



Arbitrary waveform generation in general purpose photonic integrated circuits for LIDAR and RADAR operations (PICs).

Jorge Sola Polo

Tutor: Daniel Pérez López

Cotutor: José Capmany Francoy

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería Telecomunicación

Curso 2020-21

Valencia, 1 de julio de 2021

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación

Universitat Politècnica de València

Edificio 4D. Camino de Vera, s/n, 46022 Valencia

Tel. +34 96 387 71 90, ext. 77190

www.etsit.upv.es





UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Resumen

Los circuitos integrados fotónicos (del inglés, photonic integrated circuits -PICs) ofrecen prestaciones de procesamiento óptico de señal para los sistemas de comunicaciones modernos. Trabajando de forma cooperativa con los sistemas electrónicos, aumentan las prestaciones de los sistemas electrónicos convencionales. Uno de los ámbitos de aplicación son los sistemas de comunicaciones RADAR y LIDAR (del inglés *radio/light detection and ranging*). Estos sistemas se benefician del uso de funciones para la generación de formas de onda arbitrarias en el dominio del tiempo. En esta memoria se hará un desglose de las arquitecturas RADAR y LIDAR convencionales, comparando el impacto que tienen las tecnologías fotónicas con las tecnologías electrónicas en su proceso tanto de construcción como de funcionamiento.

En particular este proyecto se focaliza en un subsistema de los sistemas RADAR y LIDAR, el generador de pulsos arbitrarios para su posterior transmisión al medio. Se ha realizado un estudio de los diferentes métodos para generar pulsos aleatorios y por último se incluye una simulación y análisis del generador de pulsos empleando diferentes elementos fotónicos para su posterior uso. Se demuestra así las condiciones de la re-configuración del circuito fotónico y la relación con la variación de las prestaciones del pulso temporal de radiofrecuencia a la salida.

Resum

Els circuits integrats fotogrònics (de l'anglès, Photonic integrated circuits -PICs) ofereixen prestacions de processament òptic de senyal per als sistemes de comunicacions moderns. Treballant de forma cooperativa amb els sistemes electrònics, augmenten les prestacions dels sistemes electrònics convencionals. Un dels àmbits d'aplicació són els sistemes de comunicacions RADAR i LIDAR (de l'anglès ràdio / light detection and ranging). Aquests sistemes es beneficien d'ús de funcions per a la generació de formes d'ona arbitràries en el domini de el temps. En aquesta memòria es farà un desglossament de les arquitectures RADAR i LIDAR convencionals, comparant l'impacte que tenen les tecnologies fotogròniques amb les tecnologies electròniques en el seu procés tant de construcció com de funcionament.

En particular aquest projecte es focalitza en un subsistema dels sistemes RADAR i LIDAR, el generador de polsos arbitraris per a la seva posterior transmissió a el medi. S'ha realitzat un estudi dels diferents mètodes per generar polsos aleatoris i finalment s'inclou una simulació i anàlisi de l'generador de polsos emprant diferents elements fotogrònics per al seu posterior ús. Es demostra així les condicions de la re-configuració de l'circuit fotogrònic i la relació amb la variació de les prestacions de l'pols temporal de radiofreqüència a la sortida.

Abstract

Photonic integrated circuits (PICs) provide optical signal processing capabilities for modern communications systems. Working cooperatively with electronic systems, they enhance the



performance of conventional electronic systems. One area of application is RADAR and LIDAR (radio/light detection and ranging) communications systems. These systems benefit from the use of functions for the generation of arbitrary waveforms in the time domain. This report will provide a breakdown of conventional RADAR and LIDAR architectures, comparing the impact of photonic technologies with electronic technologies in their construction and operation.

In particular, this project focuses on a subsystem of RADAR and LIDAR systems, the generator of arbitrary pulses for subsequent transmission to the medium. A study of the different methods for generating random pulses has been carried out and, finally, a simulation and analysis of the pulse generator using different photonic elements for its subsequent use is included. The conditions for the re-configuration of the photonic circuit and the relationship with the variation of the performance of the temporal radio frequency pulse at the output are demonstrated.



Índice

Capítulo 1. Introducción y Objetivos.....	7
1.1 Contexto	7
1.2 Motivación	7
1.3 Objetivos	10
1.4 Organización de la memoria	10
1.5 Metodología de trabajo.....	11
Capítulo 2. Sistemas RADAR y LIDAR.....	15
2.1 Introducción	15
2.2 Arquitectura RADAR/LIDAR	15
2.3 Arquitectura RADAR empleando elementos fotónicos	16
2.3.1 Transmisor.....	17
2.3.2 Receptor	17
2.4 Aspecto Teórico	18
Capítulo 3. Elementos fotónicos empleados	21
3.1 Anillos ópticos	21
3.1.1 Tipos.....	22
3.1.2 Esquema de un anillo resonante	22
3.1.3 Fenómenos principales.....	23
3.1.4 Filtro óptico (Transformada Z).....	25
3.2 Fibra óptica monomodo (SMF).....	28
3.2.1 Dispersión cromática.....	29
3.2.2 Técnica mapeo Frecuencia-Tiempo	31
Capítulo 4. Simulación del generador.....	33
4.1 Línea general del diseño.....	33
4.2 Caracterización del pulso a la entrada.....	34
4.2.1 Análisis de Fourier	35
4.3 Caracterización del filtro óptico	37
4.3.1 Bloque de N anillos en cascada.....	40
4.4 Caracterización de la fibra monomodo (SMF).....	42



Capítulo 5.	Resultados y discusión	45
5.1	Respuesta temporal/frecuencia a la salida de N anillos en cascada	45
5.2	Señal a la salida del sistema con una fibra de longitud Z.....	48
5.2.1	Prueba fibra 100m (D=27.2ps).....	48
5.2.2	Prueba fibra 250m (D=68 ps).....	50
5.2.3	Prueba fibra 500m (D=136 ps).....	52
5.2.4	Prueba fibra 1km (D=272 ps).....	54
5.2.5	Prueba fibra 2.5km (D=680 ps).....	56
5.2.6	Prueba fibra 5km (D=1360 ps).....	58
5.3	Señal a la salida según el coeficiente de acoplo de los anillos.....	60
5.3.1	Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.18$	61
5.3.2	Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.38$	62
5.3.3	Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.58$	62
5.3.4	Prueba 3 anillos con $K_1 = 0.2$, $K_2 = 0.12$ y $K_3 = 0.05$	63
5.4	Señal a la salida según el desfase entre los anillos.....	63
5.4.1	Prueba 2 anillos con $\phi_1 = 0$ y $\phi_2 = 2/3\pi$ rad.....	63
5.4.2	Prueba 3 anillos con $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = 2/3\pi$ rad y $\phi_3 = \pi$ rad	64
5.4.3	Prueba 5 anillos con $\phi_1 = 0.57\pi$, $\phi_2 = 0.63\pi$ rad, $\phi_3 = 0.92\pi$ rad, $\phi_4 = 1.27\pi$ rad y , $\phi_5 = 1.75\pi$ rad.	64
5.5	Ejemplos prácticos de mayor complejidad.....	65
5.5.1	Señal dientes de sierra a la salida.....	65
5.5.2	Pulsos con chirp a la salida.....	66
Capítulo 6.	Conclusiones	68
Referencias.....		69

Lista de Figuras

Figura 1: Aplicaciones sistemas fotónicos [19]	9
Figura 2: Diagrama de Gantt.....	14
Figura 3: Sistema RADAR clásico [28].....	15
Figura 4: Tecnología fotónica en un radar convencional [30]	17
Figura 5: Alcance frente a resolución RADAR banda X	19
Figura 6: Comparación circuitos RF frente a circuito fotónicos en frecuencias elevadas [35]...	20
Figura 7: Ejemplos de anillos resonadores ópticos en configuración add-drop [40]	21
Figura 8: Anillo resonador acoplado a una sola guía [46].....	23
Figura 9: Anillo resonador acoplado a dos guías (add-drop) [46].....	23
Figura 10: Diferencia entre refracción y reflexión [48]	24
Figura 11: Interferencia de ondas, constructivas y destructivas [49]	24
Figura 12: Estructura básica de un anillo resonador [50].....	25
Figura 13: Diagrama de bloques del funcionamiento de un anillo resonador [39]	27
Figura 14: Partes de una fibra óptica [56]	29
Figura 15: Dispersión temporal frente a longitud de onda [57]	31
Figura 16: Diagrama de bloques seguimiento del proyecto	33
Figura 17: Pulso entrada del sistema (2000000 muestras)	35
Figura 18: Espectro del pulso a la entrada (2000000 muestras).....	36
Figura 19: Espectro del pulso a la entrada en banda base (2000000 muestras)	37
Figura 20: Respuesta en transmisión módulo y fase (normalizado a π) del anillo resonador en función de la frecuencia ($5\mu\text{m}$ de radio, índice de grupo (ng) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08).....	38
Figura 21: Respuesta en transmisión módulo y fase (normalizado a π) del anillo resonador en el dominio de la longitud de onda ($5\mu\text{m}$ de radio, índice de grupo (ng) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08).....	38
Figura 22: Señal a la salida del anillo (a) dominio temporal (b) dominio frecuencial	39
Figura 23: Superposición espectro a la entrada y a la salida del anillo	39
Figura 24: Desfase entre anillos (a) N=2 (b) N=3 (c) N=4 (d) N=5	40
Figura 25: Diagrama de flujo para el algoritmo de anillos en cascada	41
Figura 26: Dispersión (izq) y pendiente de dispersión (dcha) frente a la longitud de onda[64] .	42
Figura 27: Señal en el dominio temporal a la salida de la fibra para 1 anillo, fibra de 1km, $D=1.7\text{ps/nm}$ (3000000 muestras)	43
Figura 28: Espectro a la salida de la fibra para 1 anillo y una longitud de 1km	43



