantificar el grado de coherencia entre las ondas superpuestas.

La fuerte dependencia de la intensidad I en la diferencia de fase φ nos permite medir diferencias de fase detectando la intensidad de la luz. La interferencia va acompañada de una redistribución espacial de la intensidad óptica sin violar la conservación de la potencia. Por ejemplo, las dos ondas pueden tener intensidades uniformes I_1 e I_2 en un plano particular, pero como resultado de una diferencia de fase dependiente de la posición φ , la intensidad total puede ser menor que $I_1 + I_2$ en algunas posiciones y mayor en otras, conservando la potencia total (integral de la intensidad)[34].

4.1.2. Longitud de coherencia

La longitud de coherencia se define como la distancia que una onda electromagnética puede recorrer desde una fuente coherente hasta un punto en el espacio donde aún conserva un cierto grado de coherencia. Una fuente de luz ideal emitiría una única frecuencia exacta, pero en la realidad, todas las fuentes presentan una incertidumbre en su emisión, lo que genera un ancho espectral. El concepto de coherencia establece los límites en los cuales una fuente de luz real puede aproximarse al comportamiento ideal de una fuente coherente.

En sistemas de transmisión a larga distancia, la longitud de coherencia puede verse afectada por factores de propagación como la dispersión, el scattering y la difracción. Cuando la diferencia en los caminos ópticos es del mismo orden, o mayor que la longitud de coherencia, los efectos de interferencia dejan de ser observables [35].

En el contexto de las comunicaciones ópticas, la longitud de coherencia se expresa como:

$$l = \frac{\lambda^2}{n\Delta\lambda}, \quad (4.6)$$

donde λ es la longitud de onda central de la fuente, n el índice de refracción del medio, y $\Delta\lambda$ es el ancho espectral de la fuente.

4.1.3. Interferómetro Mach-Zehnder

El interferómetro Mach-Zehnder fue inventado por dos físicos austriacos, Ludwig Mach y Ludwig Zehnder, a fines del siglo XIX. Ambos científicos trabajaron de manera independiente y luego sus trabajos se complementaron para dar lugar al interferómetro que lleva sus nombres. Este dispositivo ha demostrado ser una herramienta esencial en el estudio de la interferencia de la

luz y ha tenido un impacto significativo en una variedad de áreas científicas y tecnológicas, tales como; medir la temperatura, presión, sismología, vibración, salinidad del agua y aplicaciones de biodetección [36].

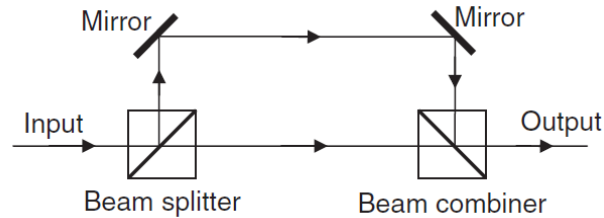


Fig. 4.2: Configuración básica de un interferómetro Mach-Zehnder [37].

La configuración básica de un MZI se muestra en la Fig. 4.2, que consta de dos divisores de haz ópticos (combinadores) y dos espejos para alterar la dirección de los haces. El divisor de haz divide la señal óptica entrante en dos partes iguales. Después de viajar a través de dos brazos separados, estos dos haces se recombinan en el combinador de haz. La naturaleza de la interferencia de los haces en el combinador depende, en gran medida, de la longitud de coherencia de la señal óptica, la que discutida anteriormente. Si la diferencia en la longitud de los caminos entre estos dos brazos es más corta que la longitud de coherencia de la señal óptica, los dos haces interferirán entre sí en el combinador. Si los dos haces están en fase en el combinador, la potencia óptica de salida es igual a la potencia de entrada; de lo contrario, si están en antifase, la potencia óptica de salida es igual a cero [37].

4.2. Fibras multimodo

Las fibras multimodo se usaron por primera vez para óptica no lineal durante la década de 1970 porque la mayoría de las fibras ópticas disponibles en ese momento admitían múltiples modos. La situación cambió en la década de 1980, cuando las fibras monomodo se comercializaron para sus aplicaciones en telecomunicaciones. El interés en las fibras multimodo resurgió después de 2005, motivado en parte por su uso en la multiplexación por división espacial en sistemas de comunicación óptica. Como un subproducto de este interés, los efectos no lineales en las fibras multimodo se han estudiado extensamente desde 2010.

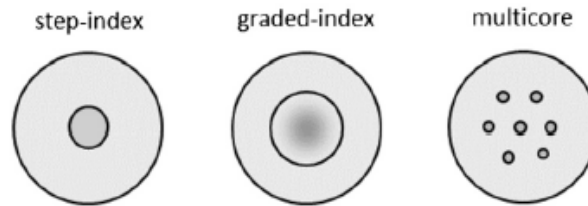


Fig. 4.3: Secciones transversales esquemáticas de tres tipos de fibras multimodo. En cada caso, una zona más oscura representa la región del núcleo con un índice de refracción más alto [38].

Las fibras multimodo convencionales se pueden dividir en tres clases: fibras de índice escalonado, fibras de índice gradual y fibras multicore; se muestra un ejemplo de cada tipo en la Fig. 4.3. Las fibras de índice escalonado contienen un núcleo interno cilíndrico de índice de refracción constante n_1 que está rodeado por un revestimiento de índice de refracción constante n_c tal que $n_c < n_1$. Las fibras de índice gradual tienen un diseño similar, pero el índice de refracción dentro de sus núcleos no es uniforme y disminuye radialmente desde n_1 hasta n_c de una manera prescrita. Las fibras multicore, como su nombre lo indica, contienen múltiples núcleos relativamente estrechos dentro del mismo revestimiento.

4.2.1. Fibras multicore

Los núcleos de una fibra multicore están a menudo diseñados para soportar un solo modo. Si los núcleos están relativamente separados, sus modos individuales se superponen de manera despreciable, y la fibra multicore se comporta como un conjunto de fibras monomodo. Sin embargo, la superposición de los modos no es despreciable si los núcleos están cercanos entre sí. Se pueden encontrar los modos de toda la estructura resolviendo la ecuación de Helmholtz:

$$\nabla^2 E(x, y) + k_0^2 n^2(x, y) E(x, y) = 0, \quad (4.7)$$

donde k_0 es el número de onda en el vacío ($k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío), $n(x, y)$ es el índice de refracción de la fibra, que depende de las coordenadas espaciales x y y . Esta ecuación se puede ajustar de manera numéricamente tal que $n(x, y) = n_1$ en las regiones del núcleo y se convierte en n_c en las regiones de revestimiento. Dichos modos se denominan supermodos, y su número es igual al número de núcleos monomodo dentro de una fibra multicore.

Una técnica analítica aproximada utiliza la teoría de modos acoplados, que se usa extensamente para acopladores de fibra que constituyen un ejemplo de una fibra de dos núcleos. En este enfoque, los supermodos resultan de una combinación lineal de los modos soportados por núcleos individuales aislados. Al centrarse en los supermodos polarizados en x de una fibra de

N núcleos, el campo eléctrico tiene la forma:

$$E_x(x, y, z) = \sum_{m=1}^N C_m(z) F_m(x, y) e^{i\beta z}, \quad (4.8)$$

donde $F_m(x, y)$ es el perfil modal del núcleo m , β es la constante de propagación del supermodo y $C_m(z)$ es la amplitud que evoluciona con z debido al acoplamiento de modos.

Sustituyendo la forma anterior en la ecuación 4.7 y siguiendo un procedimiento estándar, se obtiene un conjunto de N ecuaciones de modos acoplados:

$$\frac{dC_m}{dz} = i(\beta_{nm} - \beta)C_m + \sum_{n \neq m} \kappa_{nm} C_n, \quad (4.9)$$

donde $m = 1, 2, \dots, N$ y el coeficiente de acoplamiento κ_{nm} se define como:

$$\kappa_{nm} = \frac{k_0^2}{2\beta} \iint [n^2(x, y) - n_c^2(x, y)] F_n^*(x, y) F_m(x, y) dx dy. \quad (4.10)$$

Aquí, $n_c(x, y)$ es la distribución del índice de refracción cuando solo se considera el núcleo m aislado, y β_{nm} es la constante de propagación modal correspondiente. Los perfiles modales $F_n(x, y)$ se asumen normalizados tales que:

$$\iint |F_n(x, y)|^2 dx dy = 1. \quad (4.11)$$

La ecuación 4.9 muestra que C_m no es constante cuando los modos están acoplados en un núcleo multicore. Su solución para una fibra de dos núcleos revela que la potencia se transfiere de un núcleo a otro en un proceso periódico, una característica que se utiliza para diseñar acopladores direccionales de fibra. Para un supermodo, C_m no debería variar con z . Configurando $\frac{dC_m}{dz} = 0$, obtenemos una matriz acoplada, $MC = 0$, donde C es un vector columna que contiene C_1, C_2, \dots, C_N , y M es una matriz $N \times N$. Una solución no trivial existe cuando el determinante de M es cero. Esta condición se utiliza para encontrar las constantes de propagación β para todos los supermodos.

En general, β depende de las formas, tamaños y ubicaciones geométricas de los núcleos y requiere un enfoque numérico. Se puede obtener una solución analítica cuando los núcleos están alineados, espaciados equidistantemente y dispuestos en un círculo tal que cada núcleo se acople solo con sus dos vecinos más cercanos. En este caso, β_m se convierte en una matriz tridiagonal simétrica, y se obtiene la siguiente solución:

$$\beta^{(n)} = \beta + 2\kappa \cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{N}\right), \quad C_m = N^{-1/2} \exp\left[\frac{2\pi i(m-1)(n-1)}{N}\right], \quad (4.12)$$

donde $\beta^{(n)}$ es la constante de propagación del n -ésimo supermodo y β_c es su valor para cada núcleo aislado [38].

4.3. Funcionamiento del dispositivo

Es posible implementar un interferómetro MCF utilizando una arquitectura de múltiples trayectorias basada en Mach-Zehnder (MZ). Para ello, empleamos una topología MZ de cuatro trayectorias, construida con dos divisores de haz MCF de cuatro núcleos [39], de tal manera que el primero divide una señal entrante y el segundo recombina la señal al final del interferómetro. El funcionamiento de un interferómetro de cuatro trayectorias basado en MCF-BS se puede describir utilizando óptica matricial:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{pmatrix} = M_{BS_{4 \times 4}} \cdot M_\theta \cdot M_{BS_{4 \times 4}} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix}, \quad (4.13)$$

donde y_i y x_i son los campos ópticos de salida y entrada del MZ para el i^{th} núcleo respectivamente, $M_{BS_{4 \times 4}}$ es una matriz unitaria característica de un MCF-BS de cuatro trayectorias [39], mientras que M_θ es una matriz unitaria, característica del desplazamiento de fase en los cuatro caminos ópticos dados por:

$$M_\theta = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4} \end{pmatrix}. \quad (4.14)$$

Aquí, θ_i corresponde a la fase que experimenta la señal al propagarse por el camino i^{th} . En general, θ_i se puede reescribir para considerar la fluctuación de fase que surge de fuentes externas $\theta_{n,i}$ y una fase de control aplicada por un modulador de fase $\theta_{PM,i}$, lo que produce $\theta_i = \theta_{n,i} + \theta_{PM,i}$. En la ecuación (4.14), se supone que la pérdida de inserción y los cambios de polarización en cada ruta son iguales.

Un aspecto importante es que la potencia óptica en la salida de cada núcleo depende de la diferencia de fase relativa entre cada ruta del interferómetro. Teniendo en cuenta que, si las fluctuaciones de fase de cada ruta $\theta_{n,i}$ se estabilizan, la potencia en la salida del MCF-BS se

puede determinar mediante un conjunto de fases aplicadas a cada ruta utilizando moduladores de fase $\theta_{PM,i}$.

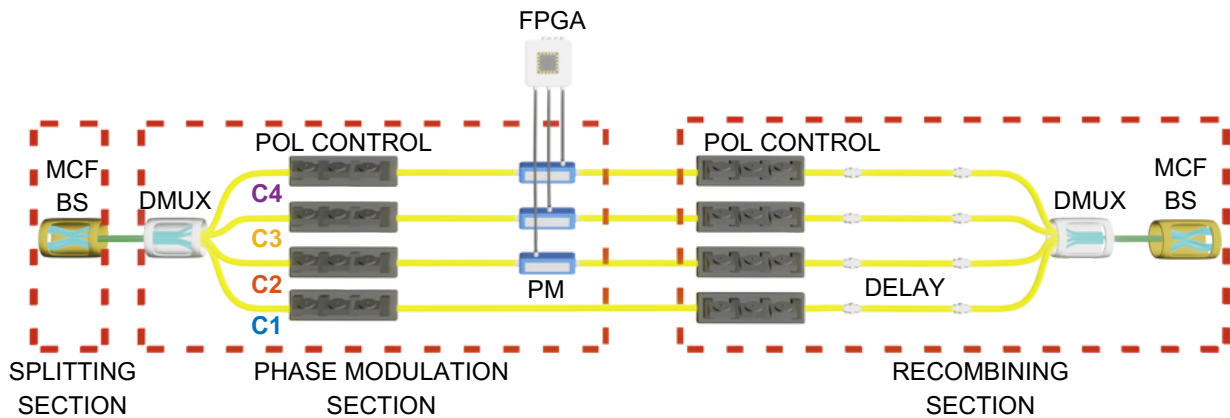


Fig. 4.4: Diseño conceptual del interferómetro MCF.

El funcionamiento del dispositivo se puede dividir en secciones de división, modulación de fase y recombinación como se muestra en la Fig. 4.4. Adicionalmente, un sistema de control digital es responsable del rendimiento y la selección de la salida. A continuación, describimos brevemente el funcionamiento del dispositivo:

Sección de división: La fibra MCF de entrada está conectada a un MCF-BS, el cual divide las señales ópticas que ingresan al conmutador con una razón de división del 25 % [39].

Sección de modulación de fase: Después de la sección de división, se utilizó un DMUX para separar el MCF-BS en cuatro caminos independientes de SMF, de los cuales todos menos uno están conectados a moduladores de fase electro-ópticos de niobato de litio (PM). Cada PM contiene un polarizador interno, por lo que se incluyó un controlador de polarización (POL CONTROL) antes de cada PM. Los PMs estaban conectados a una FPGA a través de un circuito amplificador, lo que permite que esta realice desplazamientos de fase controlados en tres de las cuatro fibras.

Sección de recombinación: Aquí, se utiliza un segundo MCF-BS para recombinar las cuatro señales procesadas. Al recombinar, se produce interferencia óptica, de modo que la intensidad de salida en cada núcleo de fibra depende de los cambios de fase aplicados por los tres PMs. Este es el proceso físico detrás del funcionamiento del conmutador. Para que esto ocurra perfectamente, cada camino debe tener la misma longitud óptica, las mismas pérdidas ópticas e introducir las mismas variaciones de polarización para maximizar el efecto de interferencia. Por esta razón, se utilizó una línea de retardo de fibra en cada camino para igualar la longitud de

los caminos y un segundo conjunto de controladores de polarización. Cabe señalar que todos los componentes de fibra estaban conectados mediante conectores y adaptadores comerciales FC.

Como se mencionó anteriormente, se utilizó un sistema de control digital para estabilizar las fluctuaciones de fase dentro de los caminos del interferómetro y para seleccionar la operación de enrutamiento deseada. El sistema digital está compuesto por una FPGA, conectada a los PMs a través de cuatro convertidores digital-analógico (DAC) y un circuito amplificador. En la salida del conmutador, se monitorizaba la potencia de salida en cada núcleo y se conectaba a la FPGA para aplicar un algoritmo de estabilización de fase [39]. Además, la FPGA pudo seleccionar un conjunto de fases para realizar el proceso de conmutación de núcleo.

5. Implementación experimental y resultados

El objetivo principal de este trabajo es la construcción de un interferómetro 4x4 que permita la conmutación de señales en fibras multinúcleo. El proceso experimental comienza con la medición de las longitudes de los brazos del interferómetro, utilizando la técnica de tiempo de vuelo con un fotodiodo de avalancha. Posteriormente, se evalúa el dispositivo a través de métricas clave, como la visibilidad interferométrica, el crosstalk y el rise time. Además, se analiza la penalización en el BER para diferentes tasas de transmisión. Finalmente, se estudia el desempeño del conmutador óptico, calculando la visibilidad y la relación del OSNR en transmisiones de 1, 10, 100, 200 Gbps y 600 Gbps.

5.1. Medición de los largos de fibras en el interferómetro

Para la obtención de los largos de los caminos en el interferómetro, se utilizaron los siguientes parámetros para el funcionamiento del APD: modo de operación external Gating, una eficiencia de 17.5 %, gate width de 1.15 ns, trigger delay de 14.50 ns y un dead time de 0.20 μs . La señal que está siendo enviada al fotodetector es un tren de pulso a una frecuencia de 1 MHz, con un duty 5.8 %, una amplitud 1.650 Vpp y un offset 825 mV. Los datos de retardo para cada uno de los caminos fueron procesados y graficados mediante la herramienta MATLAB[®]. En la Fig. 5.1 podemos observar que el camino 2 presenta el mayor retardo en comparación con los demás.