Figura 29: Representación del FSR en las gráficas.....	44
Figura 30: Pulso a la salida de 1 anillo (300000 muestras).....	45
Figura 31: Señal a la salida de un bloque de 2 anillos en cascada (300000 muestras).....	46
Figura 32: Señal a la salida de un bloque de 3 anillos en cascada (300000 muestras).....	46
Figura 33: Señal a la salida de un bloque de 4 anillos en cascada (300000 muestras).....	47
Figura 34: Señal a la salida de un bloque de 6 anillos en cascada (300000 muestras).....	47
Figura 35: Señal a la salida de una fibra de 100m para N=1 anillo (300000 muestras).....	48
Figura 36: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=2 anillos (300000 muestras)	49
Figura 37: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=3 anillos (300000 muestras)	49
Figura 38: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=4 anillos (300000 muestras)	49
Figura 39: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=6 anillos (300000 muestras)	50
Figura 40: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=1 anillo (500000 muestras).....	50
Figura 41: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=2 anillos (500000 muestras)	51
Figura 42: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=3 anillos (500000 muestras)	51
Figura 43: Señal a la salida de una fibra de 250m para N=4 anillos (500000 muestras)	51
Figura 44: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=6 anillos (500000 muestras)	52
Figura 45: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=1 anillo (500000 muestras).....	52
Figura 46: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=2 anillos (500000 muestras)	53
Figura 47: Señal a la salida de una fibra de 500m para N=3 anillos (500000 muestras)	53
Figura 48: Señal a la salida de una fibra de 500m para N=4 anillos (500000 muestras)	53
Figura 49: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=6 anillos (500000 muestras)	54
Figura 50: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N =1 anillo (1500000 muestras).....	54
Figura 51: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N = 2 anillos (1500000 muestras)	55
Figura 52: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N = 3 anillos (1500000 muestras)	55
Figura 53: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N = 4 anillos (1500000 muestras)	55
Figura 54: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N = 6 anillos (15000000 muestras)	56
Figura 55: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para N = 1 anillo (3000000 muestras).....	56
Figura 56: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para N = 2 anillos (3000000 muestras)	57
Figura 57: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para N = 3 anillos (3000000 muestras)	57
Figura 58: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para N = 4 anillos (3000000 muestras)	57
Figura 59: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km N = 6 anillos (3000000 muestras)	58
Figura 60: Señal a la salida de una fibra de 5 km N = 1 anillo (5000000 muestras).....	58
Figura 61: Señal a la salida de una fibra de 5 km para N = 2 anillos (5000000 muestras)	59



Figura 62: Señal a la salida de una fibra de 5 km para N = 3 anillos (3000000 muestras)	59
Figura 63: Señal a la salida de una fibra de 5 km para N = 4 anillos (3000000 muestras)	59
Figura 64: Señal a la salida de una fibra de 5 km para N = 6 anillos (3000000 muestras)	60
Figura 65: Señal a la salida del sistema para N = 2 anillos y coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.18$ (1500000 muestras).....	61
Figura 66: Señal a la salida del sistema para N = 2 anillos con coeficientes $K_1 = 0.18$ y $K_2 = 0.08$ (1500000 muestras).....	61
Figura 67: Señal a la salida del sistema para N = 2 anillos con coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.38$ (1500000 muestras).....	62
Figura 68: Señal a la salida del sistema para N = 2 con coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.58$ (1500000 muestras)	62
Figura 69: Señal a la salida del sistema para N = 3 anillos con coeficientes $K_1 = 0.2$, $K_2 = 0.12$ y $K_3 = 0.05$ (1500000 muestras).....	63
Figura 70: Señal a la salida del sistema para N = 2 anillos, con desfases de $\phi_1 = 0$ y $\phi_2 = 2/3\pi$ rad (1500000 muestras).....	63
Figura 71: Señal a la salida del sistema para N = 3 anillos, con desfases de $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = 2/3\pi$ rad y $\phi_3 = \pi$ rad (1500000 muestras)	64
Figura 72: Señal a la salida del sistema para N = 5 anillos, con desfases de $\phi_1 = 0.57\pi$, $\phi_2 = 0.63\pi$ rad, $\phi_3 = 0.92\pi$ rad, $\phi_4 = 1.27\pi$ rad y $\phi_5 = 1.75\pi$ rad. (1500000 muestras).....	64
Figura 73: Señal dientes de sierra a la salida del sistema para N = 3 anillos (1500000 muestras)	65
Figura 74: Señal dientes de sierra a la salida del sistema para N = 5 anillos (1500000 muestras)	66
Figura 75: Señal dientes de sierra descendiente a la salida del sistema para N = 5 anillos (1500000 muestras)	66
Figura 76: Señal a la salida del sistema para obtener un tren de pulsos con chirp (4000000 muestras)	67
Figura 77: Desfase entre 5 anillos para obtener un tren de pulsos con chirp	67

Lista de Tablas

Tabla 1: Comparación EICs vs PICs.....	8
Tabla 2: Horas del proyecto	13



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Capítulo 1. Introducción y Objetivos

1.1 Contexto

Para poner en situación al lector se hará una breve introducción sobre la definición de los circuitos integrados fotónicos [1], el por qué están alcanzando un auge cada vez mayor y el contexto en el que se desarrollan estos circuitos.

Los circuitos integrados fotónicos (del inglés, *photonic integrated circuits* (PIC)) o circuitos integrados ópticos son un tipo de dispositivo que integran múltiples funciones fotónicas en substratos integrados, de forma similar a los circuitos integrados electrónicos [2]. La mayor diferencia entre ambas tecnologías es que un circuito integrado fotónico proporciona funciones para señales con longitudes de onda ópticas, normalmente en el espectro visible o en el infrarrojo. Entre los 850 nm – 1650 nm [3]. En los circuitos electrónicos, un flujo de electrones pasa a través de componentes eléctricos como pueden ser resistencias, inductores, condensadores, transistores; en un circuito fotónico, fotones generados por fuentes ópticas interactúan con componentes fotónicos como pueden ser guías de onda, divisores de potencia, acopladores, combinadores, rotadores de polarización, filtros, moduladores, fotodetectores y desplazadores de fase.

El desarrollo del láser semiconductor [4], el láser de aleación de semiconductores [5] y la viabilidad de las aleaciones de semiconductores compuestos [6] sentaron las bases para la posibilidad de extender el concepto de circuitos integrados en el mundo de la fotónica. Esto fue propuesto por primera vez por Miller en *The Bell System Technical Journal* [7]. Alrededor de 45 años después de esta publicación, han sido muchos los avances y demostraciones de los PICs. Sin embargo debido a que el valor económico de los componentes superase el coste de la propia integración ha limitado su éxito comercial temprano, así como la inversión en su desarrollo. Hasta la fecha la aplicación que ha propulsado a los PICs han sido las comunicaciones ópticas y su uso como transeptores de señal. El primer PIC para uso comercial en comunicaciones ópticas no fue introducido hasta alrededor de 20 años después, con el desarrollo de láseres modulados por electro-absorción [8]. En esta última década, el impacto comercial de los PICs ha incrementado de forma sustancial con la introducción de láseres con un ancho de banda reconfigurable [9], y de multiplexación por longitud de onda (DWDM) de transmisores y receptores PIC que operan a 100 Gbps y 500 Gbps [10]. Los PICs comerciales más sofisticados consisten en un transmisor coherente de unos 500Gbps sobre un único chip.

1.2 Motivación

Desde la aparición del primer transistor de estado sólido en 1959 [11] el mundo de la electrónica y de los circuitos integrados electrónicos han evolucionado de forma exponencial. Hoy en día es complicado imaginarnos el mundo sin la electrónica. Cada vez más y más transistores son implementados en circuitos más compactos, optimizando así el tamaño de los equipos y la eficiencia de estos.

Sin embargo, motivados por estudios que indican que los circuitos integrados electrónicos (del inglés, *electronic integrated circuits* (EIC)) están cerca de alcanzar su límite operacional en

cuanto a escalabilidad y velocidad se refiere [12], cada vez son más las áreas en las que se está investigando con circuitos integrados fotónicos. La reciente evolución tecnológica y de hábitos de vida demandan una mayor capacidad tecnológica en cuanto caudales de datos, reducciones de latencia y adaptación dinámica a las condiciones de escenarios cada vez más flexibles. Los circuitos fotónicos integrados utilizan las propiedades de la luz para satisfacer gran parte de estas necesidades.

Las ventajas de los sistemas fotónicos frente a los sistemas electrónicos son su velocidad de propagación [13]. La inmunidad frente a interferencias electromagnéticas [14], y sus bajas pérdidas de transmisión [15]. Esta última prioridad, implica su uso excepcional para la distribución de comunicaciones a larga distancia como las conexiones a través de fibras ópticas en el fondo de los océanos.

Además, la distribución y uso masivo de sistemas de procesamiento de señal, motiva la reducción de los consumos de potencia de los sistemas. En el caso de los circuitos electrónicos, estos consumen parte de su energía en forma de calor, fenómeno conocido como efecto Joule [16], donde esta energía se genera debido al constante choque de los electrones en circulación con los átomos del material conductor. Este fenómeno conlleva un problema de eficiencia energética exacerbado a altas frecuencias de trabajo. Los PICs ofrecen una mejora en la eficiencia energética por dato procesado. Por último, los circuitos fotónicos trabajan a frecuencias ópticas, haciendo un uso más eficiente del espectro desde el punto de vista energético.

Sin embargo, uno de los mayores inconvenientes de los PICs es su tamaño. La densidad actual de los transistores en los EICs es de unos cien millones de transistores por milímetro. Esto hace posible los circuitos integrados a escala nanométrica y permite que los ordenadores personales, los teléfonos móviles y la tecnología portátil existan en sus cómodos tamaños actuales. Los PICs, también en continua evolución y miniaturización, siguen estando en la escala de micras. La longitud de onda de las señales empleadas impedirá una miniaturización tan extrema como en los componentes electrónicos.

Como resumen, se ha realizado la Tabla 1.1 en donde se comparan las características entre los circuitos integrados fotónicos (PICs) y los circuitos integrados electrónicos (EICs)

Características	EICs convencionales	PICs
Velocidad	Baja	Alta
Ancho de banda	Bajo	Alto
Eficiencia Energética	Baja	Alta
Disponibilidad	Alta	Baja

Tabla 1: Comparación EICs vs PICs

En el contexto particular de las aplicaciones de comunicación, la aparición de nuevos retos, como son los sistemas inalámbricos 5G[17], ciudades inteligentes [18], Internet de las cosas (IoT) exigirá un nuevo enfoque en el diseño de los sistemas, donde se pretende el uso de la tecnología fotónica. Algunas de estas se pueden ver resumidas en la Figura 1. Uno de los principales campos de aplicación de los PIC son las comunicaciones de datos masivas, seguidas de sensores de detección [20] (para agricultura y conducción autónoma, por ejemplo) y aplicaciones biomédicas [21] como los equipos lab-on-a-chip, así como las aplicaciones en las industrias de defensa y aeroespacial. Siguen apareciendo mejoras y aplicaciones adicionales para los PIC a medida que los diseñadores se enfrentan a otros retos tecnológicos para los que la fotónica integrada puede ser útil y para los que los estudios de viabilidad pueden determinar si es una solución prometedora. Los consorcios de PIC, las empresas de diseño e incluso algunas universidades de todo el mundo ofrecen servicios para estos estudios.