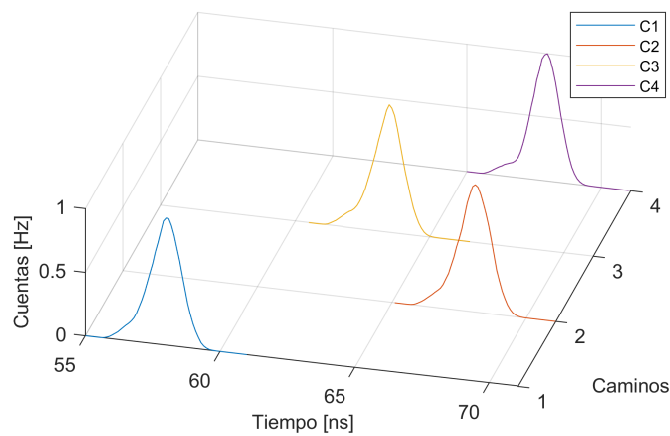


Fig. 5.1: Medición largo de los caminos del interferómetro.

Este retardo no es debido solo a la propagación de la luz por la fibra, sino también a los tiempos de respuestas de cada uno de los dispositivos utilizados. Por lo tanto, este camino se establecerá como el de referencia para las correcciones temporales y se designará como τ_{c_2} . Para lograr una compensación adecuada y alinear temporalmente los demás caminos con el segundo, será necesario incorporar longitud adicional de fibra óptica a los tramos.

Considerando que tenemos cuatro longitudes distintas de fibras ópticas y que el tiempo de retardo entre los caminos debe ser idéntico, es necesario implementar un método diferencial de delay entre el camino de referencia y a los que se les desea agregar fibra adicional. Por lo tanto, el método diferencial queda dado por:

$$\Delta\tau = \tau_{c_i} - \tau_{c_2}, \quad \text{con } i = 1, 3, 4. \quad (5.1)$$

Esta longitud adicional se calculará utilizando el método TOF. Al estar trabajando con fibras ópticas del tipo monomodo en esta sección del conmutador, utilizaremos un índice de refracción igual a 1.468 [40] y para la velocidad de la luz, usaremos el valor de $3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$. Para identificar el retardo para cada uno de los caminos se utilizó la función de ajuste gaussiana [41] disponible en MATLAB[®] mostrados en la Fig. 5.2. La función mencionada nos entrega el centroide de los datos ajustados, los cuales usaremos para poder determinar de manera precisa el delay.

En la Tabla 5.1, representamos el retardo τ para cada camino. El camino 2 exhibe la mayor longitud, con un retardo de 68.08, lo cual lo establece como nuestro punto de referencia para la adición de fibras en los otros caminos. Para facilitar la incorporación de fibras de mayor longitud, se optó por añadir un excedente de 61.6 cm. Esta decisión fue relevante, ya que sin este ajuste, la diferencia en la longitud de las fibras entre los caminos 2 y 4 habría resultado en una longitud excesivamente reducida.

| Camino | Índice de refracción [n] | τ [ns] | Longitud del camino [cm] | Longitud agregada [cm] |
|---------------|---------------------------------|-------------|---------------------------------|-------------------------------|
| 1 | 1.468 | 57.99 | 1185.08 | 267.8 |
| 2 | 1.468 | 68.08 | 1391.28 | 61.6 |
| 3 | 1.468 | 63.46 | 1296.87 | 156.01 |
| 4 | 1.468 | 67.93 | 1388.22 | 64.66 |

Tabla 5.1: Longitudes obtenidas para cada camino.

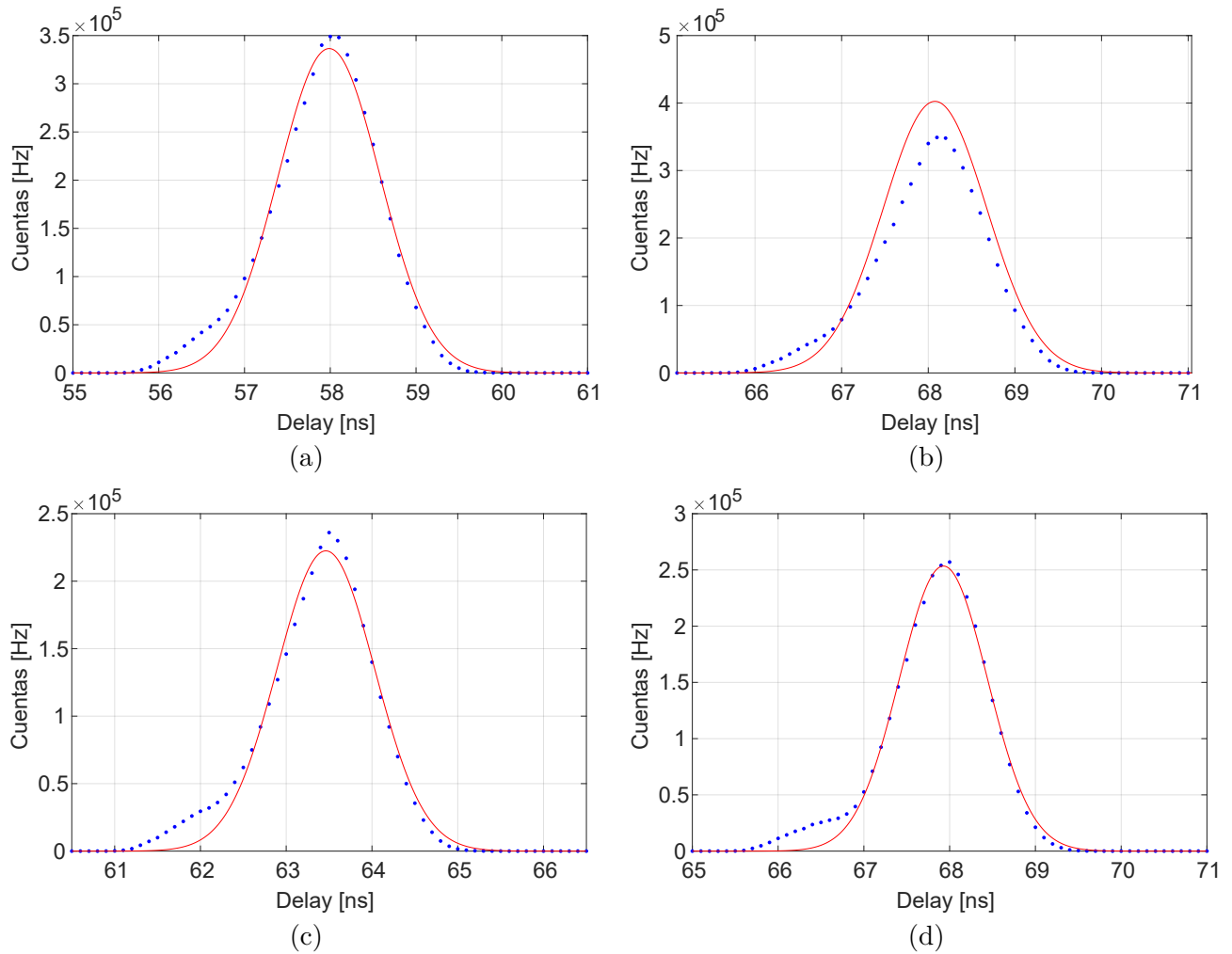


Fig. 5.2: Ajuste de curva para cada uno de los caminos utilizando fit gaussiano. (a) Fit gaussiano camino 1; (b) Fit gaussiano camino 2; (c) Fit gaussiano camino 3; (d) Fit gaussiano camino 4.

En la Fig. 5.3, se presenta el diseño final del conmutador, incluyendo los retardos añadidos. Esta configuración se ve más detalladamente en la Fig. 5.4, donde se observa que todos los caminos tienen longitudes equivalentes. Esta uniformidad en la longitud es importante para garantizar que las señales que se transmiten a través de cada camino no sufran retrasos.

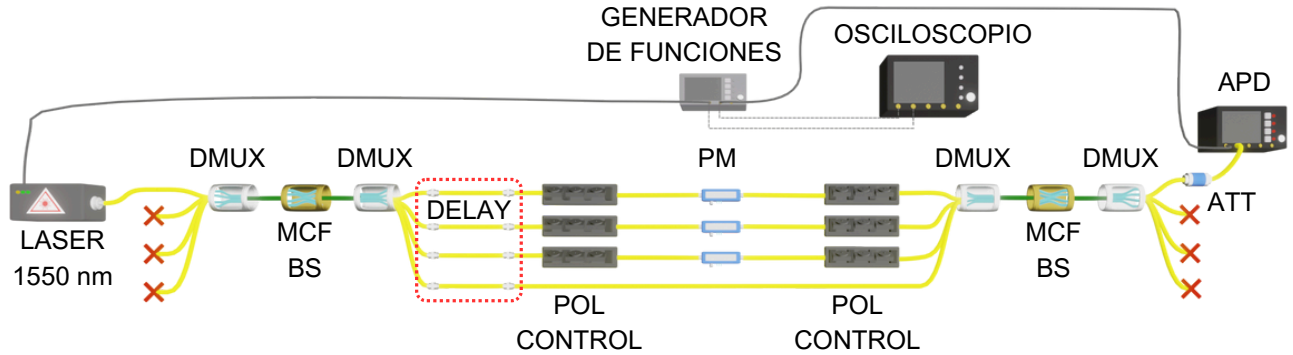


Fig. 5.3: Esquema medición largos de fibras.

Es fundamental mantener longitudes idénticas en los caminos del conmutador para asegurar la coherencia temporal en la transmisión de señales. Cualquier diferencia en estas longitudes introduce variaciones temporales entre las señales que recorren las distintas rutas. Estos desfases generan retrasos en los diferentes caminos del conmutador, afectando negativamente la sincronización de la señal. Por lo tanto, el ajuste de las longitudes de los caminos es un paso fundamental para mantener la integridad y la eficiencia de la transmisión de señales en el conmutador.

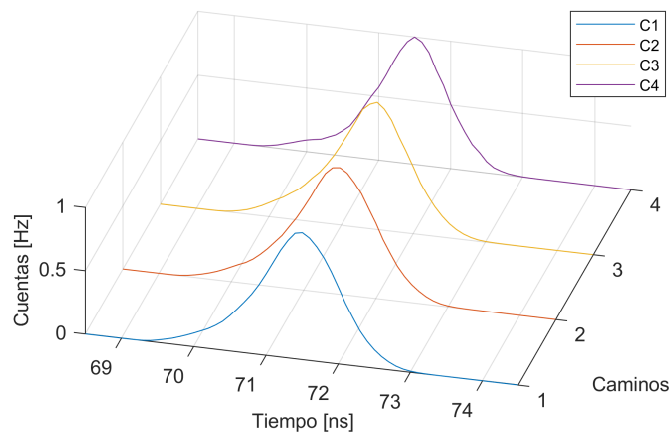


Fig. 5.4: Medición largo de los caminos del interferómetro agregando delay.

Además de lo mencionado anteriormente, la operación con señales de alta velocidad, como las de 10 Gbps que se repiten cada 0.1 ns, exige una precisión aún mayor en la igualdad de las longitudes de las fibras ópticas. En situaciones donde la longitud de cualquier camino en el conmutador excede este intervalo de 0.1 ns, se podría producir un desajuste temporal en la señal.

5.2. Visibilidad interferométrica, crosstalk y rise time

El interferómetro se evaluó haciendo interferir la luz proveniente de dos caminos seleccionados entre los MCF-BS: el camino de referencia $i = 1$ y uno de los otros caminos $i = 2, 3, 4$. Durante este proceso, la variación de la polarización se debió a la birrefringencia y la rotación transversal de cada filamento. Para controlar estos efectos, se utilizó un controlador manual de polarización, lo que permitió ajustar la superposición de la polarización en el MBS de salida. Para evaluar este control se empleó el parámetro de nivel de interferencia, que está dado por la visibilidad.

La estabilidad de los estados de polarización se presenta en la Fig. 5.5. Se midió la potencia óptica antes del DMUX final, en la sección de recombinación para los caminos C2 y C4. Antes de las mediciones, la potencia óptica se maximizó utilizando el primer controlador manual de polarización. Observamos estados de polarización estables durante dos horas, con potencias promedio de 0.29 mW y 0.24 mW, y desviaciones estándar de 0.0054 y 0.005 mW para los caminos C2 y C4, respectivamente.

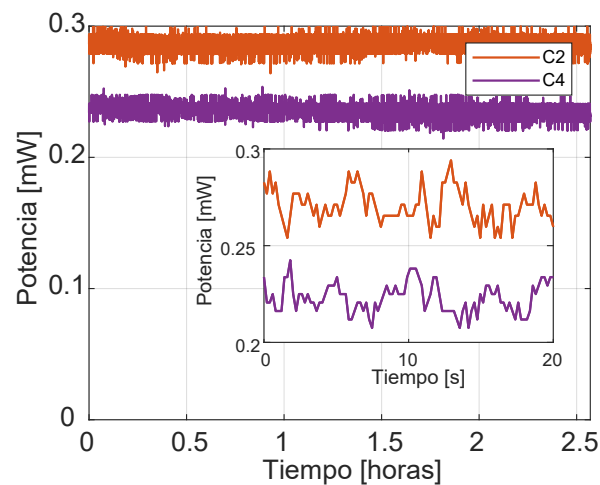


Fig. 5.5: Variaciones de polarización observadas en el dispositivo.

El PM en el camino en evaluación fue alimentado por una señal triangular simétrica con un voltaje peak to peak de 10 V. Los patrones de interferencia en la salida de cada núcleo, y para cada combinación de caminos, se muestran en la Fig. 5.6, se observó una visibilidad promedio de 0.97 para todas las combinaciones evaluadas. Los resultados experimentales confirman la capacidad del interferómetro desarrollado para medir la visibilidad interferométrica. Las combinaciones de caminos 1-2, 1-3 y 1-4 presentan fluctuaciones periódicas claramente definidas, propias de interferencias constructivas y destructivas. Los valores de visibilidad obtenidos (ver Tabla 5.2), cercanos a 1, validan experimentalmente el principio teórico descrito en la sección

Metodología.

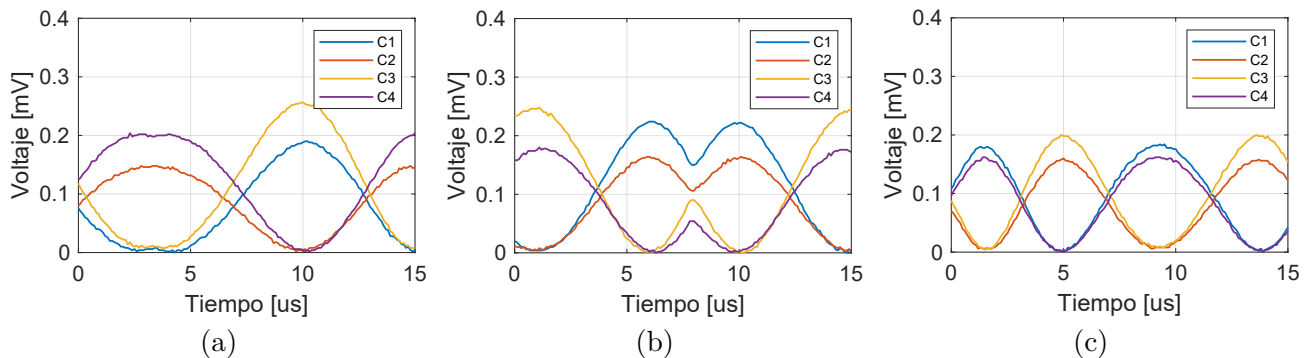


Fig. 5.6: Patrones de interferencia entre 2 caminos. (a) Caminos 1 y 2; (b) Caminos 1 y 3; (c) Caminos 1 y 4.

| Caminos Conectados | Visibilidad Camino 1 | Visibilidad Camino 2 | Visibilidad Camino 3 | Visibilidad Camino 4 |
|---------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 1 - 2 | 0.9794 | 0.9825 | 0.9787 | 0.9789 |
| 1 - 3 | 0.9737 | 0.9759 | 0.9512 | 0.9753 |
| 1 - 4 | 0.9695 | 0.9840 | 0.9608 | 0.9619 |

Tabla 5.2: Mediciones de visibilidad para cada uno de los caminos.

Para que el dispositivo funcione como un conmutador óptico, debe ser capaz de seleccionar uno de los núcleos de salida. Esto se logra de la siguiente manera: recordemos que en el capítulo de Marco teórico se describió el funcionamiento del dispositivo, en el cual mencionamos que existe una fase de control proporcionada por el modulador de fase, denotada como $\theta_{PM,i}$. Esta fase se puede descomponer como la suma de dos componentes:

$$\theta_{PM,i} = \theta_{C,i} + \theta_{F,i}, \quad (5.2)$$

donde $\theta_{C,i}$ corresponde al control de fase y $\theta_{F,i}$ es la fase de modulación. Si el ruido en la fase de modulación es nulo ($\theta_{F,i} = 0$) en un estado inicial, y el ruido en el control de fase $\theta_{C,i}$ es igual a $-\theta_{F,i}$, entonces todas las fases en el interferómetro serán iguales, resultando en la eliminación del ruido de fase. En este caso, se puede estabilizar el ruido de fase cuando la intensidad de salida es máxima en cada camino. Para lograr esta estabilización, se utiliza un algoritmo de búsqueda multiparamétrica que maximiza la intensidad óptica en un único camino. Este algoritmo ajusta secuencialmente el ruido en el control de fase $\theta_{C,i}$ de tal forma que maximiza la intensidad de salida.

Este comportamiento se puede observar en la Fig. 5.7, donde se muestra la operación estable del dispositivo. Entre los 0 y 7 segundos, no se aplica estabilización de fase, por lo que la potencia óptica se acopla aleatoriamente entre todos los núcleos. Sin embargo, cuando el algoritmo de estabilización de fase está en funcionamiento, la señal óptica sale del dispositivo únicamente desde el núcleo 1.

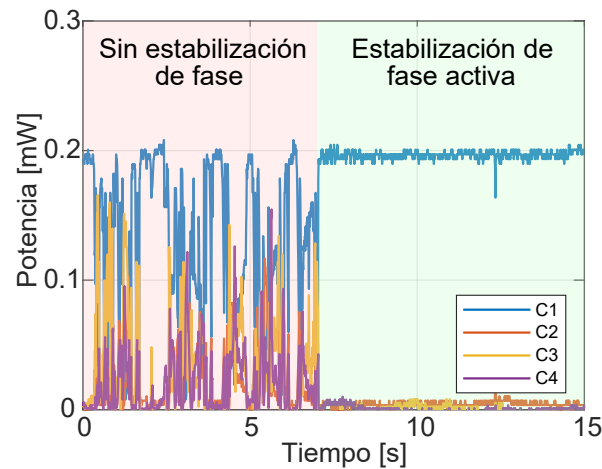


Fig. 5.7: Potencia de salida para cada núcleo con: sin estabilización de fase (0-7 s), estabilización de fase activa (7-15 s).

Con el interferómetro estabilizado, se calculó la pérdida de inserción del dispositivo. Se observó una pérdida promedio de 7.7 dB al ingresar la señal desde el núcleo 1. Las principales causas de esta pérdida son el uso de moduladores comerciales de niobato de litio, que introducen pérdidas promedio de 3.3 dB, y la combinación de los elementos DMUX, MCF-BS y DMUX, que presentan pérdidas promedio de 2.2 dB en las secciones de división y recombinación.

Estas pérdidas de inserción pueden compararse con las obtenidas en dispositivos completamente de fibra [20]. Sin embargo, las implementaciones de conmutación en espacio libre [21] o los MEMS [19] pueden ofrecer pérdidas de inserción más bajas.

Una vez realizada la estabilización de fase activa, se envían señales digitales a través del FPGA, las cuales ajustan la fase de las señales y realizan la modulación de fase sobre $\theta_{F,i}$. El FPGA lee una secuencia de fases y las transforma en los voltajes de control correspondientes para los moduladores de fase, seleccionando los DAC adecuados, los cuales convierten una señal digital en señales analógicas. Posteriormente, se diseñan módulos digitales que generan los voltajes de salida deseados para cada fase seleccionada. El módulo del FPGA produce una secuencia de números que el conversor digital-analógico traduce en una serie de voltajes, permitiendo ajustar la fase con precisión.

El DAC121S101, utilizado como convertidor digital-analógico, tiene una tasa de conversión de 0,8 millones de muestras por segundo (MSps). Esto significa que el conversor puede actualizar su salida analógica hasta 0,8 millones de veces por segundo. Para determinar la frecuencia máxima de modulación de este DAC, utilizamos la siguiente ecuación:

$$F_{\max} = \frac{\text{Tasa de conversión}}{2} = 400 \text{ kHz.} \quad (5.3)$$

Esto implica que la velocidad máxima de conmutación es de 400 kHz, lo que significa que podemos enviar pulsos con una duración de $2.5 \mu\text{s}$.

Para aplicar este control, se ajusta un conjunto de fases a cada PM para seleccionar el núcleo de salida deseado. Se utilizaron PMs comerciales [42] con un ancho de banda operativo del orden de GHz, y los convertidores digital-analógico mencionados anteriormente. Con estas características, el dispositivo propuesto puede operar en escalas de tiempo compatibles con velocidades de conmutación de capa física de red estándar ($\sim 100 \mu\text{s}$) [43], y velocidades de conmutación de flujo o ráfaga ($\sim 25 \mu\text{s}$) [44].

Para demostrar el funcionamiento del conmutador MCF, se conectó un láser de onda continua (CW) a 1550 nm al sistema. Con el sistema de control digital en funcionamiento, se configuró el FPGA para conmutar el núcleo de salida cada 2 muestras, lo que permite conmutar la señal cada $2.5 \mu\text{s}$, como se muestra en la Fig. 5.8(a). Se observó un rendimiento de conmutación estable, ya que la luz fue redirigida correctamente a los cuatro núcleos de salida.

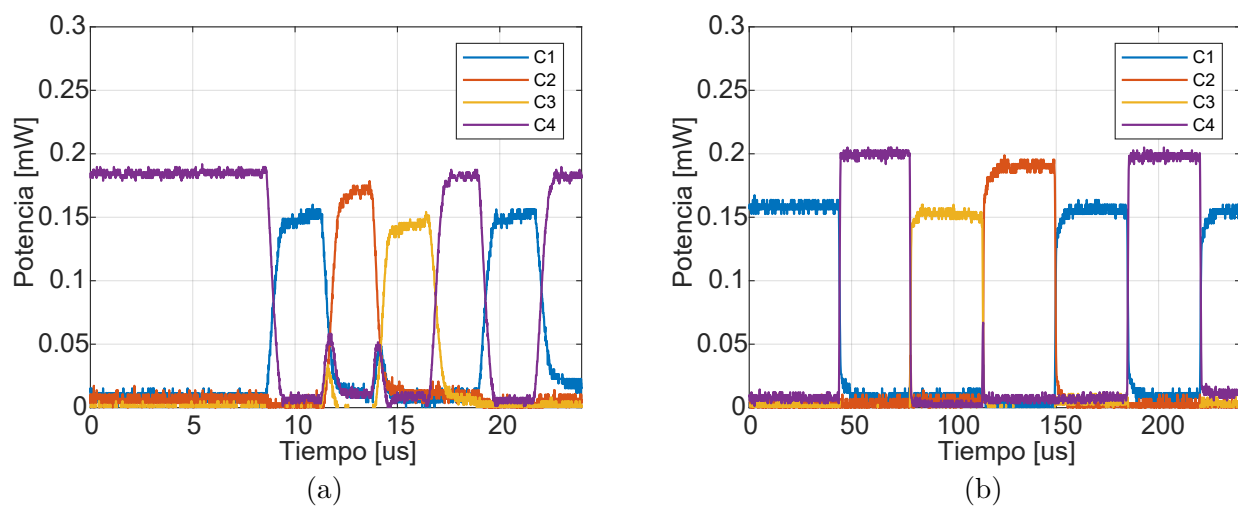


Fig. 5.8: Potencia de salida de cada núcleo en función del tiempo. (a) Conmutación de núcleos a $2.5 \mu\text{s}$; (b) Conmutación de núcleos a $30 \mu\text{s}$.

La Fig. 5.9 muestra el tiempo de subida medido durante la operación de conmutación entre núcleos. Se observó un tiempo de subida inferior a $0.7 \mu\text{s}$, lo que demuestra que el conmutador MCF es lo suficientemente rápido como para ser compatible con aplicaciones de conmutación en ráfagas, donde se requiere alta velocidad y baja latencia.

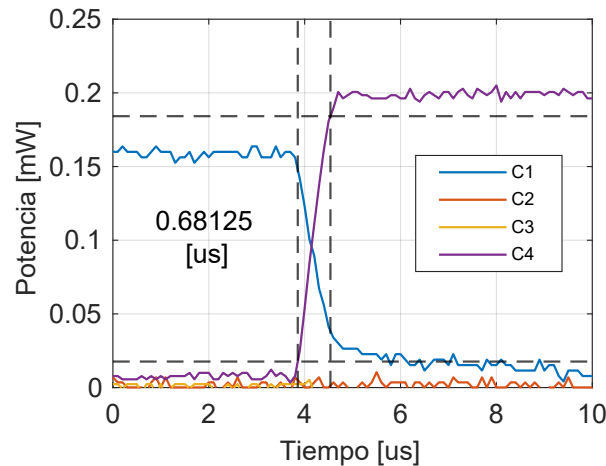


Fig. 5.9: Rise time en la operación de conmutación del dispositivo.

Teniendo en cuenta el tiempo de subida medido, se puede ver que el sistema propuesto puede funcionar a velocidades de conmutación tres órdenes de magnitud más rápidas que las soluciones anteriores para la conmutación MCF [20, 21, 22].

Además de la baja pérdida de inserción y la rápida velocidad de conmutación, el conmutador MCF mostró características favorables en cuanto a la extinción de señal y crosstalk. Se obtuvo una relación de extinción de 19.8 dB, calculada comparando la señal en el núcleo de salida 1 en las regiones de alta y baja potencia en la Fig. 5.8(a). El crosstalk entre núcleos (IC-XT) se calculó como la relación entre las potencias en los núcleos de salida, utilizando la ecuación 3.3, para la conmutación en $2.5 \mu\text{s}$ y $30 \mu\text{s}$ (Fig. 5.8(b)). Los valores de IC-XT se pueden observar en las siguientes tablas:

| IC-XT [dB] | $C1_{\text{out}}$ | $C2_{\text{out}}$ | $C3_{\text{out}}$ | $C4_{\text{out}}$ |
|------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $C1_{\text{in}}$ | | -18 | -17 | -14 |
| $C2_{\text{in}}$ | -11 | | -18 | -11 |
| $C3_{\text{in}}$ | -13 | -11 | | -12 |
| $C4_{\text{in}}$ | -14 | -14 | -19 | |

Tabla 5.3: Mediciones de crosstalk con el dispositivo en operación de conmutación a $2.5 \mu\text{s}$.

| IC-XT[dB] | $C1_{\text{out}}$ | $C2_{\text{out}}$ | $C3_{\text{out}}$ | $C4_{\text{out}}$ |
|------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $C1_{\text{in}}$ | | -18 | -22 | -13 |
| $C2_{\text{in}}$ | -18 | | -16 | -14 |
| $C3_{\text{in}}$ | -12 | -14 | | -19 |
| $C4_{\text{in}}$ | -14 | -18 | -19 | |

Tabla 5.4: Mediciones de crosstalk con el dispositivo en operación de conmutación a $30 \mu\text{s}$.

Para la conmutación a $2.5 \mu\text{s}$, se obtuvo un valor promedio de IC-XT de -14.3 dB, con un mínimo de -19 dB y un máximo de -11 dB. En el caso de la conmutación a $30 \mu\text{s}$, el valor promedio de IC-XT fue de -16.25 dB, con un mínimo de -22 dB y un máximo de -12 dB.

5.3. Identificar la penalidad del BER asociado con cada tasa de transmisión al ser procesada por el interferómetro óptico

Una característica importante de un conmutador óptico es la posibilidad de funcionar con señales de telecomunicaciones convencionales. En esta sección utilizamos un SFP+ para generar y detectar una señal óptica que se conmutará en el dispositivo. El montaje experimental mostrado en la Fig. 5.10 se utilizó para evaluar la sensibilidad del transceptor en una configuración back-to-back (B2B); y luego, tras la transmisión a través del conmutador MCF, el cual estaba conectado a la red de fibra multicore instalada en la Universidad de Concepción.

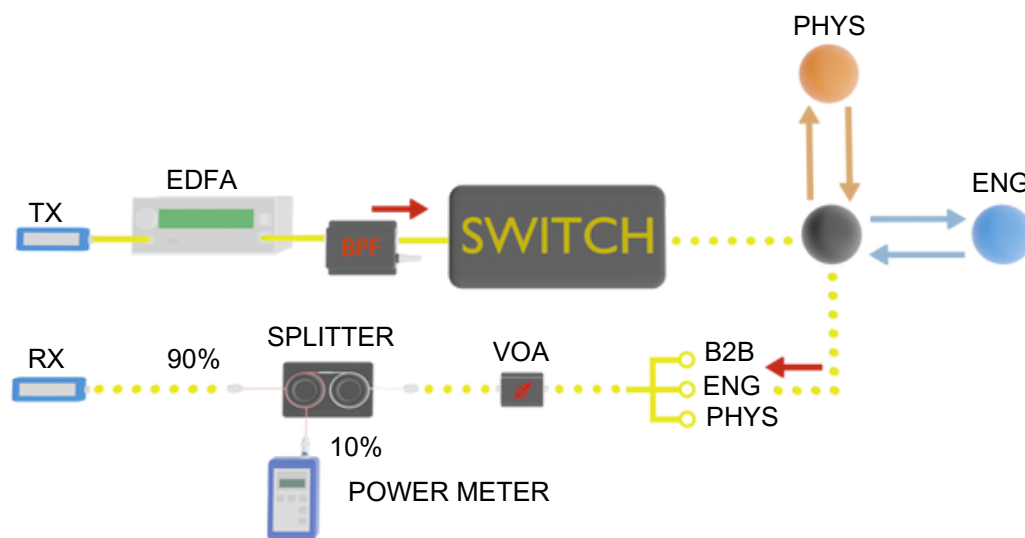


Fig. 5.10: Setup de transmisión.

El transceiver generó una secuencia binaria pseudorandom (PRBS) de longitud 2^{37} y operó a una velocidad de 1 y 10 Gbps, como se observa en la Fig. 5.11. Posteriormente, la señal de salida fue amplificada mediante un EDFA y filtrada con un filtro óptico de banda pasante para eliminar el ruido ASE fuera de banda. La señal amplificada ingresó al conmutador óptico a través del núcleo 1, donde el conmutador se configuró para seleccionar uno de los cuatro núcleos de salida.

Después de la transmisión, se utilizó un VOA para controlar la potencia óptica en el receptor, mientras que un divisor 90-10% permitió monitorear la potencia recibida. Finalmente, la FPGA calculó el BER basada en la secuencia recibida. Cabe destacar que, para monitorear la salida de cada núcleo y ejecutar el algoritmo de estabilización de fase, se emplearon los mismos fotodiodos utilizados en la sección previa, con un ancho de banda de 150 MHz. Además, se utilizó un filtro

digital de paso bajo en el osciloscopio de muestreo para promediar las transiciones rápidas de la señal modulada, permitiendo que el algoritmo de control operara a 0.8 MSps.

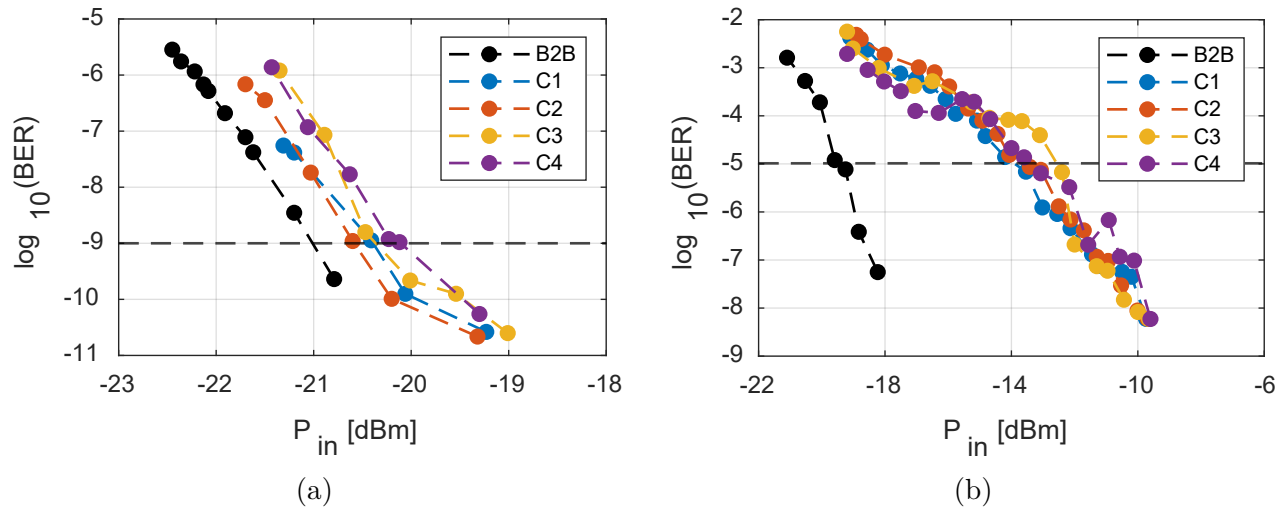


Fig. 5.11: Transmisión de señales de telecomunicaciones. (a) Tasa de error de bit recibida en función de la potencia recibida para una señal de 1 Gbps; (b) Tasa de error de bit recibida en función de la potencia recibida para una señal de 10 Gbps.

La Fig. 5.11(a) presenta la tasa de error de bits medida en función de la potencia óptica recibida para 1 Gbps. Se observó una penalización promedio de sensibilidad de 0.6 dB a una BER de 10^{-9} tras la transmisión a través del conmutador, con una penalización mínima de 0.4 dB al seleccionar el camino 2 como salida y una penalización máxima de 0.9 dB para el camino 4. Adicionalmente, se evaluó el desempeño del sistema a una velocidad de 10 Gbps, considerando un BER de 10^{-5} . En este caso, se obtuvo una penalización promedio de sensibilidad de 6.1 dB, con una penalización mínima de 5.6 dB al seleccionar el camino 1 como salida y una penalización máxima de 6.9 dB al seleccionar el camino 3.

Esta caracterización demuestra el potencial del dispositivo para operar con señales de telecomunicaciones convencionales. Es importante destacar que, para garantizar que el efecto de interferencia esté presente, la diferencia en el tiempo de vuelo de los caminos ópticos en el dispositivo debe ser menor que la duración de los pulsos portadores de información. Para la implementación experimental, se utilizó una fibra multicore comercial de cuatro núcleos de FiberCore [45].