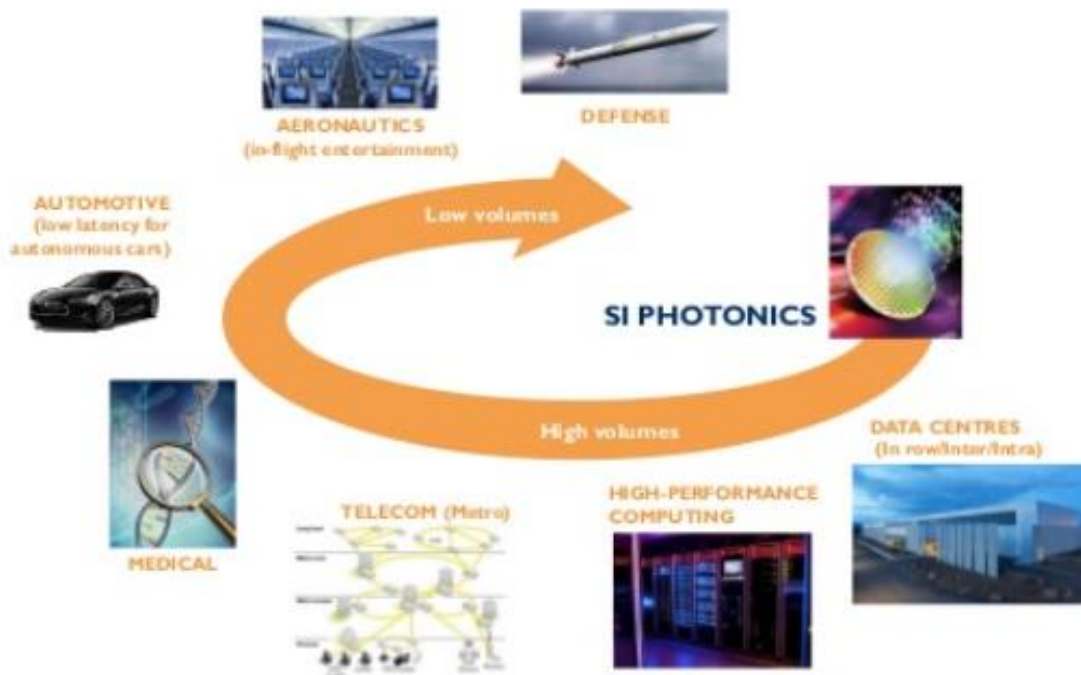


Figura 1: Aplicaciones sistemas fotónicos [19]

1.3 Objetivos

El proyecto se expone como trabajo fin de máster con la intención de documentar e informar a la comunidad científica de todos los avances que el equipo ha realizado con respecto a los circuitos integrados fotónicos, sus prestaciones y aplicaciones. El objetivo de este proyecto ha sido el de analizar, comprender y dimensionar el alcance de los circuitos fotónicos reconfigurables para la generación de señales arbitrarias de radiofrecuencia en el dominio temporal, de gran aplicación en sistemas de detección de personas, objetos o eventos actuales. El resultado del trabajo permitirá evaluar el uso de la tecnología en sustitución de los circuitos electrónicos convencionales, según las características que se han presentado en el apartado anterior.

En los últimos años, han aumentado las propuestas de uso de circuitos fotónicos integrados para la sustitución de funciones internas en sistemas RADAR y LIDAR [22]. El uso de frecuencias elevadas proporciona ventajas en cuanto a la resolución de los sistemas, pero los sistemas electrónicos encuentran limitaciones en cuanto a la generación, procesado y detección en bandas de frecuencia tan elevadas [23]. Para llevar este proyecto a cabo, se realiza un estudio de las principales arquitecturas de RADAR, LIDAR, con especial enfoque en los principales elementos fotónicos que podían ayudar al desarrollo del generador de ondas arbitrarias.

Una vez identificados los bloques fotónicos y analizadas sus prestaciones, se propone como subobjetivo del proyecto, la adecuación de los resultados conseguidos y la extensión del análisis a circuitos fotónicos programables. Estos circuitos, son sistemas integrados fotónicos de reciente creación que permiten la programación de un hardware fotónico común, para la implementación de funciones genéricas mediante programación software [24].

1.4 Organización de la memoria

A continuación, se detalla un listado de capítulos y un breve resumen de su contenido, que harán de guía previa para la comprensión del proyecto.

Capítulo 1: Introducción

En este capítulo se introduce el trabajo, la motivación que ha llevado a la realización del mismo, su importancia y sus objetivos. Además, se incluye la organización de la memoria.

Capítulo 2: Sistemas RADAR y LIDAR

En este capítulo se incluyen las definiciones básicas sobre la tecnología RADAR y LIDAR, las arquitecturas más comunes y los subsistemas que los conforman. Además, se introducen arquitecturas híbridas que combinan fotónica y las ventajas concretas aportadas.

Capítulo 3: Elementos fotónicos empleados

Este capítulo está más enfocado a describir las propiedades de los elementos fotónicos empleados para el desarrollo del generador de pulsos

Capítulo 4: Simulación del generador

Se detalla en profundidad cómo se ha realizado el diseño del generador para los sistemas RADAR y LIDAR, a partir de los conocimientos adquiridos en los capítulos anteriores. Además de cómo se traslada el diseño inicial a la simulación con la herramienta de trabajo empleada.

Capítulo 5: Resultados y discusión

En este capítulo se realizan una serie de pruebas para así comprobar la fiabilidad y eficiencia del simulador. Se propone diferentes resultados a medida que varían parámetros del simulador.

Capítulo 6: Conclusiones

Resumimos el trabajo y listamos las conclusiones derivadas. Además, se proponen líneas de trabajo futuro como resultado del trabajo actual.

1.5 Metodología de trabajo

Para la obtención de resultados satisfactorios, es importante plantear las labores que se han de realizar y analizar los requisitos que ha de reunir el proyecto, así como distribuir las tareas en el tiempo disponible.

En este subapartado se describen de forma cronológica, las tareas que han constituido este proyecto, incluyendo todas las labores que se harán desde el inicio de este, hasta la finalización:

1. Estudio de los sistemas RADAR y LIDAR tradicionales

Incluye un estudio exhaustivo de cómo están compuestas las arquitecturas de los sistemas RADAR y LIDAR, además de cuáles son las tecnologías empleadas más comunes. Este estudio se realizó con el fin de poder conocer cuáles eran las necesidades de estos sistemas, sus prestaciones y requisitos, para poder considerarlas en los sistemas fotónicos integrados.

2. Estudio de los sistemas RADAR y LIDAR modernos

Incluye la recopilación, clasificación y análisis de propuestas que permiten una integración híbrida de electrónica con fotónica para la realización de subsistemas RADAR o LIDAR. A partir de las mismas, aportamos la realización tecnológica y el alcance de un generador de señales arbitrario basado en circuitos fotónicos programables.

3. Definición de requisitos

Una vez definidos los aspectos y arquitecturas generales de los radares seleccionamos y analizamos las características principales a trabajar en el marco del presente proyecto. Esto incluye el enfoque en el subsistema de generación de pulsos arbitrarios y las características finales de los mismos.

4. Estudio elementos fotónicos

Una vez estudiada la arquitectura de bloques y los requisitos principales, estudiamos en profundidad los elementos fotónicos más básicos que conforman el sistema fotónico. Estudiamos los mismos por separado, aislando su funcionamiento, propiedades, y los parámetros de diseño a considerar para la creación del generador de señales aleatorias.



5. Desarrollo del código para cada elemento fotónico

Para la completitud del análisis de bloques/componentes fotónicos, realizamos y programamos el modelo analítico matemático. Una vez completados se simulan por separado modificando los parámetros de diseño y obteniendo el comportamiento asociado a los parámetros de diseño empleados.

6. Diseño del modelo

Sobre el papel, tanto el tutor como el alumno, comienzan a plantear ideas de cómo es posible implementar un modelo del sistema de generación de señales arbitrarias a partir de los conocimientos previos obtenidos en los pasos anteriores y de cómo se deben combinar los elementos básicos para obtener el resultado deseado

7. Desarrollo del código del modelo final

Se hace un programa de todo el modelo analítico utilizando el lenguaje de programación matemático MATLAB® a modo de simulador para poder obtener resultados según diferentes parámetros de entrada. La flexibilidad del modelo es esencial para comprobar la arbitrariedad del sistema.

8. Depurar el código

Como todo proyecto que contiene desarrollos matemáticos y programación software, una fase del proyecto implica la revisión, análisis y corrección de fallos para cumplir y reorientar las expectativas planteadas al inicio. Esto incluye el refinamiento del código, extensión de nuevas funcionalidades y mejoras

9. Pruebas y análisis

Esta etapa incluye el análisis y validación por funciones individuales, el análisis y validación de bloques funcionales y el análisis global del simulador programado en el marco del proyecto. Finalmente se utiliza la herramienta desarrollada para analizar el impacto de los parámetros de diseño en las características de las señales obtenidas y se concluye con la valoración del alcance de los resultados obtenidos.

10. Redacción de la memoria

Realización y revisión de un informe que incluye cada uno de los procedimientos, información consultada y decisiones tomadas, que reflejan el trabajo realizado por el equipo entre tutor y alumno. Con esta labor, el proyecto queda concluido.

Cabe recordar que el proyecto se realiza en el marco de la asignatura Trabajo de Fin de Máster (TFM), que consta de un total de 30 créditos ECTS dentro de la titulación de Máster en Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación en la Universidad Politécnica de Valencia (UPV). Cada crédito supone unas 25 horas de trabajo por parte del alumno, de tal forma que el trabajo completo ha conllevado unas 750 horas aproximadamente. A continuación, se hará un desglose de las horas de trabajo planificadas en cada una de las fases enumeradas anteriormente, como se muestra en la Tabla 4.