Los núcleos en esta fibra tienen un espaciamiento de 50 μm y están dispuestos en una configuración cuadrada. Para ello, el conmutador se conectó a una red MCF de prueba instalada a lo largo del campus de la Universidad de Concepción. Esta red MCF conecta el laboratorio de

optoelectrónica, ubicado en la facultad de ingeniería, con dos laboratorios de óptica cuántica ubicados en el campus, en la facultad de ciencias físicas y matemáticas (FCFM) (ver Fig. 5.12(a)), y sirve para evaluar las características de transmisión de los sistemas MCF operando en un entorno real.

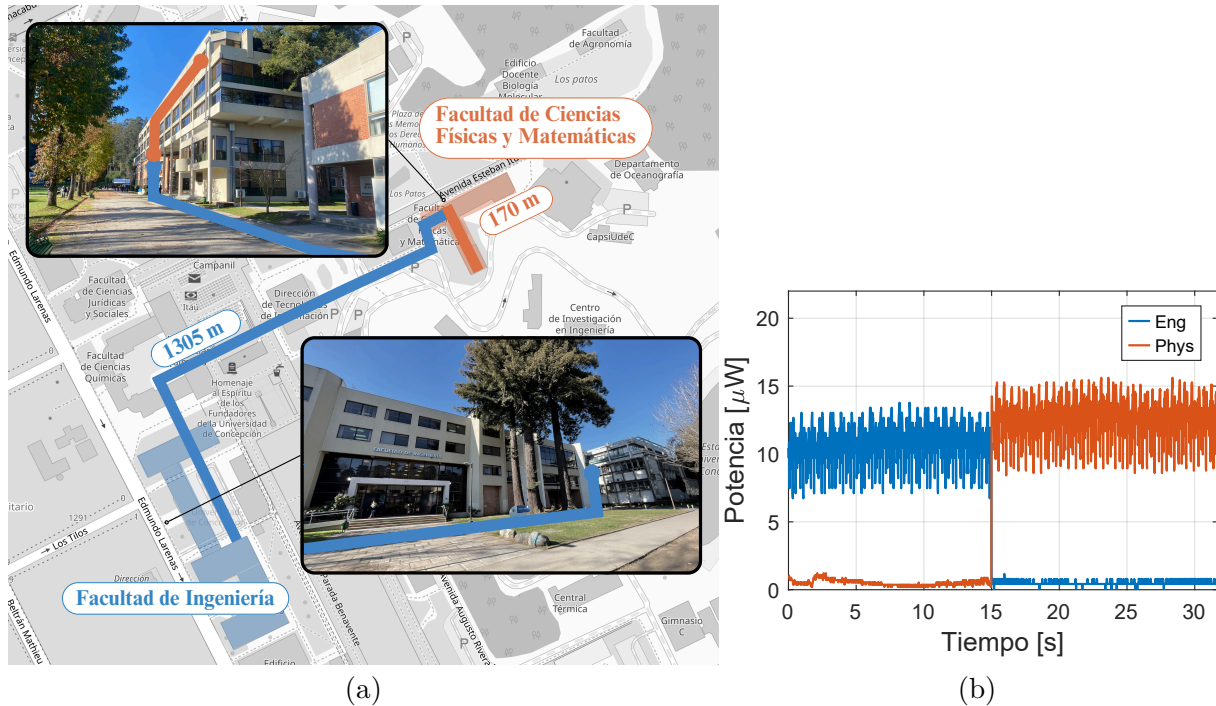


Fig. 5.12: Transmisión de una señal de 1 Gbps por la red MCF. (a) Vista general de los enlaces MCF instalados en la Universidad de Concepción; (b) Potencia óptica recibida tras la propagación para ambos enlaces de transmisión.

En esta prueba, el transmisor se conectó al núcleo de transmisión 1 en la entrada del conmutador MCF. El conmutador se ubicó en el segundo piso de la FCFM y se utilizó para seleccionar uno de dos posibles caminos de transmisión. Para ello, la salida del conmutador se separó en 4 SMF utilizando un DMUX. Posteriormente, dos de las salidas se conectaron a un enlace interno MCF que une el segundo y el sexto piso de la FCFM, con una longitud total de 170 m, mientras que las otras dos se conectaron a un enlace externo MCF hacia la Facultad de Ingeniería, con una longitud total de 1305 m. Cada enlace empleó dos MCFs, permitiendo el uso de una configuración de bucle cerrado (loop-back) para detectar la señal propagada mediante el transceptor SFP+. En el receptor, la potencia óptica fue monitoreada por un par de fotodetectores.

La Fig. 5.12(b) muestra la potencia de la señal recibida a la salida de la configuración de bucle cerrado, con las señales representadas en azul y naranja correspondiente a los caminos conectados a la FCFM, respectivamente. Ambas señales presentan fluctuaciones de intensidad

de alta frecuencia asociadas a los pulsos que transportan la información, las cuales se promedian debido al bajo ancho de banda de los fotodiodos.

El dispositivo se utilizó para realizar conmutación de manera exitosa después de 15 segundos de transmisión. En ambos casos, se logró una transmisión sin errores, detectada en el transceptor.

Además, se calculó el IC-XT después de la transmisión. Para el enlace hacia la facultad de ingeniería, se obtuvo un IC-XT de -18 dB, mientras que para el segundo enlace se obtuvo un IC-XT de -22 dB. Cabe destacar que los valores reportados coinciden con los obtenidos en la sección anterior, indicando que no se observaron penalizaciones adicionales tras la transmisión, aparte de la atenuación esperada de la señal debido a las mayores distancias de transmisión.

5.4. Evaluación experimental de la visibilidad interferométrica y relación señal-ruido óptica (OSNR).

Las configuraciones de interferómetros basadas en fibra se han convertido en herramientas esenciales en diversas aplicaciones, desde sistemas cuánticos, como la distribución de claves cuánticas (QKD)[46], sensores [47], hasta transmisores y receptores de señales inalámbricas de alta velocidad [48]. Actualmente, el uso de fibra óptica para múltiples aplicaciones, como la transmisión de datos y sistemas cuánticos, es uno de los principales desafíos [49]. En aplicaciones de larga distancia [50, 51] y para habilitar la compatibilidad con la infraestructura de telecomunicaciones, los interferómetros deben enfrentar desafíos adicionales, como el ruido acumulado y la atenuación de la señal. El uso de amplificadores, como los EDFA, introduce ruido ASE, lo que puede reducir la efectividad del interferómetro. En esta sección, estudiaremos experimentalmente el efecto del ruido ASE acumulado en el interferómetro MCF. Este estudio abre nuevas posibilidades para la implementación de interferómetros de fibra óptica de larga distancia compatibles con la infraestructura de telecomunicaciones.

5.4.1. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad con fuente láser

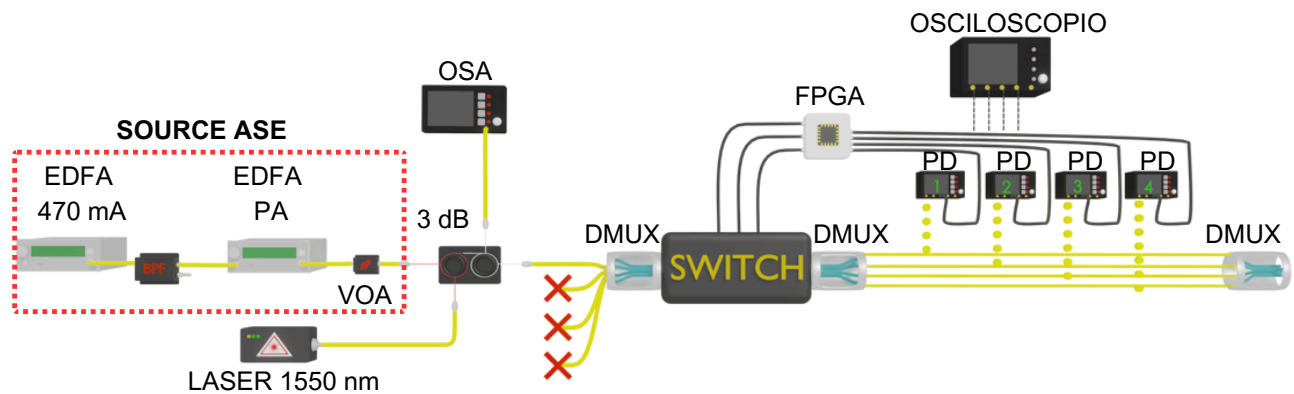


Fig. 5.13: Setup experimental con fuente láser.

El montaje experimental utilizado para evaluar el efecto del ruido acumulado en el interferómetro se muestra en la Fig. 5.13. Un láser de onda continua centrado en 1550 nm con una potencia de 6 dBm se combina a través de un divisor óptico 50-50 % con la fuente de ruido ASE.

El ASE fue generado por un EDFA, posteriormente filtrado con un BPF para eliminar componentes de frecuencia no deseados, limitando la fuente de ASE a 3.8 nm, y finalmente

amplificado por un pre-amplificador (EDFA PA) que está configurado con un control automático de potencia (APC), ajustando su ganancia para mantener una potencia de salida constante de 20 dBm. Se utilizó un VOA para ajustar el OSNR, mientras que un OSA permitió monitorear este parámetro en la entrada del interferómetro. La Fig. 5.14 muestra el espectro óptico de la señal registrado con el OSA para dos condiciones: un OSNR de 50 dB y otro de 10 dB, que corresponden al valor máximo y mínimo de OSNR utilizados, respectivamente. La salida del interferómetro fue monitoreada en 4 fotodiodos y muestreada por un osciloscopio digital.

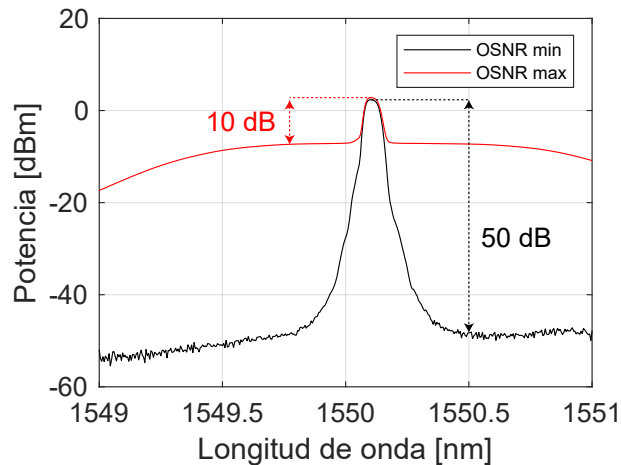


Fig. 5.14: Espectro fuente láser a OSNR de 10 y 50 dB.

Utilizando el interferómetro MCF, se evaluaron dos escenarios. Primero, se configuró un MZI de dos caminos, utilizando dos de los cuatro núcleos disponibles. En segundo lugar, se empleó un MZI de cuatro caminos. Evaluamos la visibilidad de la interferencia en función de la relación señal-ruido óptica (OSNR) de la señal óptica que entró en el interferómetro MZ, y los resultados se presentan en la Fig. 5.15(a) y (c), para los interferómetros MZ de dos y cuatro caminos, respectivamente. Los recuadros (b), (d) y (e) muestran las intensidades ópticas recibidas para valores altos y bajos de OSNR.

En la Fig. 5.15(a), evaluamos un trayecto de referencia $i = 1$ en comparación con los otros trayectos $i = 2, 3, 4$. Para valores de OSNR mayores a 30 dB, se observó una visibilidad promedio de 0.96. Para OSNR inferiores a 30 dB, se observó una reducción de la visibilidad, alcanzando un promedio de 0.25 a 10 dB. Por otro lado, se registró la visibilidad con los cuatro trayectos conectados, permitiendo que el dispositivo funcionara como un interferómetro 4x4, como se muestra en la Fig. 5.15(c). En este caso, las fluctuaciones de fase en el interferómetro fueron estabilizadas utilizando un FPGA con un algoritmo de búsqueda secuencial que maximizaba la salida de uno de los núcleos, minimizando los otros tres [39]. Para un OSNR de 13.8 dB

obtuvimos una visibilidad promedio de 0.33, mientras que para un OSNR superior a 30 dB, se alcanzó una visibilidad promedio de 0.96.

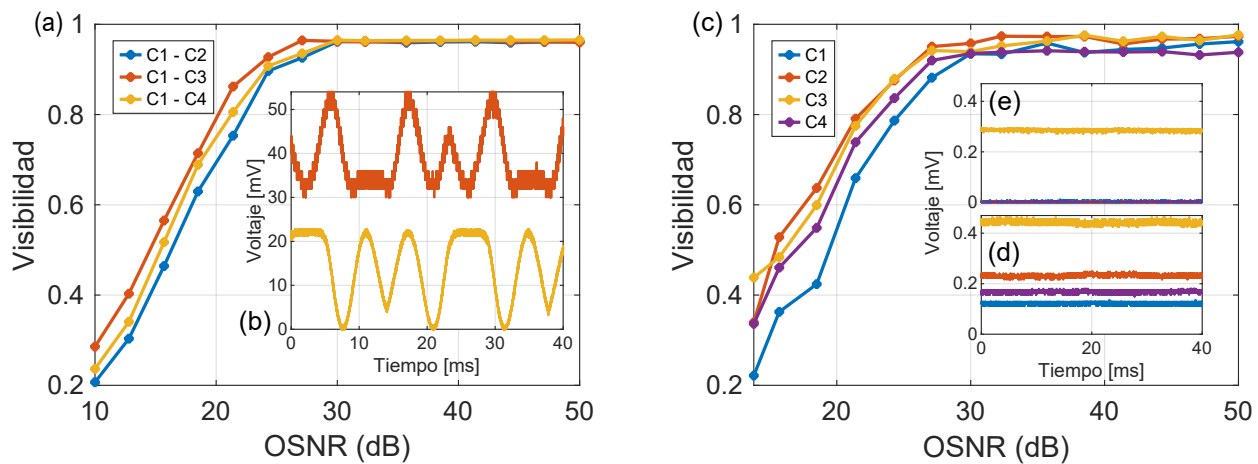


Fig. 5.15: Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 10 dB) y entre el camino 1 y el camino 4 (OSNR 50 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 3 con OSNR de 13,8 dB; (e) Estabilización del camino 3 con OSNR de 50 dB.

Estos resultados son importantes en aplicaciones de sistemas de distribución de claves cuánticas (QKD) basados en el protocolo BB84, donde es esencial mantener una tasa de error de bits cuánticos (QBER) del 11% en sistemas bidimensionales y del 18% en sistemas de cuatro dimensiones [52], que requieren una fidelidad mínima de los estados de 0.89 y 0.82, respectivamente. Si los estados cuánticos preparados son puros, podemos considerar que la fidelidad es equivalente a la visibilidad en el contexto cuántico. Bajo estas condiciones, el dispositivo debe operar con un OSNR promedio superior a 22.6 dB y 23.3 dB para sistemas de dos y cuatro dimensiones, respectivamente, para garantizar una operación óptima sin comprometer la seguridad del sistema.

5.4.2. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad con SFP+ 1 y 10 Gbps

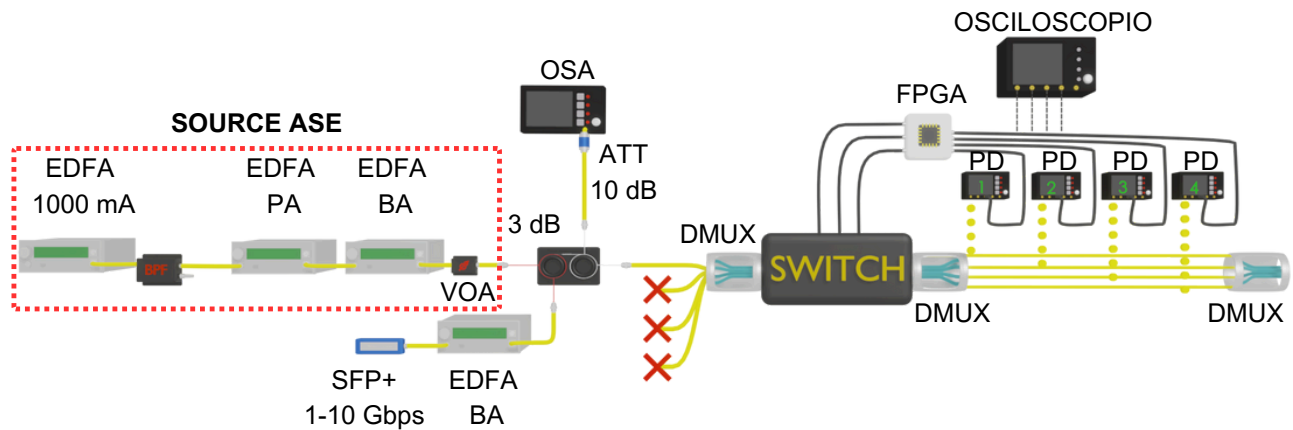


Fig. 5.16: Set-up medición OSNR.

En esta parte experimental, al igual que en la medición del BER utilizaremos una segunda FPGA para propagar señales ópticas a velocidades de 1 y 10 Gbps mediante un transceiver óptico de 10 Gbps centrado en 1550 nm, el cual permite la modulación de pulsos a dichas velocidades. Inicialmente, realizamos pruebas de potencia en cada camino del conmutador con el objetivo de determinar el voltaje óptimo para obtener las mejores visibilidades en el interferómetro. Para esto, igualamos las potencias en cada trayecto, permitiendo obtener las visibilidades por pares de brazos. Las pruebas se llevaron a cabo con una potencia de entrada de 10 dBm, caracterizando el dispositivo en términos de visibilidad y voltajes ajustados en cada trayecto.

En la Fig. 5.17(a) se presentan los resultados obtenidos para la señal de 1 Gbps, donde se observa que la visibilidad promedio es alta para distintos voltajes, alcanzando su valor óptimo en 15 mV con una visibilidad promedio de 0.967. En la Fig. 5.17(b) se muestran los resultados para la señal de 10 Gbps, donde también se observa que la mejor visibilidad promedio ocurre a 5 mV. Sin embargo, en ambos casos optamos por utilizar un voltaje de 10 mV, donde la visibilidad promedio fue de 0.95, ya que con valores más bajos en cada brazo del interferómetro resultaba difícil controlar la selección del núcleo en el software.

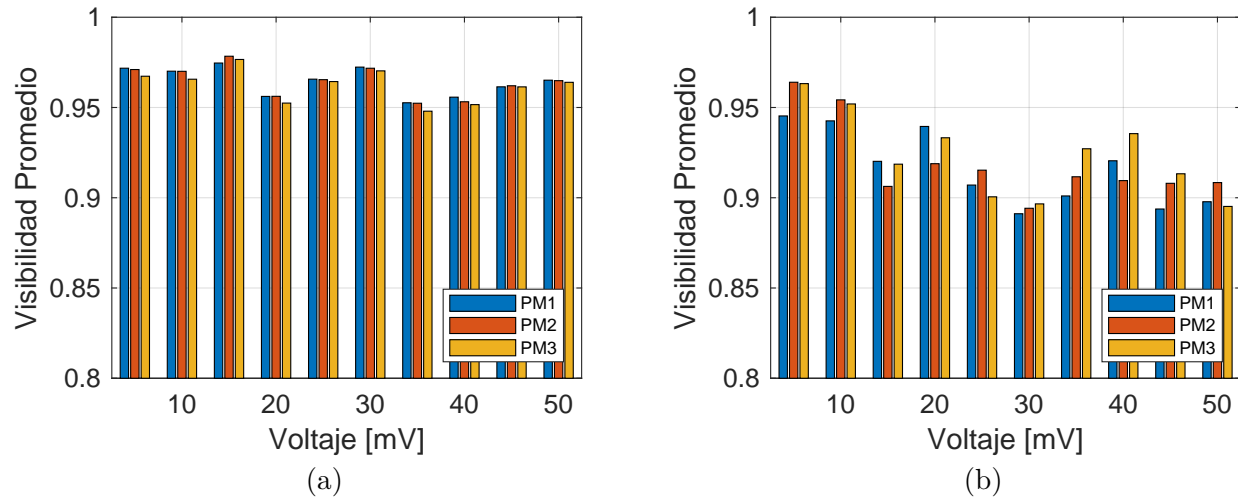


Fig. 5.17: Visibilidad promedio en función del voltaje para señales de 1 Gbps y 10 Gbps. (a) Resultados para una señal de 1 Gbps; (b) Resultados para una señal de 10 Gbps.

En este experimento se implementó y caracterizó un sistema de medición de OSNR representado en la Fig. 5.16, el cual combina una fuente de ruido ASE con una señales de datos de 1 Gbps y 10 Gbps. La fuente ASE se generó utilizando un EDFA Thorlabs operando a 1000 mA, cuya salida fue filtrada mediante un BPF antes de ser amplificada por un EDFA PA configurado en modo de ganancia automática (AGC) a 20 dBm. En este punto, se realizó una medición de potencia obteniendo un valor de -4 dBm para la señal de 1 Gbps. La señal amplificada fue luego inyectada en un EDFA booster amplifier (BA) con APC ajustado a 20.5 dBm. Para variar el nivel de ruido ASE, se utilizó un atenuador variable antes de la entrada a un divisor óptico 50:50.

Los amplificadores EDFA utilizados en el sistema poseen restricciones en cuanto a la potencia de entrada y salida que pueden manejar. En la Tabla 5.5 se presentan las potencias mínimas y máximas soportadas por el EDFA PA y el EDFA BA.

| EDFA | Potencia mínima de entrada (dBm) | Potencia máxima de salida (dBm) |
|------|----------------------------------|---------------------------------|
| PA | -32 | 4 |
| BA | -25 | 7 |

Tabla 5.5: Potencias mínimas y máximas soportadas por los amplificadores EDFA utilizados en el sistema.

Por otra parte, la señal de datos de 1 Gbps proveniente de un transceiver con una potencia

de salida de -0.82 dBm fue amplificada mediante un EDFA booster con control APC a 10 dBm antes de ser combinada con la señal ASE en el divisor óptico de 3 dB, mientras que la señal de 10 Gbps, con una potencia de salida de -0.8 dBm, fue procesada de manera similar a través de un EDFA booster con control APC a 10 dBm y combinada con el ruido ASE. En ambos casos, una de las salidas del divisor óptico se dirigió al conmutador, mientras que la otra se conectó a un OSA para la medición del OSNR. Para proteger la integridad del dispositivo bajo prueba, se colocó un atenuador fijo de 10 dB en la entrada del OSA. En la Fig. 5.16 se presenta el diagrama del sistema experimental, y en la Fig. 5.18 se muestran los espectros medidos para los casos de OSNR máximo y mínimo, donde el OSNR varió entre un valor máximo de 47 dB y un mínimo de 10 dB.

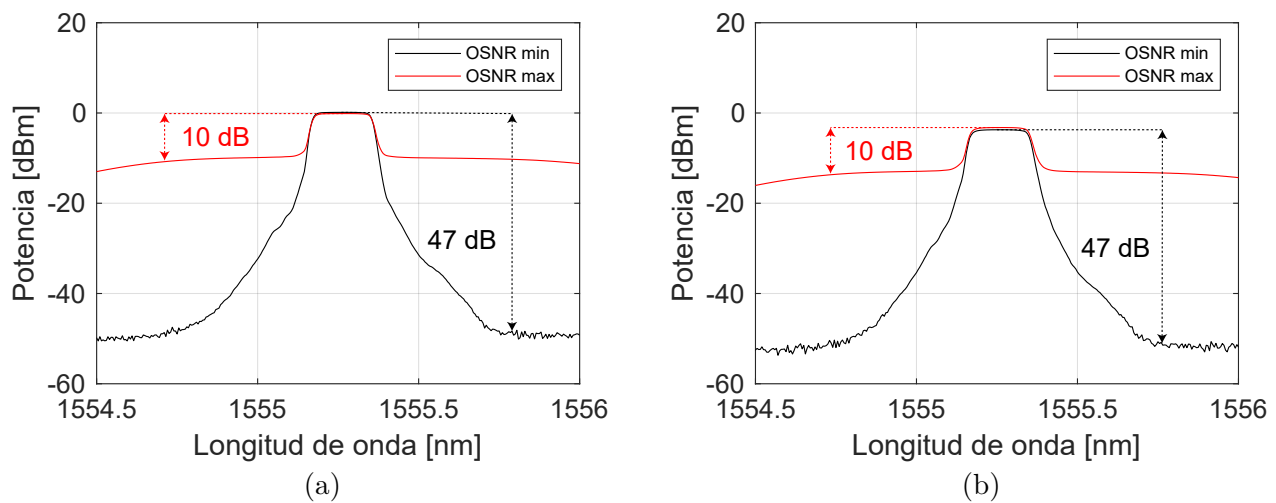


Fig. 5.18: Espectros obtenidos para señales con diferentes OSNR. (a) Espectro de una señal de 1 Gbps con OSNR de 10 y 47 dB; (b) Espectro de una señal de 10 Gbps con OSNR de 10 y 47 dB.

El análisis de la visibilidad en función del OSNR, representado en la Fig. 5.19(a), muestra una tendencia creciente en los tres casos analizados cuando se conecta el camino de referencia 1 con los demás (2, 3 y 4). Para valores bajos de OSNR (10 dB), la visibilidad es reducida, con un valor promedio de 0.24, lo que indica una señal altamente degradada debido a la presencia significativa de ruido ASE. A medida que el OSNR aumenta, la visibilidad crece progresivamente, reflejando una mejora en la relación señal-ruido y, por lo tanto, una mayor calidad de interferencia en el dispositivo. Para valores de OSNR superiores a 24.3 dB, la visibilidad tiende a estabilizarse en torno a 0.94, lo que sugiere que el sistema alcanza su límite de desempeño en términos de interferencia. En particular, la configuración MODP2 (C1-C3) presenta un incremento más rápido en la visibilidad en comparación con MODP1 y MODP3 en el rango de 10 a 24.7 dB, lo

que podría indicar una mejor respuesta en condiciones de bajo OSNR. Sin embargo, en regímenes de OSNR alto, las diferencias entre las configuraciones son mínimas, convergiendo todas a un umbral cercano a 0.94.

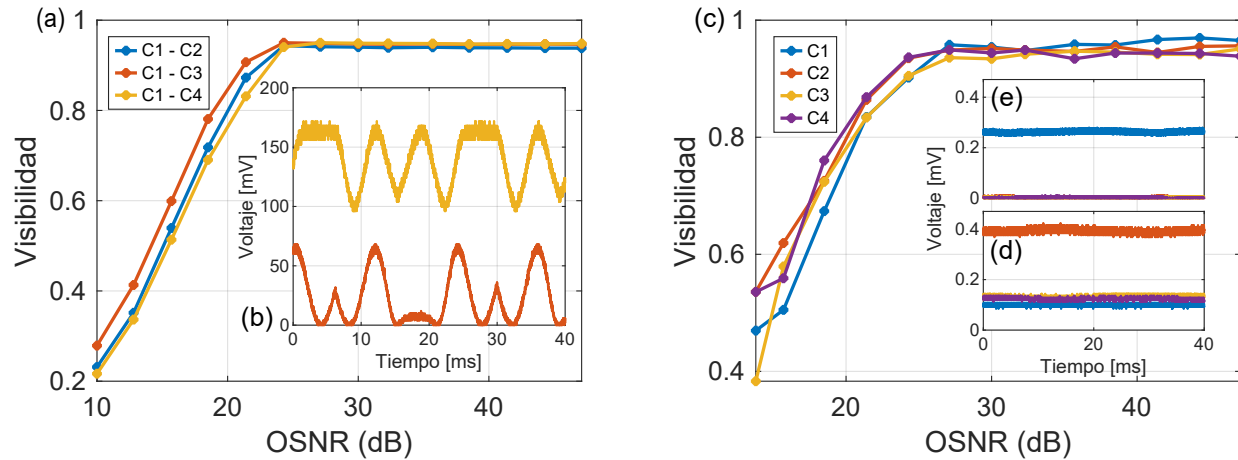


Fig. 5.19: Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 47 dB) y entre el camino 1 y el camino 4 (OSNR 10 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 2 con OSNR de 13.8 dB; (e) Estabilización del camino 1 con OSNR de 47 dB.

En la configuración 4x4, se analizaron las visibilidades en función del OSNR para cada uno de los cuatro brazos del dispositivo óptico cuando todos los caminos están habilitados, como se observa en la Fig. 5.19(c). En general, los resultados muestran una clara dependencia de la visibilidad con respecto al OSNR, con un comportamiento similar al de la configuración 2x2, pero con algunas diferencias clave. Para valores bajos de OSNR (13.8 dB), la visibilidad promedio es de 0.48, lo que indica una interferencia degradada debido a la alta contribución del ruido ASE. A medida que el OSNR aumenta, la visibilidad mejora progresivamente en los cuatro brazos, alcanzando valores superiores a 0.90 para un OSNR de aproximadamente 24.3 dB. A partir de este punto, la visibilidad se estabiliza con un valor promedio cercano a 0.95, lo que sugiere que el impacto del ruido ASE en la interferencia se reduce significativamente, permitiendo una operación en régimen de interferencia coherente sostenida.

Un aspecto interesante es que, aunque las cuatro curvas siguen una tendencia similar, los caminos 2 y 4 presentan un incremento más rápido en comparación con los caminos 1 y 3 en el rango de 15 a 25 dB, lo que indica una respuesta más eficiente en la recuperación de

la interferencia bajo condiciones de OSNR intermedio. Sin embargo, a partir de 27.1 dB, las visibilidades tienden a estabilizarse en torno a 0.95, lo que sugiere que el sistema alcanza su rendimiento máximo en términos de interferencia.

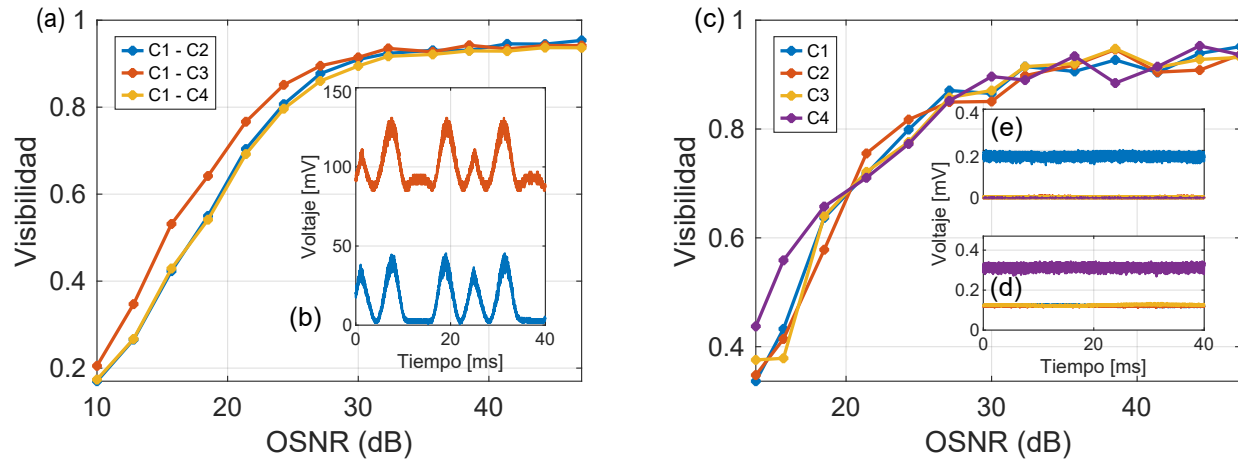


Fig. 5.20: Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR, conectando el camino de referencia $i = 1$ a los caminos $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 1 y el camino 3 (OSNR 10 dB) y entre el camino 1 y el camino 2 (OSNR 47 dB); (c) Medición de visibilidad con el control máximo en cada camino en función al OSNR; (d) Estabilización del camino 4 con OSNR de 13.8 dB; (e) Estabilización del camino 1 con OSNR de 47 dB.

El comportamiento de la visibilidad en función del OSNR para 10 Gbps se muestra en la Fig. 5.20 al igual que en el caso anterior de 1 Gbps tenemos un crecimiento progresivo a medida que se reduce el ruido ASE, estabilizándose en valores cercanos a 0.93 cuando el OSNR supera los 30 dB en los casos cuando usamos el dispositivo en una configuración 2x2 y 4x4. En la configuración 2x2, la visibilidad es baja en OSNR cercanos a 10 dB (0.18 en promedio), pero aumenta rápidamente hasta 0.93 a partir de 30 dB. Para valores de OSNR mayores o iguales a 24.3 dB, se observa una estabilización de la visibilidad con un promedio de 0.91. Entre los tres casos evaluados, C1-C3 presenta la mejor recuperación en condiciones de OSNR intermedio (10-24 dB), aunque en niveles altos las diferencias entre configuraciones son mínimas. Para la configuración 4x4 (ver Fig. 5.20(b)), donde se analizan los cuatro caminos activos, la visibilidad inicial es mayor (0.37 para OSNR bajos) en comparación cuando se usa en 2x2 y sigue una evolución similar, alcanzando 0.90 en de 30 dB para todos los caminos. Se observa que los caminos 3 y 4 muestran una recuperación más rápida en OSNR entre 15 y 25 dB, mientras que por encima de 30 dB la visibilidad se estabiliza en un promedio de 0.92 en todos los casos.

Además, a partir de un OSNR de 24.3 dB, se observa una estabilización de la visibilidad en torno a un promedio de 0.91.

Los resultados indican que 10 Gbps es más sensible al ruido ASE en bajos OSNR, mostrando una visibilidad inicial menor en comparación con 1 Gbps. Además, requiere un OSNR más alto para alcanzar una interferencia estable, lo que resalta la necesidad de un control preciso del ruido para mantener un buen rendimiento en sistemas de mayor velocidad. En ambos casos, mantener un OSNR superior a 25 dB es clave para lograr visibilidades por encima de 0.90 y una interferencia óptima. Sin embargo, en 10 Gbps, el sistema es más vulnerable a la degradación en condiciones de bajo OSNR, lo que subraya la importancia de minimizar el impacto del ruido ASE en aplicaciones de alta velocidad.