Etapa	Descripción	Tiempo (horas)
1	Estudio de los sistemas RADAR y LIDAR tradicionales	90
2	Estudio de los sistemas RADAR y LIDAR modernos	90
3	Definición de requisitos	50
4	Estudio elementos fotónicos	70
5	Desarrollo del código para cada elemento fotónico	100
6	Diseño del modelo	30
7	Desarrollo del código del modelo final	150
8	Depurado del código	70
9	Pruebas y análisis	40
10	Redacción de la memoria	50
TOTAL		740

Tabla 2: Horas del proyecto

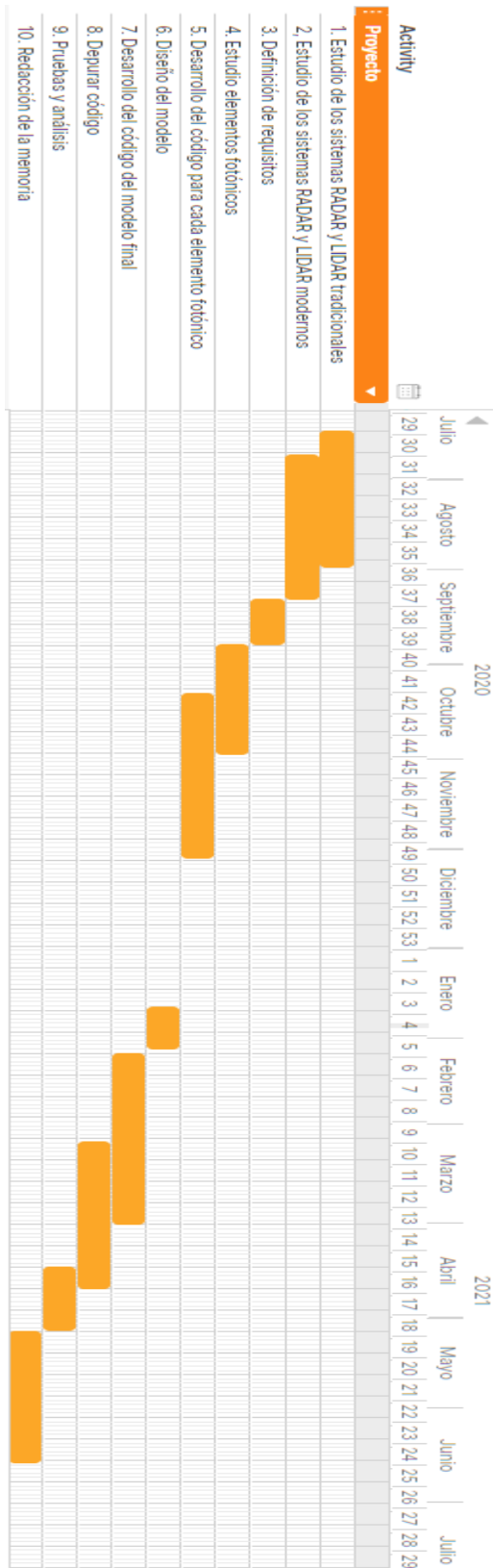


Figura 2: Diagrama de Gantt

Capítulo 2. Sistemas RADAR y LIDAR

2.1 Introducción

El inicio del RADAR tiene comienzo a finales del siglo XIX, con los experimentos de Heinrich Hertz que demostró como las ondas radio eran reflejadas en objetos metálicos [25]. Esto fue más tarde recopilado por James Clerk Maxwell en sus teorías sobre el electromagnetismo [26]. Sin embargo, no fue hasta comienzos del siglo XX donde tuvieron gran repercusión debido a su papel fundamental en el desarrollo de la 2º Guerra Mundial.

La primera utilidad que tuvieron estos sistemas era para causas armamentísticas, para poder detectar la posición de los vehículos enemigos durante la guerra. A lo largo de su historia se han ido perfeccionando sus propiedades, llegando a calcular la velocidad del objetivo, debido al efecto Doppler [27], o a realizar mapeos 3D de gran definición mediante el uso de un haz de láser pulsado. En el último caso, al tratarse de detección por luz, en vez de por ondas electromagnéticas, recibe el nombre de LIDAR (del inglés *light detection and ranging*).

2.2 Arquitectura RADAR/LIDAR

En líneas fundamentales, los equipos de detección y medida de distancia funcionan de forma similar, ya sean mediante empleo de haces de luz para la transmisión (LIDAR) o el empleo de ondas de electromagnéticas (RADAR). Ambos sistemas explotan el principio de la reflexión de las señales sobre los materiales, mediante el cual las ondas se dispersan cuando hay cambios significativos en las constantes dieléctricas o diamagnéticas. En función del número de antenas empleadas podemos diferenciar entre dos casos: los radares monoestáticos (una sola antena hace de transmisor y receptor) y los radares biestáticos (utiliza una antena para transmitir y otra para recibir).

La arquitectura de un radar monoestático viene definida según el diagrama de bloques de la Figura 3.

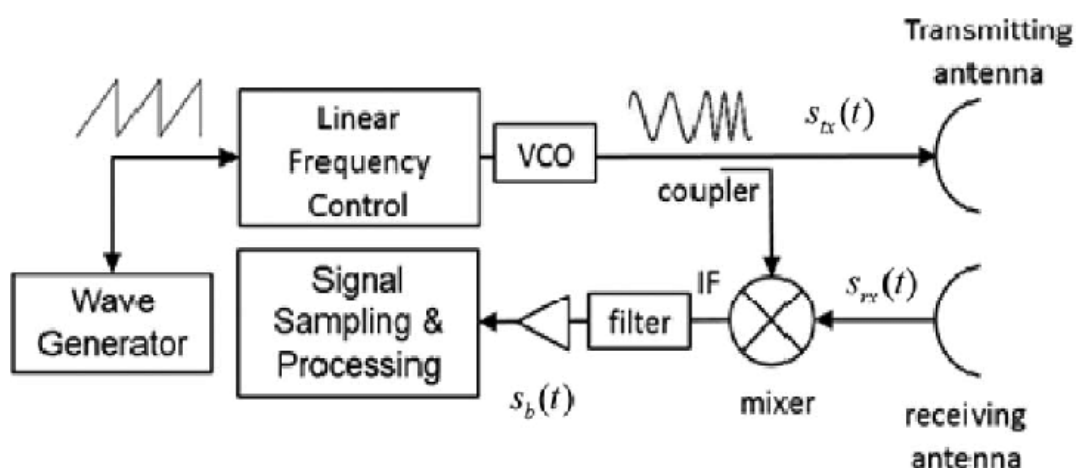


Figura 3: Sistema RADAR clásico [28]

Para la transmisión se emplea un generador de ondas que dará forma al tipo de señal o pulso que se querrá transmitir, seguido a su vez de un modulador y un oscilador local [29]. Es el generador de ondas, donde se añade la información a transmitir a la onda portadora producida por el oscilador. Esto se hace variando algún aspecto o propiedad de la onda portadora, normalmente suele ser una modulación lineal de frecuencia. Es decir, la frecuencia se incrementa o disminuye según lo haga la amplitud de la señal que contenga la información útil. Finalmente, la señal suele amplificarse, mediante un amplificador, antes de lanzarse al medio a través de la antena.

En el caso del receptor la señal recibida a través de la antena receptora se traslada a banda base eliminando a la portadora. Esto se consigue batiendo el producto de la señal recibida con la portadora del oscilador local, a la frecuencia a la que se ha transmitido la señal. Posteriormente se filtra la señal mediante un filtro de RF para tener únicamente el ancho de banda de interés. Finalmente, se amplifica la señal, se realiza la conversión analógico digital y se estudia la información contenida en la señal recibida.

2.3 Arquitectura RADAR empleando elementos fotónicos

Los radares multifuncionales [31] (del inglés *multifunction radar* (MFR)) tienen un alto nivel de agilidad en la forma transmitida y en la dirección de apuntamiento del haz de la antena. Suelen ser agrupaciones de antenas que pueden escanear electrónicamente tanto el ángulo de azimut como en elevación. Por lo tanto pueden mirar en una dirección específica casi instantáneamente. En el caso de los radares multifuncionales requiere el desarrollo de generadores de RF reconfigurables [30], capaces de producir formas de onda de banda ancha sobre portadoras de frecuencia muy elevada (EHF)[32]. Un receptor radar que trabajase en la banda de EHF sería beneficioso para la reconfiguración y fiabilidad del sistema. Consiguiendo así reducir el ruido y el coste de la instrumentación analógica.

Los requisitos en el transmisor para este tipo de señales, mediante componentes electrónicos, son complicados de alcanzar en sistemas electrónicos. Esto se debe a que las señales en RF se comportan de forma inestable en bandas de frecuencias tan elevadas [23].

El problema a la hora de implementar receptores electrónicos en el sistema radar es que presentan una limitación de ancho de banda a la entrada [23] y se encuentran además limitados por la velocidad y la precisión de los convertidores analógico/digital. Es necesario por tanto sintetizadores digitales (DDS) de gran velocidad, al igual que ADCs más veloces [30].

A continuación se explica el diseño de un transceptor para sistema radar, basado completamente con componentes fotónicos:

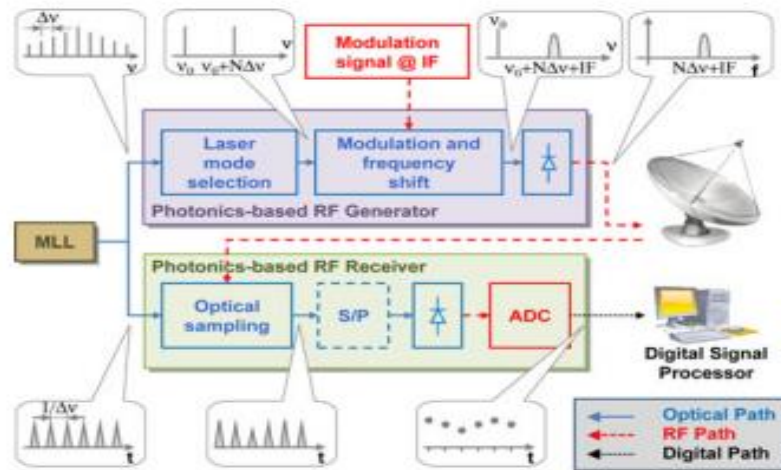


Figura 4: Tecnología fotónica en un radar convencional [30]

2.3.1 Transmisor

En este transmisor que se muestra en la Figura 4 se emplea un láser de bloqueo de modos (del inglés *mode-locked laser* (MLL)) [30] tanto para la etapa de transmisión como para la etapa de recepción y así reducir costes. Estos láseres producen pulsos de duración muy reducida, del orden de picosegundos (10^{-12}) o femtosegundos (10^{-15}).