5.4.3. Configuración experimental para la medición de OSNR y visibilidad en un CFP2-DCO con modulación QPSK, 16-QAM y 64-QAM

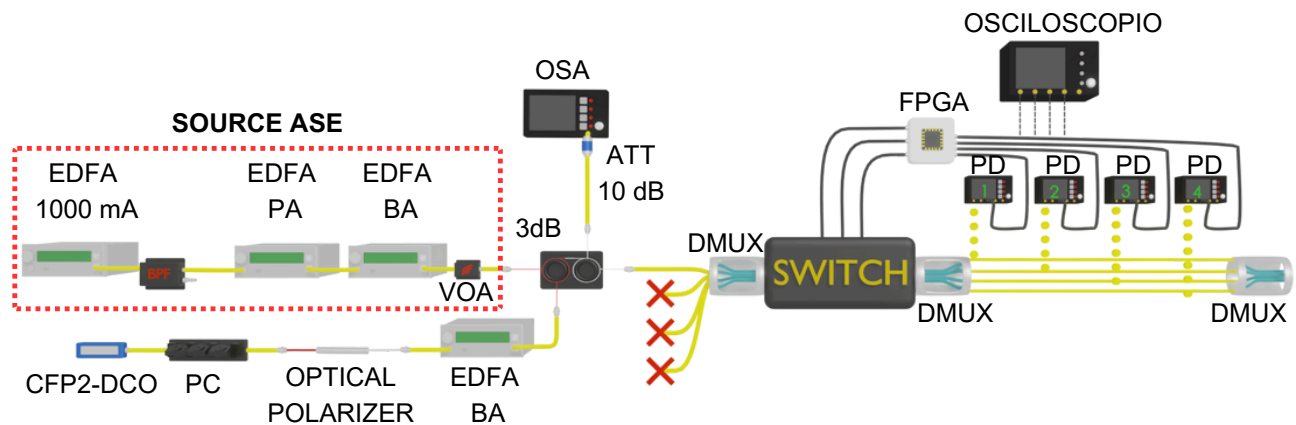


Fig. 5.21: Set-up medición OSNR con cassini.

En esta configuración, el dispositivo fue evaluado utilizando transceptores coherentes comerciales capaces de transmitir a 100, 200 y 600 Gbps. Para ello, se utilizó el transceptor Lumentum 100/200G CFP2-DCO36 [27] para generar señales de 100 y 200 Gbps, empleando modulación de desplazamiento de cuadratura de polarización dual (DP-QPSK) y modulación de cuadratura de 16 polarizaciones duales (DP-16QAM), ambas operando a 31 GBaud. La Fig. 5.21 muestra el setup implementado, en el cual el transmisor cassini emite una potencia de 2 dBm.

Por otro lado, la fuente de ruido ASE se generó utilizando un EDFA Thorlabs operando a 1000 mA, cuya salida fue filtrada mediante un BPF y posteriormente amplificada con un EDFA

PA en modo AGC a 20 dBm. Luego, la señal ASE fue inyectada en un EDFA BA con control APC ajustado a 20.5 dBm, asegurando una salida estable de la fuente de ruido.

Ambas señales, la del transmisor cassini y la del ruido ASE, se combinan en un divisor óptico (Splitter) antes de ser analizadas. Para controlar la potencia del ruido inyectado en el sistema, se incorpora un VOA antes del divisor óptico. Finalmente, una de las salidas del divisor se dirige a un OSA para la medición del OSNR, mientras que la otra se conecta al receptor. En la Fig. 5.22 se presentan los espectros ópticos correspondientes a cada señal, donde se observan los casos de OSNR máximo y mínimo, permitiendo analizar el impacto del ruido ASE en la calidad de la señal recibida.

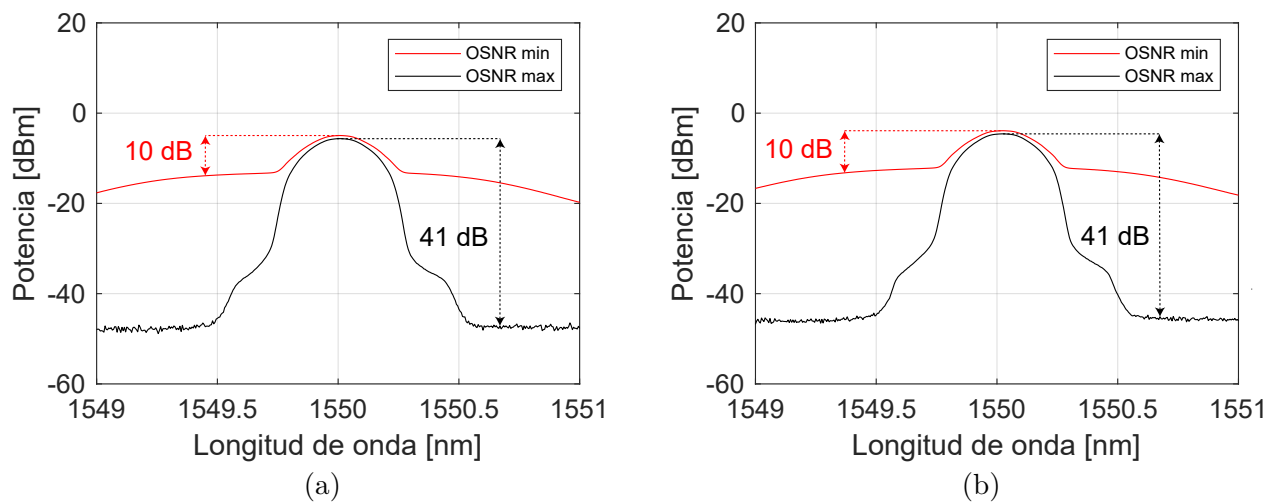


Fig. 5.22: Espectros de potencia medidos para señales con modulaciones QPSK y 16-QAM. (a) Espectro correspondiente a QPSK con OSNR de 10 y 41 dB; (b) Espectro correspondiente a 16-QAM con OSNR de 10 y 41 dB.

El análisis de la visibilidad en función del OSNR para DP-QPSK y DP-16QAM revela diferencias clave en la sensibilidad al ruido ASE de ambas modulaciones. En la Fig. 5.23(a), se observa que, para DP-QPSK, la visibilidad inicial en OSNR bajos (10 dB) parte desde 0.31, mientras que en DP-16QAM (Fig. 5.23(b)), este valor es menor, iniciando en 0.21, lo que confirma la mayor susceptibilidad de esta modulación a la degradación por ruido ASE. A medida que el OSNR aumenta, la visibilidad mejora progresivamente en ambas modulaciones, alcanzando valores cercanos a 0.93 en DP-QPSK para un OSNR superior a 25 dB, mientras que en DP-16QAM se requieren más de 30 dB para estabilizarse en torno a 0.91. El estudio se realizó en una configuración 2x2, evaluando la interferencia en los pares de brazos (C2-C3, C2-C4, C3-C2, C3-C4, C4-C2 y C4-C3). Se observó que los caminos C2-C3 y C3-C2 presentan una mejor recuperación de la interferencia en comparación con C3-C4 y C4-C3, los cuales requieren un mayor

OSNR para alcanzar valores óptimos de visibilidad.

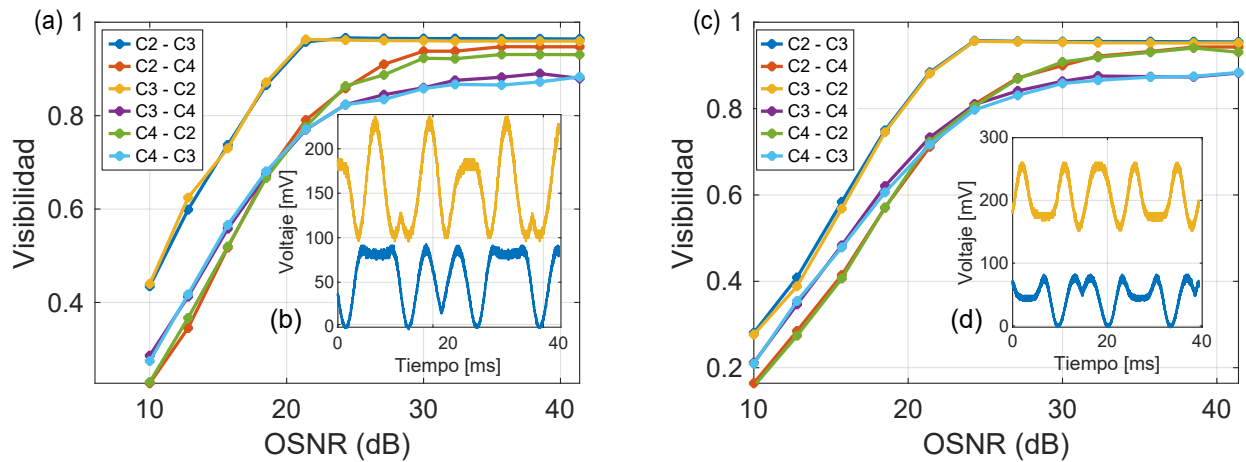


Fig. 5.23: Relación entre la visibilidad, el OSNR y las señales de interferencia en diferentes caminos. (a) Relación entre la visibilidad y el OSNR para QPSK, conectando todos los pares de caminos entre $i = 2, 3, 4$; (b) Forma de onda de interferencia entre el camino 3 y el camino 2 (OSNR 10 dB) y entre el camino 2 y el camino 3 (OSNR 41.4 dB); (c) Relación entre la visibilidad y el OSNR para 16-QAM, conectando todos los pares de caminos entre $i = 2, 3, 4$; (d) Forma de onda de interferencia entre el camino 3 y el camino 2 (OSNR 10 dB) y entre el camino 2 y el camino 3 (OSNR 41.4 dB).

En la Fig. 5.24(a), se presentan los valores promedio de visibilidad obtenidos para cada OSNR en ambas modulaciones. Se observa que DP-QPSK mantiene una mayor visibilidad en todo el rango de OSNR evaluado en comparación con DP-16QAM, reflejando una menor sensibilidad al ruido ASE. Además, en DP-16QAM, el crecimiento de la visibilidad es más pronunciado en los primeros incrementos de OSNR, estabilizándose a partir de 27 dB, mientras que en DP-QPSK, la transición es más gradual y alcanza valores máximos más altos con menor requerimiento de OSNR. Estos resultados resaltan la importancia de mantener un OSNR superior a 25 dB en DP-QPSK y mayor a 30 dB en DP-16QAM, asegurando visibilidades estables por encima de 0.90. Asimismo, confirman que DP-16QAM, debido a su modulación de orden superior, es más sensible al ruido ASE y requiere un control más estricto del OSNR para garantizar una interferencia bien definida.

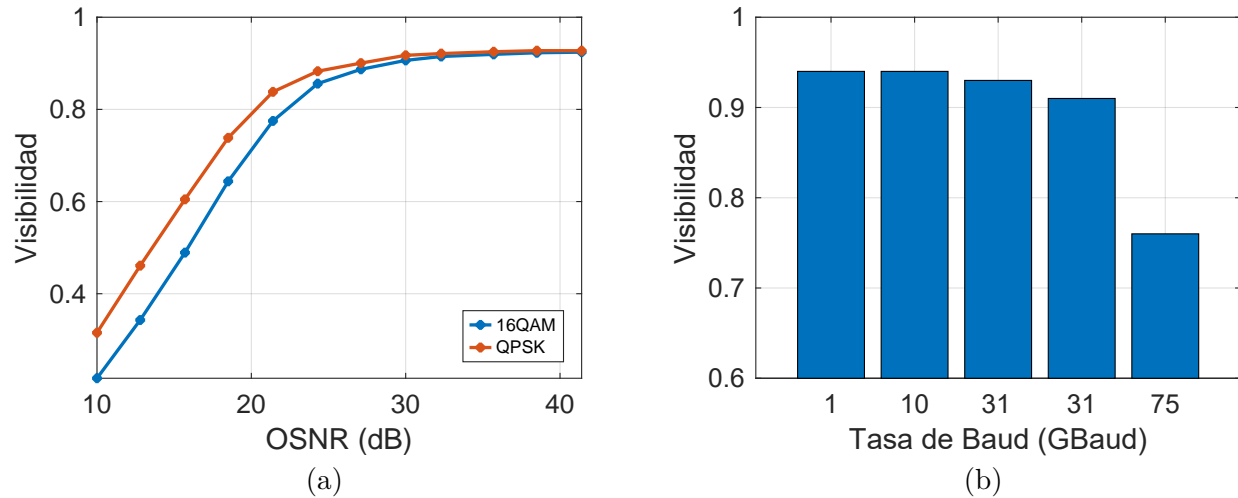


Fig. 5.24: Visibilidad interferométrica y tasas de Baud en modulaciones ópticas. (a) Visibilidad promedio en función del OSNR para los pares de brazos en configuración 2x2 en modulaciones DP-QPSK y DP-16QAM; (b) Velocidad en Baud de diferentes transceptores.

El último experimento se llevó a cabo utilizando la tarjeta transponedora Fiberhome 20C6E, con la cual se generó una señal de 600 Gbps mediante DP-64QAM, operando a una tasa de símbolos de 75 GBaud. En este caso, se evaluó la visibilidad del sistema considerando únicamente la señal transmitida, sin la presencia de ruido ASE. En la Fig. 5.24(b), se presentan los valores de visibilidad promedio obtenidos para distintas tasas de Baud, incluyendo 1 GBd, 10 GBd, 31 GBd (QPSK), 31 GBd (16QAM), 72 GBd y 75 GBd (DP-64QAM). Se observa que la visibilidad tiende a disminuir conforme aumenta la tasa de símbolos, con valores de 0.94, 0.94, 0.93, 0.91 y 0.76 para la señal de 64QAM. Este comportamiento es el esperado, ya que el acortamiento de los pulsos ópticos a mayores tasas de Baud acentúa las diferencias de trayectoria dentro del dispositivo, afectando la interferencia. Además, se identificó que la mayor diferencia de trayectoria en el sistema fue de 0.07 ns entre los caminos C3 y C4, mientras que la menor fue de 0.01 ns entre C2 y C3, lo que confirma que en modulaciones de orden superior como DP-64QAM, estas diferencias juegan un papel clave en la estabilidad de la interferencia.

5.5. Evaluación del dispositivo para múltiples entradas

En esta sección se evalúa el desempeño del interferómetro MCF con múltiples entradas ópticas, resaltando su capacidad para permutar diferentes longitudes de onda y maximizar caminos específicos mediante la manipulación controlada de las fases ópticas. La evaluación combina un modelo teórico desarrollado con óptica matricial y resultados experimentales obtenidos a partir de un montaje de multiplexación por WDM.

5.5.1. Modelado teórico y resultados experimentales

El interferómetro MCF se puede modelar utilizando una arquitectura basada en múltiples trayectorias con divisores de haz multicore en una configuración Mach-Zehnder, como se discute en secciones anteriores. Para ello, se emplea una topología de cuatro trayectorias en la cual el primer MCF-BS divide la señal entrante en cuatro caminos ópticos y el segundo MCF-BS recombina las señales al final del interferómetro. Este sistema se describe matemáticamente mediante óptica matricial, donde las transformaciones de los campos ópticos se modelan utilizando matrices unitarias y operadores de desplazamiento de fase.

En este análisis, la matriz A representa la matriz unitaria característica de un MCF-BS de cuatro trayectorias, y se define como $M_{BS4 \times 4}$. Esta matriz se utiliza tanto para la división inicial como para la recombinación final de las señales ópticas. La matriz B , por su parte, describe el desplazamiento de fase introducido en cada uno de los cuatro caminos ópticos, y se define como M_θ . Este desplazamiento de fase se expresa de manera diagonal con elementos del tipo $e^{j\phi_i}$, donde ϕ_i representa la fase acumulada en el i -ésimo camino óptico. Finalmente, la matriz C es idéntica a A , ya que describe nuevamente el proceso de recombinación en el MCF-BS.

El campo óptico de entrada al dispositivo se representa mediante el vector E , el cual define la señal incidente en el sistema. Por ejemplo, para un sistema donde solo se tiene una entrada, $E = [1; 0; 0; 0]$. La señal de salida del sistema E_{out} se calcula mediante el producto matricial:

$$E_{out} = A \cdot B \cdot C \cdot E.$$

Esta expresión describe cómo la señal inicial se transforma a través de las operaciones de división, desplazamiento de fase y recombinación.

A partir de E_{out} , se calcula la intensidad óptica en cada camino como el producto del campo eléctrico y su conjugado complejo, es decir, $I_{out} = E_{out} \cdot \text{conj}(E_{out})$. Utilizando MATLAB, se expandieron y reescribieron estas expresiones en términos de funciones seno y coseno, permitiendo

analizar la influencia de las fases $\phi_0, \phi_1, \phi_2, \phi_3$ en la distribución de las intensidades.

El análisis se realizó para diferentes configuraciones de entrada, activando únicamente un camino óptico a la vez ($E = x_1, x_2, x_3, x_4$), donde cada entrada se define como:

$$x_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_3 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_4 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (5.4)$$

En cada caso, se calcularon las intensidades de salida y se obtuvieron expresiones simplificadas que describen el comportamiento del sistema. Este modelo permitió evaluar cómo las diferencias de fase y los procesos de recombinación afectan la visibilidad de las interferencias y la estabilidad de los estados de polarización. Obteniendo así los siguientes resultados:

Para x_1 :

$$I_{\text{out}_1} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_0 - \phi_2) + \cos(\phi_0 - \phi_3) + \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.5)$$

$$I_{\text{out}_2} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.6)$$

$$I_{\text{out}_3} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.7)$$

$$I_{\text{out}_4} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.8)$$

Para x_2 :

$$I_{\text{out}_1} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.9)$$

$$I_{\text{out}_2} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_0 - \phi_2) + \cos(\phi_0 - \phi_3) + \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.10)$$

$$I_{\text{out}_3} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.11)$$

$$I_{\text{out}_4} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.12)$$

Para x_3 :

$$I_{\text{out}_1} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.13)$$

$$I_{\text{out}_2} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.14)$$

$$I_{\text{out}_3} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_0 - \phi_2) + \cos(\phi_0 - \phi_3) + \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.15)$$

$$I_{\text{out}_4} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.16)$$

Para x_4 :

$$I_{\text{out}_1} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.17)$$

$$I_{\text{out}_2} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) - \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.18)$$

$$I_{\text{out}_3} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) - \cos(\phi_0 - \phi_2) - \cos(\phi_0 - \phi_3) - \cos(\phi_1 - \phi_2) - \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.19)$$

$$I_{\text{out}_4} = \frac{1}{8} [\cos(\phi_0 - \phi_1) + \cos(\phi_0 - \phi_2) + \cos(\phi_0 - \phi_3) + \cos(\phi_1 - \phi_2) + \cos(\phi_1 - \phi_3) + \cos(\phi_2 - \phi_3) + 2] \quad (5.20)$$

Cuando se analiza el sistema con múltiples entradas, es necesario realizar el análisis de forma separada para cada configuración de entrada, incluso si se tienen 2, 3 o 4 entradas activas. Además, se utilizan combinaciones específicas de fases para maximizar cada camino en el sistema. Estas combinaciones de fase son:

- (0000): Maximiza el camino 1.

- $(\pi \pi 0 0)$: Maximiza el camino 2.
- $(0 \pi 0 \pi)$: Maximiza el camino 3.
- $(0 \pi \pi 0)$: Maximiza el camino 4.

Por ejemplo, al utilizar la combinación de fases (0000) para maximizar el camino 1 y activar una única entrada $E = x_1$, la salida será:

$$E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Si se tienen múltiples entradas, como $E = x_1$ y $E = x_2$, y se utiliza la misma combinación de fases (0000) para maximizar el camino 1, las salidas se evalúan de forma separada:

$$\text{Para } x_1, \quad E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \text{y para } x_2, \quad E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

De manera similar, si se activan tres entradas, por ejemplo $E = x_1$, $E = x_2$, y $E = x_3$, las salidas se evalúan como:

$$\text{Para } x_1, \quad E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \text{para } x_2, \quad E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \text{y para } x_3, \quad E_{\text{out}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Finalmente, al activar las cuatro entradas $E = x_1$, $E = x_2$, $E = x_3$, y $E = x_4$, la salida correspondiente para cada entrada se evalúa de forma separada:

$$E_{\text{out}} = \text{Para } x_1 : \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_2 : \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_3 : \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_4 : \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

La Tabla 5.6 muestra las combinaciones de fase utilizadas para maximizar cada camino del dispositivo y cómo se relacionan las entradas y salidas del sistema. En este contexto, las entradas x_i representan diferentes longitudes de onda que ingresan al dispositivo, mientras que las salidas E_{out} indican los caminos ópticos por los que dichas longitudes de onda salen después de aplicar la combinación de fases correspondiente.

Cada combinación de fase dirige las señales a caminos específicos, lo que resalta la capacidad del dispositivo para controlar múltiples longitudes de onda de forma simultánea. Los colores en la tabla facilitan la identificación de las asociaciones entre las entradas y sus respectivas salidas.

| Fase | Entrada x_i | | | | Salida E_{out} | | | |
|-----------------|--|--|--|--|--|--|--|--|
| (0000) | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ |
| $(\pi \pi 0 0)$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ |
| $(0 \pi 0 \pi)$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ |
| $(0 \pi \pi 0)$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$ | $\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ |

Tabla 5.6: Combinaciones de fase y salidas correspondientes para cada camino.

Podemos interpretar cada una de estas entradas x_i como diferentes longitudes de onda que ingresan al dispositivo. Por ejemplo, si se activan cuatro longitudes de onda distintas, representadas por las entradas $x_1 = 1000$, $x_2 = 0100$, $x_3 = 0010$ y $x_4 = 0001$, y utilizamos la combinación de fase $(\pi \pi 0 0)$ para maximizar el camino 2, las salidas del sistema estarían asociadas con los siguientes caminos: la longitud de onda asociada a $x_1 = 1000$ saldrá por el camino 2, la longitud de onda asociada a $x_2 = 0100$ saldrá por el camino 1, la longitud de onda

asociada a $x_3 = 0010$ saldrá por el camino 4, y la longitud de onda asociada a $x_4 = 0001$ saldrá por el camino 3.

Esto muestra cómo el dispositivo puede ser utilizado para controlar y dirigir diferentes longitudes de onda a caminos específicos, dependiendo de la combinación de fases aplicada.

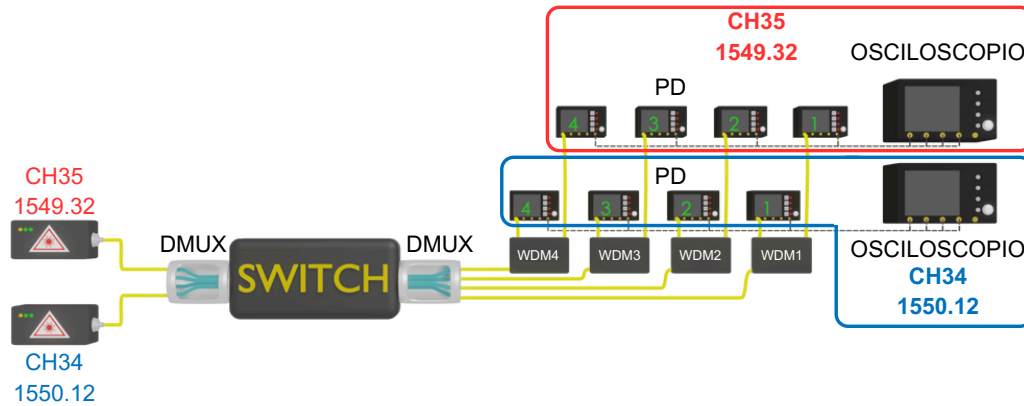


Fig. 5.25: Configuración experimental del dispositivo WDM para permutación de longitudes de onda.

Para comprobar la permutación de longitudes de onda, implementamos el montaje experimental mostrado en la Fig. 5.25. En este experimento, sintonizamos dos láseres a longitudes de onda específicas: 1549.32 nm, correspondiente al canal 35 según la recomendación ITU DWDM [53], y 1550.12 nm, correspondiente al canal 34. Los espectros de estas señales pueden observarse en la Fig. 5.26. Ambas longitudes de onda ingresaron al dispositivo con una potencia de entrada de 6 dBm.

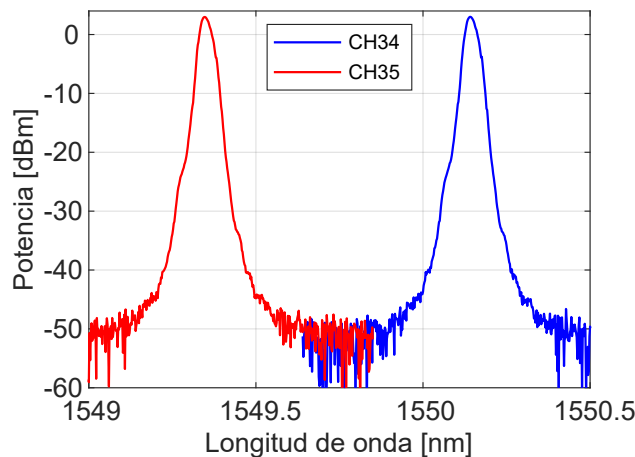


Fig. 5.26: Espectros de las señales láser sintonizadas en las longitudes de onda correspondientes a los canales CH34 (1550.12 nm) y CH35 (1549.32 nm).

Para separar las longitudes de onda correspondientes a los canales CH34 (1550.12 nm) y CH35 (1549.32 nm), se utilizaron módulos DWDM. Cada módulo introduce una atenuación específica dependiendo de la longitud de onda utilizada. En particular, se evaluaron los módulos DWDM 1, 2, 3 y 4, y las atenuaciones medidas para cada canal se resumen en la Tabla 5.7.

| Módulo DWDM | CH34 (1550.12 nm) [dB] | CH35 (1549.32 nm) [dB] |
|-------------|------------------------|------------------------|
| Módulo 1 | 1.25 | 1.03 |
| Módulo 2 | 1.32 | 1.14 |
| Módulo 3 | 1.41 | 1.65 |
| Módulo 4 | 1.28 | 1.62 |

Tabla 5.7: Atenuación de los módulos DWDM para los canales CH34 (1550.12 nm) y CH35 (1549.32 nm).

A la salida del dispositivo, los módulos DWDM estaban conectados a ocho fotodetectores: cuatro asignados al canal 35 y cuatro al canal 34. Los fotodetectores, a su vez, estaban conectados a un osciloscopio con el propósito de analizar las señales de salida. El procedimiento experimental consistió en controlar de forma individual cada núcleo del interferómetro mediante FPGA, seleccionando dinámicamente el camino que se deseaba maximizar.

Por ejemplo, al seleccionar y maximizar el núcleo 1, se esperaba que la señal correspondiente al canal 35, cuya entrada está definida por la longitud de onda 1549.32 nm, alcanzara un máximo en el fotodiodo asignado a dicho núcleo. De manera similar, para el canal 34 (entrada 1550.12 nm), al maximizar el núcleo 1, la señal máxima debía observarse en el fotodiodo 2. Este comportamiento quedó claramente evidenciado en la Fig. 5.27, confirmando la capacidad del dispositivo para permutar longitudes de onda según el núcleo seleccionado.

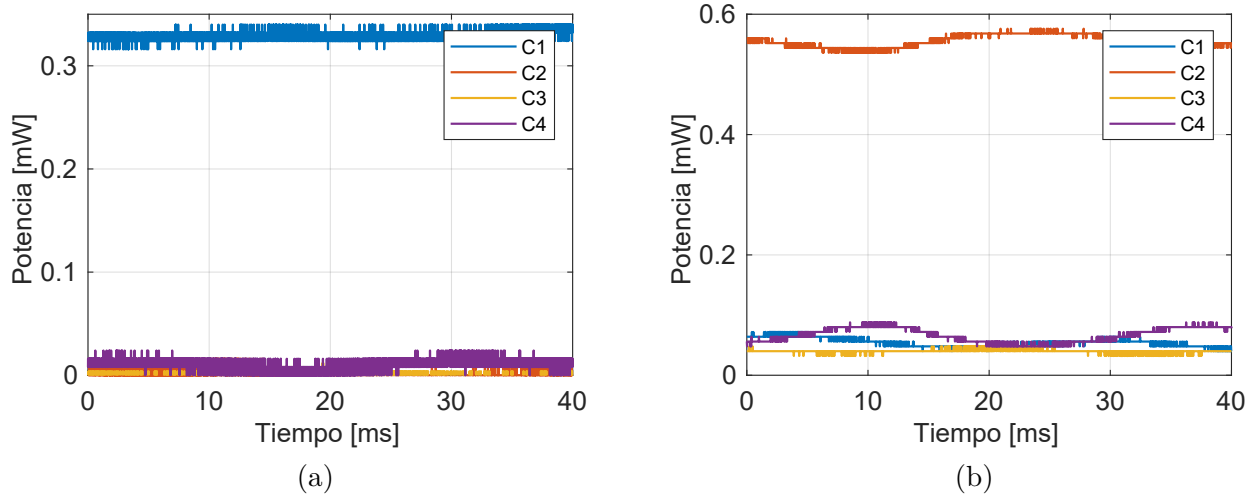


Fig. 5.27: Respuesta del sistema al maximizar el camino 1, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35.

Específicamente, al maximizar el camino 1 (Fig. 5.27), se obtuvo una alta visibilidad interferométrica, alcanzando valores de 0.95 para el canal CH34 y 0.92 para el canal CH35. Estos resultados demuestran un desempeño consistente del sistema y confirman la adecuada aplicación de las fases ópticas. En términos de interferencia cruzada (crosstalk), los valores medidos fueron moderados, destacándose valores de -16 dB, -19 dB y -15 dB para el canal CH34 y -10 dB, -11 dB y -9 dB para el canal CH35. Aunque se observó un leve incremento en el crosstalk para el canal CH35, la selectividad general del dispositivo se mantuvo estable.

En la Fig. 5.28, con la maximización del camino 2 mediante la combinación de fase $(\pi, \pi, 0, 0)$, la visibilidad alcanzó 0.97 en el canal CH34 (Fig. 5.28(a)), reflejando una alta visibilidad en el canal CH34. Sin embargo, en el canal CH35 (Fig. 5.28(b)) la visibilidad fue de 0.77, esto es coherente considerando que las pérdidas en cada DWDM no son uniformes, lo cual puede influir en la visibilidad y crosstalk observado. El crosstalk fue bajo en el canal CH34, con valores de -20 dB entre C1 y C2, -19 dB entre C3 y C2, y -24 dB entre C4 y C2, indicando un alto grado de aislamiento entre canales. En contraste, el canal CH35 presentó un mayor crosstalk, con -12 dB entre C2 y C1, -7 dB entre C3 y C1, y -9 dB entre C4 y C1, lo que evidencia una mayor acople de potencia entre los núcleos vecinos.

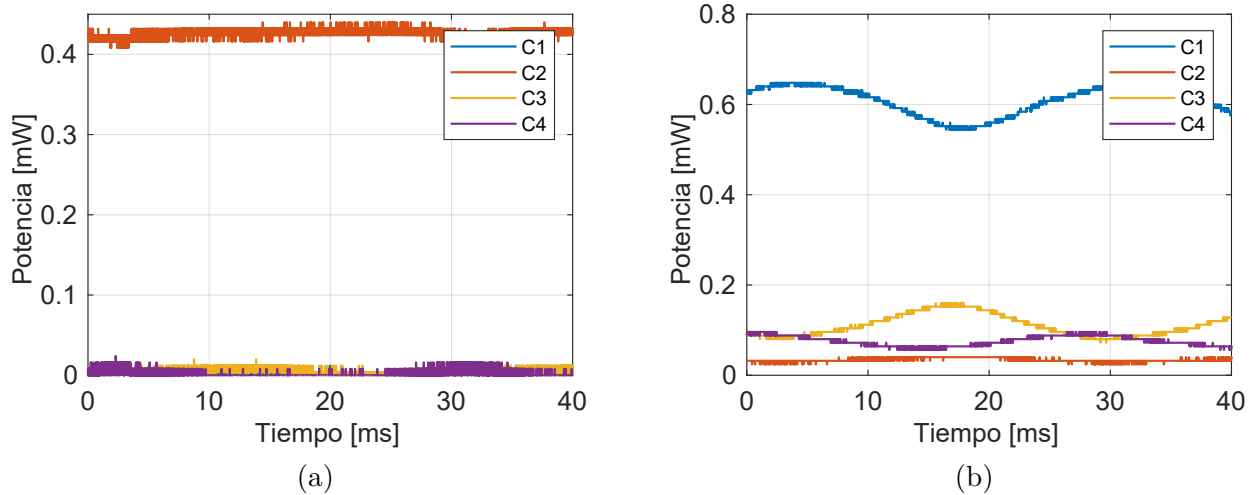


Fig. 5.28: Respuesta del sistema al maximizar el camino 2, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35.

La Fig. 5.29, correspondiente a la maximización del camino 3, mostró una visibilidad de 0.92 en el canal CH34 (Fig. 5.29(a)) y de 0.72 en el canal CH35 (Fig. 5.29(b)). Aunque la visibilidad en CH34 es adecuada, la disminución en CH35 sugiere posibles desajustes en el control de fase. Los niveles de crosstalk en el canal CH34 fueron de -16 dB entre C1 y C3, -13 dB entre C2 y C3, y -19 dB entre C4 y C3, mostrando un buen control de las señales no deseadas. No obstante, el canal CH35 presentó crosstalk significativamente mayor, con -6 dB entre C1 y C4, -8 dB entre C2 y C4, y -10 dB entre C3 y C4.

Finalmente, en la Fig. 5.30, donde se maximiza el camino 4 con la combinación de fase $(0, \pi, \pi, 0)$, se logró una visibilidad de 0.95 en el canal CH34 (Fig. 5.30(a)) y de 0.66 en el canal CH35 (Fig. 5.30(b)). Aunque la visibilidad en CH34 sigue siendo alta, la caída en CH35 refleja un desempeño más bajo. El crosstalk en el canal CH34 fue de -15 dB entre C1 y C4, -15 dB entre C2 y C4, y -18 dB entre C3 y C4, lo cual indica que la señal se mantiene bien acoplada en el núcleo sin compartimiento significativo de potencia con otros canales. Sin embargo, el canal CH35 evidenció un mayor crosstalk, con -6 dB entre C1 y C3, -7 dB entre C2 y C3, y -7 dB entre C4 y C3, lo que podría sugerir la necesidad de un mejor ajuste en el control de fase para optimizar la selectividad del dispositivo en esta configuración.