Se ha propuesto un generador de señales de RF seleccionando pares de modos del espectro MLL y batirlos de forma heterodina en un fotodiodo. Al seleccionar dos pares de modos esto genera una portadora en RF, cuya frecuencia es igual a la desintonía de los modos del láser seleccionados. Gracias a la condición intrínseca de bloqueo de fase del láser [33] se garantiza un ruido de fase extremadamente bajo para cualquier portadora que se genere por encima de la banda EHF. Además, si se modula uno de los modos del láser seleccionados, la fotodetección transfiere la modulación a la portadora de RF y se genera una señal RF modulada de alta calidad.

2.3.2 Receptor

Los pulsos ópticos del MLL pueden ser modulados por la señal de RF recibida, por lo que muestrear directamente las señales de RF evita la necesidad de conversión a baja frecuencia con mezcladores y osciladores.

La frecuencia de la portadora en recepción es un múltiplo de la repetición del modo del MLL, que por desgracia no cumple la condición de reconstrucción de la señal. Como solución se produce un desplazamiento en frecuencia de uno de los modos del láser (siempre que se mantenga la estabilidad). Esto se consigue mediante la modulación de uno de los dos modos con un oscilador de RF que presenta un ruido de fase muy reducido. Otra solución es combinar el desplazamiento en frecuencia con la modulación banda base, desplazando la modulación banda base a una frecuencia intermedia.

2.4 Aspecto Teórico

La potencia recibida en un radar puede ser expresada a través de la Ecuación (2.1), donde puede verse como intervienen los parámetros del transmisor, las propiedades reflexivas del objetivo y las cualidades de las antenas receptora y transmisora [26]:

$$P_R(W) = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (2.1)$$

Donde:

- P_T = potencia transmitida (W)
- G = ganancia de la antena transmisora/receptora
- λ = longitud de onda (m)
- σ = sección recta radar (m²)
- R = distancia hacia al objetivo (m)
- L = pérdidas del sistema

Sin embargo, la resolución a la que se pueden detectar los objetivos está fuertemente ligada al radio de alcance máximo que puede tener un RADAR [34]. Esta última afirmación, constituye una de las principales limitaciones y obliga al diseñador del sistema a priorizar dos parámetros imprescindibles: alcance y resolución. La Ecuación (2.2) muestra la relación entre la relación señal a ruido mínima (del inglés *Signal to Noise Ratio (SNR)*) y la potencia recibida.

Si despejamos la distancia (R) en la Ecuación (2.1), y empleamos la relación señal a ruido mínima, podemos observar -Ecuación (2.3)- que para obtener un RADAR de largo alcance es necesario un ancho de pulso elevado. En otras palabras, la resolución del RADAR (δr), solamente le permitiría detectar objetos de gran tamaño -Ecuación (2.4).

$$SNR_{min} = \frac{P_R}{N} = \frac{P_R}{kTB_r} \quad (2.2)$$

$$R_{max}^4 = \frac{P_T G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kTB_r \cdot SNR_{min} L} \approx \frac{P_T \tau G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT \cdot SNR_{min} L} \quad (2.3)$$

$$\delta r = \frac{c}{2B_r} = \frac{c\tau}{2} \quad (2.4)$$

Donde:

- k = cte de Boltzmann (W s/K)
- T = temperatura de ruido del sistema (K)
- τ = duración del pulso (s)

- B_r = ancho de banda de la señal (Hz)
- δr = resolución objetos detectables (m)
- c = velocidad de la luz en el vacío (m/s)

Para observar cómo se comporta el sistema, se incluye en la Figura 5 una gráfica que relaciona la resolución con el alcance conseguido para un radar en banda X [32]. Podemos así comprobar cuantitativamente, como a medida que se pierde resolución (objetos pequeños no son detectados), aumenta el alcance del radar y viceversa:

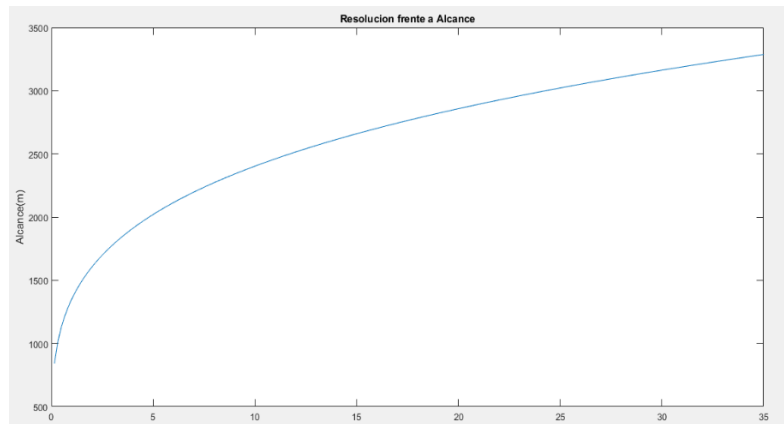


Figura 5: Alcance frente a resolución RADAR banda X

Dependiendo del tipo de aplicación (y prestaciones) que se quiera dotar al radar se configurará con unos parámetros de diseño u otros. Con respecto a lo que este proyecto atañe, uno de los inconvenientes que presentan los radares con componentes electrónicos es su limitado ancho de banda. Lo que conlleva que sea muy complicado poder fabricar radares capaces de detectar objetos de reducido tamaño. Estos radares son de gran utilidad para aplicaciones como la fabricación del coche autónomo, donde es necesario un sistema de equipos LIDAR que sean capaces de detectar objetos de reducido tamaño que pueden obstaculizar a la conducción. Además, este tipo de sistemas no necesitan tener un alcance de varios cientos de metros

Los requisitos en el transmisor para este tipo de señales son complicados de alcanzar mediante componentes electrónicos. Esto se debe a que las señales de RF se comportan de forma inestable en bandas de frecuencia tan elevadas [35]. Esto se puede observar en la Figura 6 donde se compara a la izquierda el comportamiento en el espectro de frecuencia para el caso de señales en RF, con el comportamiento en el espectro para el caso de señales de origen fotónico. Como se puede observar las señales de origen fotónico tienen una respuesta mucho más plana a la que se puede obtener con los componentes electrónicos.

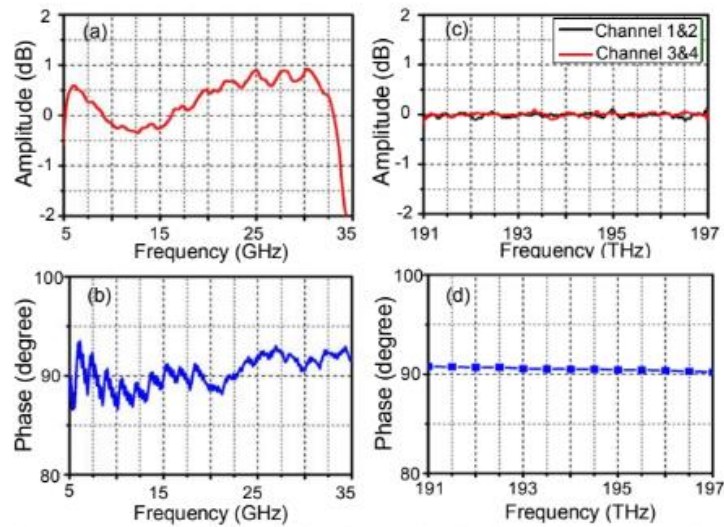


Figura 6: Comparación circuitos RF frente a circuito fotónicos en frecuencias elevadas [35]

De esta forma, en este proyecto se pretende realizar el diseño de un generador de pulsos de radiofrecuencia arbitrarios de duración extremadamente pequeña (con un ancho de banda elevado) mediante tecnología fotónica y que este diseño pueda permitir la variación de las señales generadas después de su fabricación para su posterior implementación en sistemas RADAR/LIDAR reconfigurables.

Capítulo 3. Elementos fotónicos empleados

En este capítulo se explicarán de forma detallada los elementos que conformarán el diseño del simulador de pulsos aleatorios desarrollado en el marco de este proyecto. Estudiaremos, para cada uno de ellos, su funcionamiento, sus propiedades principales, su composición y el estado del arte. Entre los diferentes elementos ópticos se emplearán anillos ópticos resonadores [36] y su función como filtro óptico, y fibra óptica mono modo (SMF), como elemento dispersivo para la función de mapeo tiempo-frecuencia de señales [37].

3.1 Anillos ópticos

Un anillo óptico resonador es un conjunto de guías de onda en las que al menos una es un bucle cerrado, el cual se acopla a algún tipo de entrada y salida de luz. Los conceptos en los que se basan los resonadores en anillo son los mismos que en arquitectura y física se conocen con el nombre galería de secretos [38], salvo que utilizan la luz y obedecen a las propiedades de las interferencias constructivas y destructivas. Cuando la señal óptica coincide con la longitud de onda resonante de la cavidad (o bucle cerrado), se produce una suma destructiva de las señales. El efecto complementario (extracción) de señales que coinciden con múltiplos de la longitud de onda resonante de la cavidad se puede obtener con la posición de una guía extra de salida (configuración tipo add-drop. Dado que sólo unas pocas longitudes de onda seleccionadas estarán en resonancia dentro del bucle, el resonador de anillo óptico funciona como un filtro paso-banda (puerto en transmisión) o elimina banda (puerto en reflexión). Además es posible acoplar dos o más anillos entre sí para aumentar el orden del filtro óptico [39]. Su pequeño tamaño, sus características de filtrado y su potencial para ser utilizados en configuraciones complejas hacen que estos dispositivos sean especialmente atractivos para aplicaciones ópticas o fotónicas.

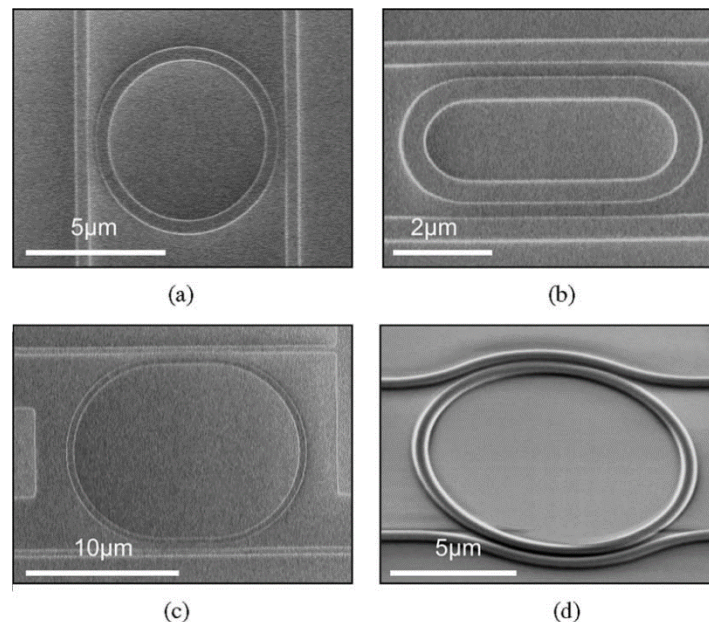


Figura 7: Ejemplos de anillos resonadores ópticos en configuración add-drop [40]

3.1.1 Tipos

En general, los resonadores en anillo pueden diseñarse y fabricarse en dos modelos. El primer modelo es la configuración de fibra óptica, en la que se puede realizar un resonador en anillo conectando los dos extremos de una fibra óptica [38]. El segundo modelo es el de estructuras ópticas integradas (que se crea mediante tecnología óptica integrada). Los anillos ópticos construidos con este método son sencillos de replicar, más fiables y fáciles de mantener estables en temperatura. El silicio con un alto índice de refracción y la tecnología avanzada de nanofabricación (tecnología microelectrónica) son una de las mejores opciones para desarrollar anillos ópticos integrados de alta sensibilidad [38]. A continuación se estudian brevemente diferentes tipos de resonadores ópticos integrados:

- Microesferas: una esfera generalmente hecha de SiO_2 [41] actúa como cavidad para almacenar la energía de la luz en determinadas longitudes de onda. La principal ventaja de los resonadores microesféricos es un factor de calidad muy elevado [42], lo que los convierte en una excelente opción para aplicaciones de biodetección. Por otro lado, la fabricación de estos dispositivos no es repetible debido a la falta de un método de fabricación estándar. Además para acoplar la luz en la cavidad se utilizan fibras ópticas cónicas, [43] lo que dificulta la integración de este tipo de microresonadores.
- Resonadores microtoroidales: el factor de calidad de los resonadores es menor que el de las microesferas y mayor que el de los anillos resonadores. Sin embargo, recientemente se ha informado de un método de fabricación fiable y repetible para la realización de resonadores microtoroidales, pero el acoplamiento a la cavidad sigue siendo un reto que dificulta la integración y la producción en masa de los microtoroides. [44]
- Resonadores en anillos de silicio: como la tecnología del silicio está bien desarrollada, gracias a la microelectrónica, los resonadores en anillo son uno de los dispositivos más prometedores para desarrollar chips fotónicos integrados. Sin embargo, estos tipos de resonadores son de menor calidad que las microesferas y los microtoroidales, a pesar del foco e interés científico en la mejora constante de los factores de calidad de los resonadores en anillo [45].

3.1.2 Esquema de un anillo resonante

La configuración más básica del anillo resonante se muestra en la Figura 8 y Figura 9, que consiste en una guía de ondas en forma de anillo acoplada a una o dos guías de ondas ópticas. El anillo consiste en una guía de ondas en forma de bucle cerrado y en una guía de ondas acoplada, lo que representa una estructura de 2 y 4 puertos, como se muestra en la Figura 8 y Figura 9 respectivamente. El anillo y las guías están acoplados de forma evanescente y una fracción del campo se transfiere de la guía de acceso al anillo y del anillo a la guía de acceso, respectivamente.

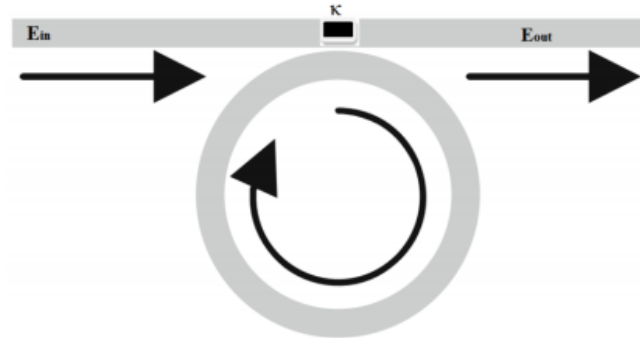


Figura 8: Anillo resonador acoplado a una sola guía [46]

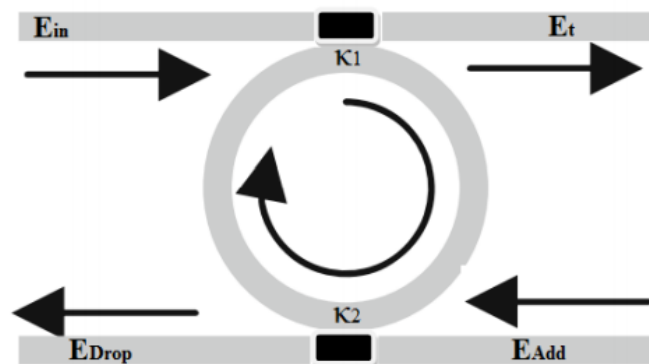


Figura 9: Anillo resonador acoplado a dos guías (add-drop) [46]

3.1.3 Fenómenos principales

Los anillos funcionan según los principios de reflexión interna, interferencia constructiva y acoplamiento óptico:

- **Reflexión interna:** La luz viaja a través de las guías de onda que componen el anillo y esta permanece dentro de las guías de onda debido al fenómeno de la óptica de rayos conocido como reflexión total interna. Este es un fenómeno óptico que se produce cuando un rayo de luz incide en un medio y no se refracta a través de este, debido a que el ángulo de incidencia es mayor que el ángulo crítico (con respecto a la normal de la superficie) y el índice de refracción es menor en el medio opuesto del rayo incidente [47]. Para que un resonador en anillo funcione correctamente, debe cumplirse la condición de reflexión interna total y no debe permitirse que la luz escape fuera del anillo, esto generaría pérdidas en el sistema.

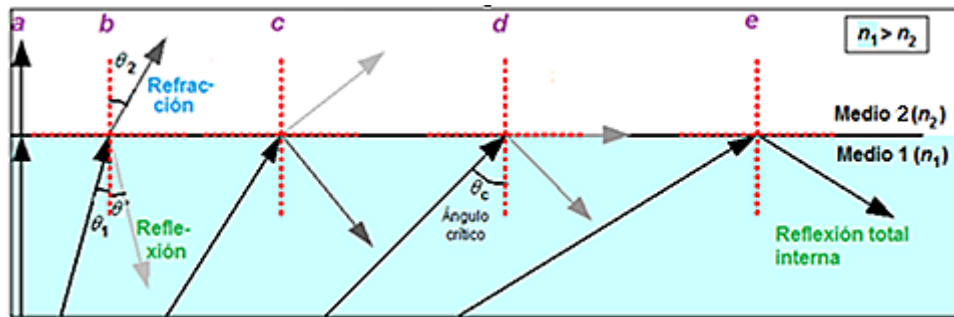


Figura 10: Diferencia entre refracción y reflexión [48]

- **Interferencia constructiva:** La interferencia es el proceso por el cual dos ondas se superponen para formar una onda resultante de mayor o menor amplitud. La interferencia suele referirse a la interacción de ondas que están correlacionadas o son coherentes entre sí. En la interferencia constructiva, las dos ondas son de la misma fase e interfieren de tal manera que la amplitud resultante será igual a la suma de las amplitudes individuales. Como la luz en un anillo óptico realiza múltiples trayectorias a través del circuito del anillo, interferirá con la otra luz que sigue en el bucle. Así, suponiendo que no haya pérdidas en el sistema, como las debidas a la absorción, curvatura o el acoplamiento, y que se cumpla la condición de resonancia, la intensidad de la luz emitida será igual a la intensidad de la luz introducida en el sistema.

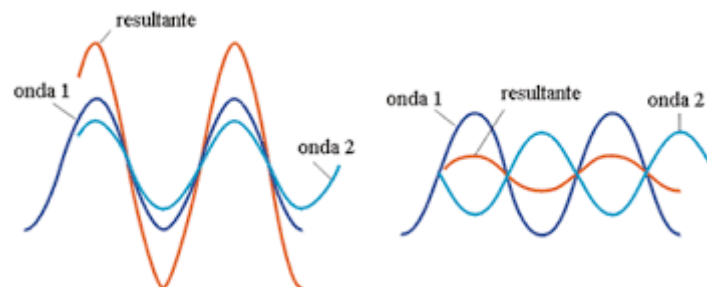


Figura 11: Interferencia de ondas, constructivas y destructivas [49]

- **Acoplamiento óptico:** Para entender cómo funciona un resonador óptico en anillo, es importante el concepto de cómo las guías de ondas lineales se acoplan a la guía de ondas del anillo. Cuando un haz de luz pasa a través de una guía de ondas como se muestra en la Figura 12, parte de la luz se acoplará al resonador óptico del anillo [39]. La razón de esto es el fenómeno del campo evanescente, que se extiende fuera del modo de la guía de onda en un perfil radial exponencialmente decreciente. En otras palabras, si el anillo y la guía de ondas están lo suficientemente cerca, parte de la luz de la guía de ondas puede acoplarse al anillo. Hay tres aspectos que afectan al acoplamiento óptico: la distancia, la longitud de acoplamiento y los índices de refracción entre las guías. Para optimizar el acoplamiento, se suele reducir la distancia entre las guías. Cuanto menor sea el hueco entre guías, más corta tendrá que ser la longitud de acoplo para conseguir un cierto coeficiente de acoplamiento óptico. Además, la longitud de acoplamiento también afecta a este fenómeno. La longitud de acoplamiento representa la longitud efectiva de la curva

del resonador circular. A medida que aumenta la longitud del anillo o el perímetro del anillo, será más sencillo garantizar una longitud de acoplo objetivo para que se produzca el acoplamiento deseado [39]. Además, el índice de refracción del material de la guía de ondas lineal y del anillo también afecta al acoplamiento óptico. El material del núcleo de la guía y del recubrimiento del núcleo son determinantes para la determinación del coeficiente de acoplo y de las características de la resonancia del filtro.