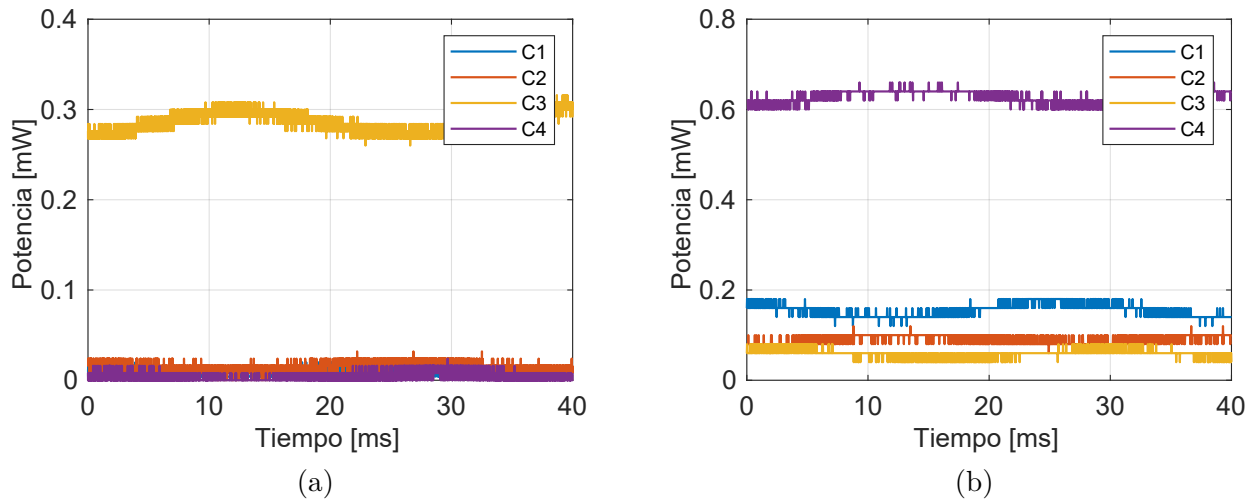


Fig. 5.29: Respuesta del sistema al maximizar el camino 3, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35.

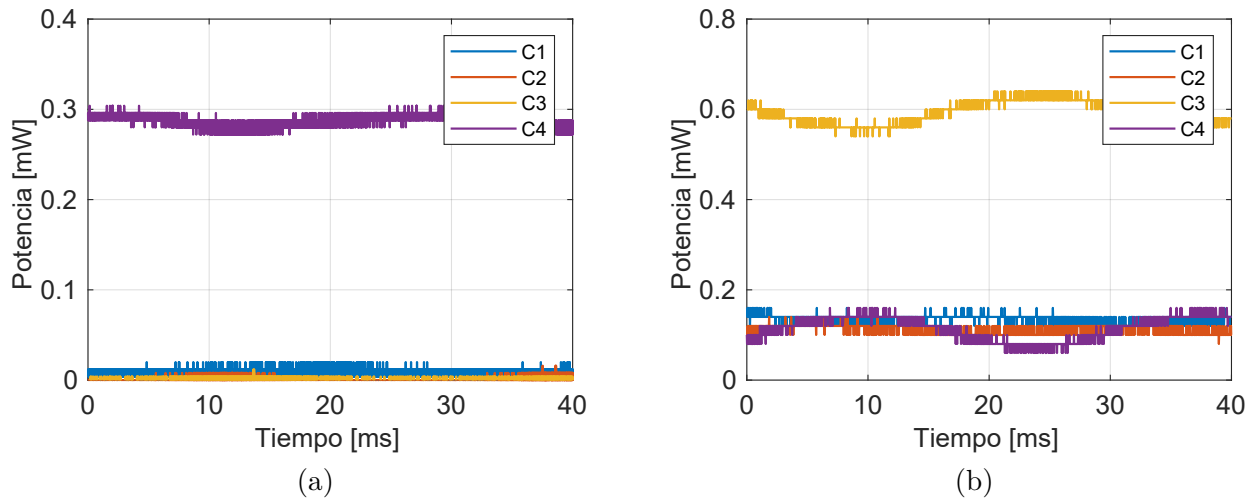


Fig. 5.30: Respuesta del sistema al maximizar el camino 4, mostrando señales maximizadas para los canales CH34 y CH35. (a) Señales correspondientes al canal CH34; (b) Señales correspondientes al canal CH35.

A lo largo de todas las configuraciones evaluadas, los resultados experimentales mostraron una alta concordancia con el modelo teórico basado en la óptica matricial. La capacidad del dispositivo para controlar y redirigir longitudes de onda de manera simultánea lo posiciona como una solución prometedora para aplicaciones en sistemas de comunicaciones ópticas avanzadas, tales como el enrutamiento de señales en redes ópticas y la multiplexación en sistemas de fibra óptica multicore.

6. Conclusiones

Se demostró experimentalmente que el interferómetro basado en la configuración de Mach-Zehnder con divisores de haz de fibra multinúcleo permite una conmutación eficiente de señales ópticas en fibras multinúcleo. El dispositivo logró visibilidades superiores a 0.90 en configuraciones de 2x2 y 4x4, confirmando así su potencial como un conmutador óptico de alta calidad.

Mediante un sistema de control digital, el interferómetro permite la selección activa del núcleo de salida deseado, alcanzando tiempos de conmutación de $0.7 \mu\text{s}$. Este tiempo representa una mejora de tres órdenes de magnitud respecto al estado del arte reportado previamente. Además, se obtuvieron características notables de rendimiento, entre ellas una relación de extinción de 19.8 dB, un crosstalk entre núcleos de -12 a -22 dB por núcleo y pérdidas de inserción promedio de 7.7 dB, evaluadas en periodos de trabajo de $2.5 \mu\text{s}$ y $30 \mu\text{s}$.

Los experimentos revelaron una relación directa entre la relación señal-ruido óptica y la visibilidad del interferómetro. Para señales de baja velocidad (1 Gbps), se requirió un OSNR superior a 24.3 dB para lograr visibilidades cercanas a 0.94. En cambio, para modulaciones más complejas fue necesario mantener valores de OSNR por encima de 30 dB para evitar degradaciones significativas en la visibilidad. Estos resultados evidencian que la calidad de la señal óptica es crucial para el desempeño del interferómetro.

Asimismo, se observó una estabilidad de fase consistente, con una visibilidad superior a 0.91 a velocidades de hasta 10 Gbps. No obstante, la complejidad creciente de la modulación y la diferencia en las longitudes ópticas introducen desafíos adicionales en cuanto al mantenimiento de la coherencia de la señal.

La implementación del dispositivo en sistemas WDM permitió la conmutación efectiva de longitudes de onda específicas mediante el control de fase ejecutado con un FPGA. Se obtuvo una visibilidad promedio de 0.95 y crosstalk promedio de -17 dB para CH34, y visibilidades promedio de 0.77 con crosstalk de -8 dB para CH35. Finalmente, los resultados experimentales coincidieron estrechamente con las predicciones obtenidas mediante el modelo teórico basado en óptica matricial, validando así la aproximación matemática empleada y demostrando la robustez del diseño propuesto.

Como líneas de investigación futura, se propone el uso de fibras que mantengan la polarización para eliminar la necesidad de compensadores externos (como los controladores manuales de polarización), lo cual permitiría mejorar aún más la estabilidad óptica del sistema. Adicionalmente, se recomienda optimizar el sistema de control mediante la incorporación de un controlador proporcional, integral y derivativo, con el objetivo de incrementar la precisión y la velocidad de respuesta durante el proceso de conmutación.

Bibliografía

- [1] G. M. Saridis, D. Alexandropoulos, G. Zervas, and D. Simeonidou, “Survey and evaluation of space division multiplexing: From technologies to optical networks,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2136–2156, 2015.
- [2] H. Waldman, “The impending optical network capacity crunch,” in *2018 SBFoton International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC)*, 2018, pp. 1–4.
- [3] B. J. Puttnam, G. Rademacher, and R. S. Luís, “Space-division multiplexing for optical fiber communications,” *Optica*, vol. 8, no. 9, pp. 1186–1203, Sep 2021. [Online]. Available: <https://opg.optica.org/optica/abstract.cfm?URI=optica-8-9-1186>
- [4] D. M. Marom, Y. Miyamoto, D. T. Neilson, and I. Tomkos, “Optical switching in future fiber-optic networks utilizing spectral and spatial degrees of freedom,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, no. 11, pp. 1835–1852, 2022.
- [5] G. Rademacher, B. J. Puttnam, R. S. Luís, J. Sakaguchi, W. Klaus, T. A. Eriksson, Y. Awa-ji, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, T. Taru, T. Takahata, T. Kobayashi, H. Furukawa, and N. Wada, “10.66 peta-bit/s transmission over a 38-core-three-mode fiber,” in *2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2020, pp. 1–3.
- [6] D. Soma, Y. Wakayama, S. Beppu, S. Sumita, T. Tsuritani, T. Hayashi, T. Nagashima, M. Suzuki, M. Yoshida, K. Kasai, M. Nakazawa, H. Takahashi, K. Igarashi, I. Morita, and M. Suzuki, “10.16-peta-b/s dense sdm/wdm transmission over 6-mode 19-core fiber across the c+l band,” *J. Lightwave Technol.*, vol. 36, no. 6, pp. 1362–1368, Mar 2018. [Online]. Available: <https://opg.optica.org/jlt/abstract.cfm?URI=jlt-36-6-1362>
- [7] R. Ryf, A. Marotta, M. Mazur, N. K. Fontaine, H. Chen, T. Hayashi, T. Nagashima, T. Nakanishi, T. Morishima, F. Graziosi, A. Mecozzi, and C. Antonelli, “Transmission over randomly-coupled 4-core fiber in field-deployed multi-core fiber cable,” in *2020 European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2020, pp. 1–4.
- [8] H. Takeshita, K. Nakamura, Y. Matsuo, T. Inoue, D. Masuda, T. Hiwatashi, K. Hosokawa, Y. Inada, and E. L. T. de Gabory, “Demonstration of uncoupled 4-core multicore

- fiber in submarine cable prototype with integrated multicore edfa,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 3, pp. 980–988, 2023.
- [9] I. Morita, K. Igarashi, H. Takahashi, T. Tsuritani, and M. Suzuki, “Trans-oceanic class ultra-long-haul transmission using multi-core fiber,” *Opt. Express*, vol. 22, no. 26, pp. 31 761–31 773, Dec 2014. [Online]. Available: <https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-22-26-31761>
- [10] M. E. Venegas Rosales, “Control de fase de interferómetro en fibra óptica multi-núcleo utilizando fpga,” <http://repositorio.udec.cl/jspui/handle/11594/11016>, 2023, memoria de Título presentada para optar al título profesional de Ingeniería Civil Electrónica.
- [11] L. I. Faúndez Miranda, “Estrategias de control en fase sobre interferómetro óptico para conmutar sistemas de alta velocidad,” 2022, informe de Habilitación Profesional para optar al título de Ingeniero Civil Eléctrico.
- [12] C. D. Rosado Carrasco, “Caracterización de conmutador de núcleo en fibra mcf,” Concepción, Chile, 2023.
- [13] A. D. Ellis, J. Zhao, and D. Cotter, “Approaching the non-linear shannon limit,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 4, pp. 423–433, 2010.
- [14] G. B. Xavier and G. Lima, “Quantum information processing with space-division multiplexing optical fibres,” *Communications Physics*, vol. 3, no. 1, p. 9, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1038/s42005-019-0269-7>
- [15] D. M. Marom and M. Blau, “Switching solutions for wdm-sdm optical networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 2, pp. 60–68, 2015.
- [16] C. Deakin, M. Enrico, N. Parsons, and G. Zervas, “Design and analysis of beam steering multicore fiber optical switches,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 9, pp. 1954–1963, 2019.
- [17] Y. Ma, L. Stewart, J. Armstrong, I. G. Clarke, and G. Baxter, “Recent progress of wavelength selective switch,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 896–903, 2021.
- [18] K. Suzuki, K. Seno, and Y. Ikuma, “Application of waveguide/free-space optics hybrid to roadm device,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 35, no. 4, pp. 596–606, 2017.

- [19] M. Stepanovsky, “A comparative review of mems-based optical cross-connects for all-optical networks from the past to the present day,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 21, no. 3, pp. 2928–2946, 2019.
- [20] L. Huo, R. Wang, M. Tang, Q. Wu, S. Fu, and D. Liu, “Reconfigurable inter-core signal switching within multicore fibers based on long-period gratings,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 24, pp. 6025–6032, 2019.
- [21] H. C. H. Mulvad, A. Parker, B. King, D. Smith, M. Kovacs, S. Jain, J. Hayes, M. Petrovich, D. J. Richardson, and N. Parsons, “Beam-steering all-optical switch for multi-core fibers,” in *2017 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2017, pp. 1–3.
- [22] C. Fukai, Y. Abe, T. Uematsu, I. Ogushi, and K. Katayama, “Multi-core fiber rotated optical switch,” *Optical Fiber Technology*, vol. 81, p. 103470, 2023. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S106852002300250X>
- [23] “Introduction to time-of-flight long range proximity and distance sensor system design,” <https://www.ti.com/>.
- [24] “Id 3000 series – picosecond lasers,” <https://www.idquantique.com/quantum-sensing/products/id-3000-picosecond-lasers/>.
- [25] P. Hariharan, *Basics of Interferometry*. Editorial Elsevier, 2007.
- [26] Tektronix, “3 series mdo oscilloscopes,” <https://www.tek.com/en/products/oscilloscopes/3-series-mdo>, 2023.
- [27] Lumentum, “Cfp2 dco 100g/200g pluggable transceiver,” <https://www.lumentum.com/en/products/cfp2-dco-100g-200g-pluggable-transceiver>, 2023.
- [28] K. Saitoh and S. Matsuo, “Multicore fiber technology,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 55–66, 2016.
- [29] “Ieee standard for terminology and test methods of digital-to-analog converter devices,” *IEEE Std 1658-2011*, pp. 1–126, 2012.
- [30] G. Keiser, *Fiber Optic Communications*, 1st ed. Springer Singapore, 3 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/978-981-33-4665-9>
- [31] International Electrotechnical Commission, “Fibre optic communication system design guides - part 12: In-band optical signal-to-noise ratio (osnr),” International Standard IEC 61282-12, 2023. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/24156>

- [32] EXFO, “New iec standard: Osnr measurements,” <https://www.exfo.com/en/resources/blog/new-iec-standard-osnr-measurements/>, 2023.
- [33] E. Hecht, *Optics*, 5th ed. Global Edition: Pearson Education, 2017, adelphi University.
- [34] B. E. A. Saleh and M. C. Teich, *Fundamentals of Photonics*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey: Wiley, 2019.
- [35] G. A. C. Vera, *Estabilización y caracterización de un interferómetro Mach-Zehnder de fibras ópticas instaladas para comunicaciones cuánticas*. Concepción, Chile: Universidad de Concepción, 2014.
- [36] S. Khan, S. Le Calvé, and D. Newport, “A review of optical interferometry techniques for voc detection,” *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 302, p. 111782, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424719300652>
- [37] R. Hui and M. O’Sullivan, *Fiber Optic Measurement Techniques*. Burlington, MA, USA: Elsevier Academic Press, 2009.
- [38] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 6th ed. Rochester, NY, USA: Academic Press, 2019.
- [39] J. Cariñe *et al.*, “Multi-core fiber integrated multi-port beam splitters for quantum information processing,” *Optica*, vol. 7, pp. 542–550, 2020.
- [40] Corning, “SMF-28 Single-mode Optical Fiber,” *Coating*, p. 4, 2002.
- [41] MathWorks, “Gaussian fit in matlab,” <https://la.mathworks.com/help/curvefit/gaussian.html>, 2023.
- [42] Thorlabs, “LN65S-FC - Lithium Niobate Modulator,” <https://www.thorlabs.com/thorproduct.cfm?partnumber=LN65S-FC>.
- [43] S. J. Ben Yoo, “Prospects and challenges of photonic switching in data centers and computing systems,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 40, no. 8, pp. 2214–2243, 2022.
- [44] Q. Zhang, V. Liu, H. Zeng, and A. Krishnamurthy, “High-resolution measurement of data center microbursts,” in *Proceedings of the 2017 Internet Measurement Conference*, ser. IMC ’17. New York, NY, USA: Association for Computing Machinery, 2017, p. 78–85. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1145/3131365.3131375>

- [45] Fibercore, “SM-4C150080125001 Multicore Fiber,” <https://fibercore.humaneticsgroup.com/products/multicore-fiber/multicore-fiber/sm-4c150080125001>, 2024.
- [46] G. B. Xavier and J. P. von der Weid, “Stable single-photon interference in a 1 km fiber-optic mach-zehnder interferometer with continuous phase adjustment,” *Opt. Lett.*, vol. 36, pp. 1764–1766, 2011.
- [47] K. Liu *et al.*, “Interferometer-based distributed optical fiber sensors in long-distance vibration detection: A review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 22, pp. 21 428–21 444, 2022.
- [48] M. D. Ardakani and S. O. Tatu, “V-band six-port interferometer receiver: High data-rate wireless applications, ber and evm analysis, and cfo compensation,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 160 847–160 854, 2021.
- [49] Y. Mao *et al.*, “Integrating quantum key distribution with classical communications in backbone fiber network,” *Opt. Express*, vol. 26, pp. 6010–6020, 2018.
- [50] C. Papapanos *et al.*, “Studies on the readability and on the detection rate in a mach-zehnder interferometer-based implementation for high-rate, long-distance qkd protocols,” *Eur. Phys. J. D*, vol. 75, p. 93, 2021.
- [51] A. Cuevas *et al.*, “Long-distance distribution of genuine energy-time entanglement,” *Nat Commun*, vol. 4, p. 2871, 2013.
- [52] M. Zahidy *et al.*, “Practical high-dimensional quantum key distribution protocol over deployed multicore fiber,” *Nat. Commun.*, vol. 15, no. 1651, 2024.
- [53] FS Community, “CWDM vs DWDM ITU Channels Guide,” <https://community.fs.com/es/blog/cwdmdwdm-itu-channels-guide.html>.