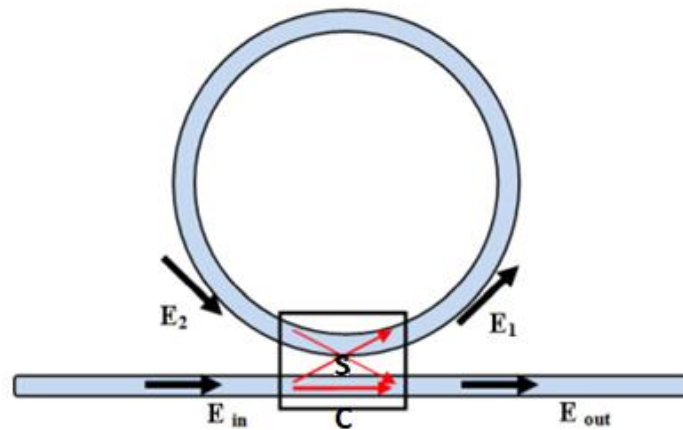


Figura 12: Estructura básica de un anillo resonador [50]

Los parámetros C y S en la Figura 12 son el coeficiente de acoplo en el camino directo y el coeficiente en el camino cruzado respectivamente, se refieren como:

$$C = \sqrt{1 - k} \quad S = j\sqrt{k} \quad (3.1)$$

Donde k es conocido como el coeficiente de acoplo del anillo [39].

Para el caso más básico, podemos asumir que la guía es simétrica y el acoplamiento es sin pérdidas. Para la esta última asunción, podemos asumir que no perderemos energía en efectos de absorción de los materiales, ni por las curvaturas presentes en la arquitectura del anillo. Para que el acoplamiento sea sin pérdidas, debe satisfacerse la siguiente ecuación:

$$|C|^2 + |S|^2 = 1 \quad (3.2)$$

3.1.4 Filtro óptico (Transformada Z)

La forma más conveniente de conseguir un filtro con una respuesta unipolar [39] es mediante un resonador en anillo con dos acopladores. Sin embargo, existen múltiples arquitecturas basadas en anillos resonantes y en guías de onda que nos permiten diseñar diferentes filtros ópticos. La forma en la que se clasifican los filtros es según su función de transferencia definida en la Ecuación (3.4). Un filtro de respuesta impulso finita (FIR) solamente tiene ceros. Consiste únicamente en

rutas de alimentación. Mientras que por otro lado se encuentran los filtros de respuesta impulso infinita (IIR) que solo tienen polos y contienen una o más rutas de retroalimentación como lo demuestra en este caso un resonador en anillo.

La entrada y salida de un filtro óptico se puede definir del mismo modo que se definen los filtros digitales. De este modo, podemos definir la señal de salida como la suma de las entradas y salida anteriores. Esta relación se generaliza para un sistema lineal discreto con una señal de entrada discreta como sigue:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_Mx(n-M) - a_Ly(n-1) - \dots - a_Ny(n-N) \quad (3.3)$$

Los pesos de los polinomios (señales) son asignados por los coeficientes a_i y b_i . Conocidas la entrada y salidas de un filtro óptico, podemos definir su función de transferencia como el ratio entre las señales de salida y la señal de entrada. Comúnmente, se emplea una expresión analítica de la DFT [51] para señales discretas similar a la relación entre la transformada de Laplace y la transformada de Fourier [52] para señales continuas, conocida como la transformada Z [53]. La transformada Z da como resultado la función de transferencia del filtro que es el cociente entre los polinomios. El polinomio del numerador hace referencia al polinomio de M raíces llamadas ceros, mientras que el denominador hace referencia al polinomio de N raíces llamadas polos. Ambos son por lo general complejos y se pueden dibujar en el plano complejo. En definitiva, los ceros son las soluciones de la ecuación obtenida de igualar el numerador a cero, mientras que los polos son las d la ecuación que se obtiene al igualar a cero el denominador.

$$H(z) = \frac{\sum_{m=0}^M b_m z^{-m}}{1 + \sum_{n=1}^N a_n z^{-n}} \quad (3.4)$$

Las funciones de un filtro óptico surgen de la interferencia de dos o más ondas retrasadas entre sí. La señal entrante se divide en varios caminos mediante una división del frente de onda o de la amplitud. Para que se produzcan interferencias, las ondas ópticas deben tener la misma polarización, la misma frecuencia y ser coherentes temporalmente. Cuando las señales se recombinan, sus fases relativas determinan si interfieren de forma constructiva o destructiva. La fase de cada trayectoria es el producto de la distancia recorrida L y la constante de propagación $\beta = 2\pi n_c / \lambda$ que se expresa en términos del índice de retardo de la guía de ondas n_c . La clave para analizar los filtros ópticos utilizando la transformada Z es que cada retardo se expresa como un múltiplo entero de una longitud unitaria de retardo L_U . Por tanto la fase de cada camino se expresa como múltiplo de βL_U , donde $\phi_p = p\beta L_U$. El campo eléctrico total sería la suma de cada uno de los caminos según expresa la Ecuación (3.5) donde el número de caminos se define con N , donde la amplitud se denota por E y el campo real es $e(t) = \Re\{Ee^{j\Omega T}\}$

$$E_{out} = E_0 e^{-j\phi_0} + E_1 e^{-j\phi_1} + \dots + E_{N-1} e^{-j\phi_{N-1}} \quad (3.5)$$

Para obtener el campo en función de la transformada Z, primero es necesario expresar la fase en función del retraso temporal T que sufre la señal al viajar por la cavidad del anillo. Rescribiendo βL_U en términos de Ω se obtiene que $\beta L_U = \Omega T(\Omega)$ donde en una línea de retardo sin dispersión, T es constante y se sustituye $z^{-1} = e^{-j\Omega T}$ según las Ecuaciones (3.6)

$$E_{out}(z) = E_0 + E_1 z^{-1} + \dots + E_{N-1} z^{-(N-1)} \quad (3.6)$$

La respuesta en frecuencia óptica es periódica con un rango espectral libre (FSR) equivalente a la inversa del tiempo que tarda la señal óptica en recorrer la cavidad completa del anillo, también conocido como la inversa del periodo (retraso entre muestras). Este concepto se puede ver definido en la Ecuación (3.7), donde los parámetros n_g y L_U son el índice de grupo y la longitud de la cavidad del anillo, respectivamente:

$$FSR = \frac{1}{T} = \frac{c}{n_g L_U} = \frac{c}{n_g 2\pi L} \quad (3.7)$$

Para la Figura 9 existe una forma de representar dicho modelo a través de un diagrama de bloques y expresarlo como un esquemático en función de la transformada Z. Este se ve en la Figura 13:

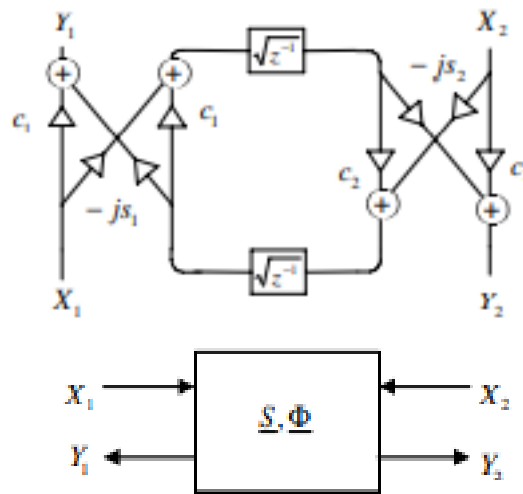


Figura 13: Diagrama de bloques del funcionamiento de un anillo resonador [39]

Siendo la función de transferencia, con γ como factor de pérdidas del anillo, k y C expresados en las ecuaciones (3.1):

$$H_{21}(z) = H_{12}(z) = \frac{Y_2(z)}{X_1(z)} = \frac{-\sqrt{k_1 k_2 \gamma z^{-1}}}{1 - C_1 C_2 \gamma z^{-1}} \quad (3.8)$$

$$H_{11}(z) = H_{22}(z) = \frac{Y_1(z)}{X_1(z)} = \frac{C_2 - C_1\gamma z^{-1}}{1 - C_1C_2\gamma z^{-1}} \quad (3.9)$$

La ubicación del polo viene determinada por las relaciones de acoplamiento y atenuación de la línea de retardo. Como C_1 y C_2 son siempre menores que la unidad para una guía de ondas pasiva, el filtro resultante será siempre estable. Se puede añadir un término de fase para mover la ubicación del polo en cualquier lugar de dentro del círculo de radio en el plano Z . Esta fase nos permitirá sintonizar la banda de paso o banda eliminada de nuestro filtro óptico de forma dinámica.

Así, la respuesta en frecuencia par todas las combinaciones de puertos de entrada y salida se puede expresar en forma de matriz, llamada matriz de *scattering* [39]. La matriz de scattering es conveniente para expresar las implicaciones de la conservación de la potencia y conservación de la reciprocidad..

$$\begin{bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{C_2 - C_1\gamma z^{-1}}{1 - C_1C_2\gamma z^{-1}} & \frac{-\sqrt{k_1k_2}\gamma z^{-1}}{1 - C_1C_2\gamma z^{-1}} \\ \frac{-\sqrt{k_1k_2}\gamma z^{-1}}{1 - C_1C_2\gamma z^{-1}} & \frac{C_2 - C_1\gamma z^{-1}}{1 - C_1C_2\gamma z^{-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(z) \\ X_2(z) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

3.2 Fibra óptica monomodo (SMF)

La fibra monomodo (SMF) es un tipo común de fibra óptica que se utiliza para transmitir a largas distancias. Junto a la fibra multimodo [37], es uno de los dos tipos de fibra óptica más comunes. Una fibra monomodo es un único hilo de fibra de vidrio que se utiliza para transmitir un único modo o haz de luz.

Los modos definen la forma en la que las ondas viajan a través del espacio. Estas pueden tener ondas a diferentes frecuencias, pero en el mismo nodo, lo que significa que están distribuidas en el espacio de la misma manera, y eso entrega un solo haz de luz. En comparación con la fibra multimodo, puede transportar mayores anchos de banda [37]; sin embargo necesita de una fuente de luz con una anchura espectral estrecha.

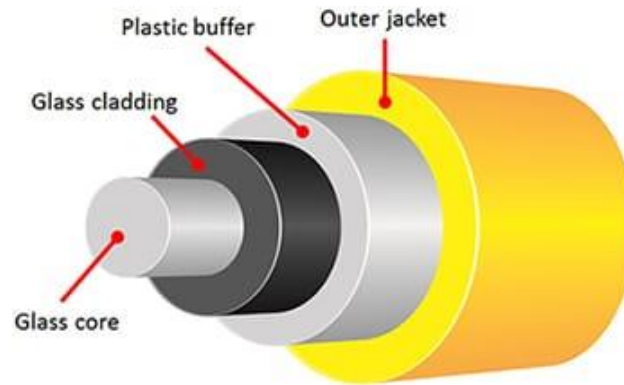


Figura 14: Partes de una fibra óptica [56]

Las fibras ópticas monomodo normalmente tienen un diámetro del núcleo de la fibra entre 8 y 10, μm [54], un revestimiento con un diámetro de 125 μm . Existen diferentes tipos de fibras monomodo especiales, las cuales son alteradas física o químicamente para darles propiedades especiales a estas.

3.2.1 *Dispersión cromática*

En óptica, la dispersión es el fenómeno en el que la velocidad de fase de una onda depende de la frecuencia [37]. Los medios que tienen esta propiedad común pueden denominarse medios dispersivos. A veces se utiliza el término de dispersión cromática por especificidad. La dispersión cromática de un medio óptico es el fenómeno por el cual la velocidad de fase y la velocidad de grupo de la luz que se propaga en un medio transparente dependen de la frecuencia óptica; esta dependencia se debe principalmente a la interacción de la luz con los electrones del medio [39]. Una medida cuantitativa relacionada es la dispersión de la velocidad de grupo [39].

Los medios por donde se transmiten las señales ópticas son en su mayoría los causantes de la dispersión cromática. La dispersión se refleja en uno de los fenómenos más populares conocido como el ensanchamiento y distorsión del pulso temporal [39]. La dispersión modifica la velocidad de fase y a su vez el retardo relativo entre las diferentes componentes del cúmulo de ondas que componen el haz de transmisión.

La forma moderna de cuantificar la dispersión cromática se basa en una expansión del polinomio de Taylor [37] de la constante de propagación β en función de la frecuencia angular ω . La expansión se realiza en torno a una frecuencia central ω_0 :

$$\beta(\omega) = \beta(\omega_0) + \frac{\partial\beta}{\partial\omega}(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2\beta}{\partial\omega^2}(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \frac{\partial^3\beta}{\partial\omega^3}(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (3.11)$$

Donde los términos correspondientes a los diferentes órdenes tienen el siguiente significado:

- El término de orden cero describe un desplazamiento de fase común. $\beta_0 = \beta(\omega_0)$

- El término de primer orden contiene la inversa a la velocidad de grupo (es decir, el retardo de grupo por unidad de longitud) y describe un retardo de tiempo global sin efecto sobre la forma del pulso:

$$\beta_1 = \frac{\partial \beta}{\partial \omega} = \frac{1}{v_g} \quad (3.12)$$

- El término de segundo orden (cuadrático) contiene la dispersión de segundo orden o dispersión por retardo de grupo:

$$\beta_2 = \frac{\partial^2 \omega}{\partial \omega^2} = \frac{\partial}{\partial \omega} \left(\frac{1}{v_g} \right) \quad (3.13)$$

- El término de tercer orden (cúbico) contiene la dispersión de tercer orden:

$$\beta_3 = \frac{\partial^3 \omega}{\partial \omega^3} \quad (3.14)$$

Por lo que el polinomio se podría resumir en:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6}\beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (3.15)$$

El ensanchamiento del pulso se debe a la dependencia frecuencial de la velocidad de grupo, ya que las diferentes componentes espectrales del pulso no llegan simultáneamente al final de la fibra. Si $\Delta\omega$ es la anchura espectral, el ensanchamiento del pulso en una fibra de longitud L viene dado por:

$$\Delta T = \frac{dT}{d\omega} \Delta\omega = \frac{d}{d\omega} \left(\frac{L}{v_g} \right) \Delta\omega = L\beta_2 \Delta\omega \quad (3.16)$$

La longitud de onda puede expresarse como $\omega = 2\pi c/\lambda$ y $\Delta\omega = (-2\pi c/\lambda^2) \Delta\lambda$, por lo que el grado de ensanchamiento se puede escribir como $\Delta T = DL\Delta\lambda$ donde:

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = \frac{-2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.18)$$

Siendo D el parámetro de dispersión, el cual suele expresarse en ps/km*nm.

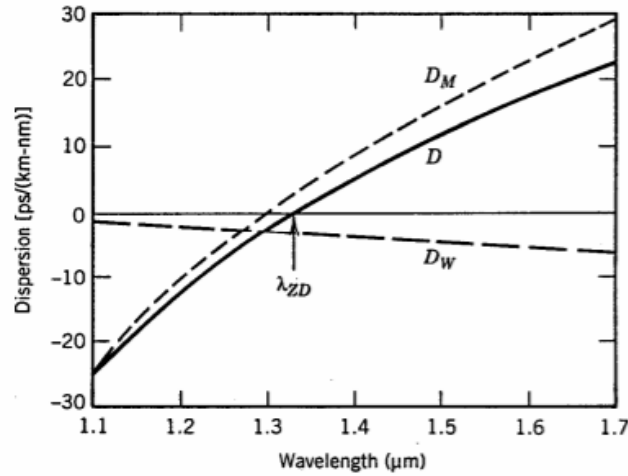


Figura 15: Dispersión temporal frente a longitud de onda [57]

Aunque el término de dispersión de segundo orden β_2 sea el más dominante en la mayoría de los casos, a veces se experimentan deformaciones del pulso transmitido cuando este es nulo. Esto se debe a la causa de las dispersiones de mayor orden, siendo β_3 la que gobierna sobre las demás. Estos efectos suelen notarse cuando se opera sobre la longitud de onda de dispersión cero, cuando la condición $D = 0$ se satisface, ya que como se puede apreciar en la Figura 15 no todos los componentes de dispersión son iguales a lo largo de las diferentes longitudes de onda. A efectos dispersivos, hay que tener en cuenta a la pendiente de dispersión $S = dD/d\lambda$. A este parámetro S también se le conoce por el nombre de parámetro de dispersión diferencial. La pendiente de dispersión S se puede describir según la siguiente ecuación:

$$S = \frac{dD}{d\lambda} = \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi c}{\lambda^3}\right) \beta_2 \quad (3.19)$$

Donde $\beta_3 = d\beta_2/d\omega$ es el parámetro de dispersión de tercer orden. En la longitud de onda $\lambda = \lambda_{ZD}$, tenemos $\beta_2 = 0$ y S es proporcional a β_3 [39].

Más allá de su uso como elemento de distribución de señales ópticas a grandes distancias, podemos usar las propiedades dispersivas de las fibras ópticas para procesado óptico de señal. Concretamente, en la siguiente sección veremos el uso de elementos dispersivos como elemento clave en técnicas de mapeo frecuencia-tiempo.

3.2.2 Técnica mapeo Frecuencia-Tiempo

El mapeo de la frecuencia a tiempo (del inglés *frequency to time mapping*, FTM) consiste en modificar la duración de los pulsos ópticos en un medio dispersivo de forma que la frecuencia instantánea de los mismos dependa del tiempo. Tal y como hemos analizado en la sección anterior, podemos utilizar las características dispersivas de la fibra monomodo para alterar las propiedades de las señales ópticas. En algunas aplicaciones, como la obtención de imágenes por estiramiento del tiempo (TSI), el uso de esta fibra monomodo durante el FTM limita la frecuencia de muestreo



alcanzable y la calidad de las imágenes. La medición directa de FTM de los modos espaciales abre una ruta conveniente para estimar la dispersión de la velocidad de grupo, el retardo de modo diferencial y el índice de refracción efectivo de los diferentes modos espaciales.

En la actualidad, la técnica FTM de cualquier sistema se puede realizar utilizando una fibra óptica monomodo[37]. Se ha demostrado que la conformación espectral óptica seguida de un mapeo de la frecuencia a tiempo en un elemento dispersivo es una técnica prometedora para generar formas de onda de microondas arbitrarias, en la que se puede generar un pulso de microondas temporal con una forma idéntica al espectro conformado.

Capítulo 4. Simulación del generador

4.1 Línea general del diseño

Este capítulo incluye el diseño e implementación de un simulador de generador de señales arbitrarias de fotónica de microondas realizado según los principios y elementos fotónicos descritos anteriormente. El flujo de la señal consiste en obtener, a partir del pulso de un láser con ancho temporal del pulso muy estrecho, una forma de onda que pueda tener aplicaciones en el campo de los sistemas RADAR y LIDAR. Las características de la señal resultante son su repetición periódica, su flexibilidad y la capacidad para ser alterada mediante software. En relación a su periodo, es fundamental que este coincida con los periodos manejables para los sistemas actuales de transmisión y recepción de la antena del RADAR y pueda detectar los diferentes objetivos. En relación a la adaptabilidad, se debe hacer reconfigurable el sistema, para así dependiendo de las características del medio en el que se encuentre el dispositivo pueda ajustar sus prestaciones mediante los diferentes parámetros que se detallarán en este capítulo.

Según se ha mostrado en capítulos anteriores, emplearemos el esquema de mapeo frecuencia-tiempo basado en un conformador espectral (filtro óptico) y en un elemento dispersivo. Para el conformador espectral, este proyecto pretende aprovechar las características de los resonadores ópticos en forma de anillo para, a partir de un pulso inicial, se puedan obtener una serie de pulsos espaciados uno de otro. Más adelante se mostrará cómo a partir de diferentes combinaciones de estos anillos se pueden obtener un tren de pulsos con envolventes arbitrarias.

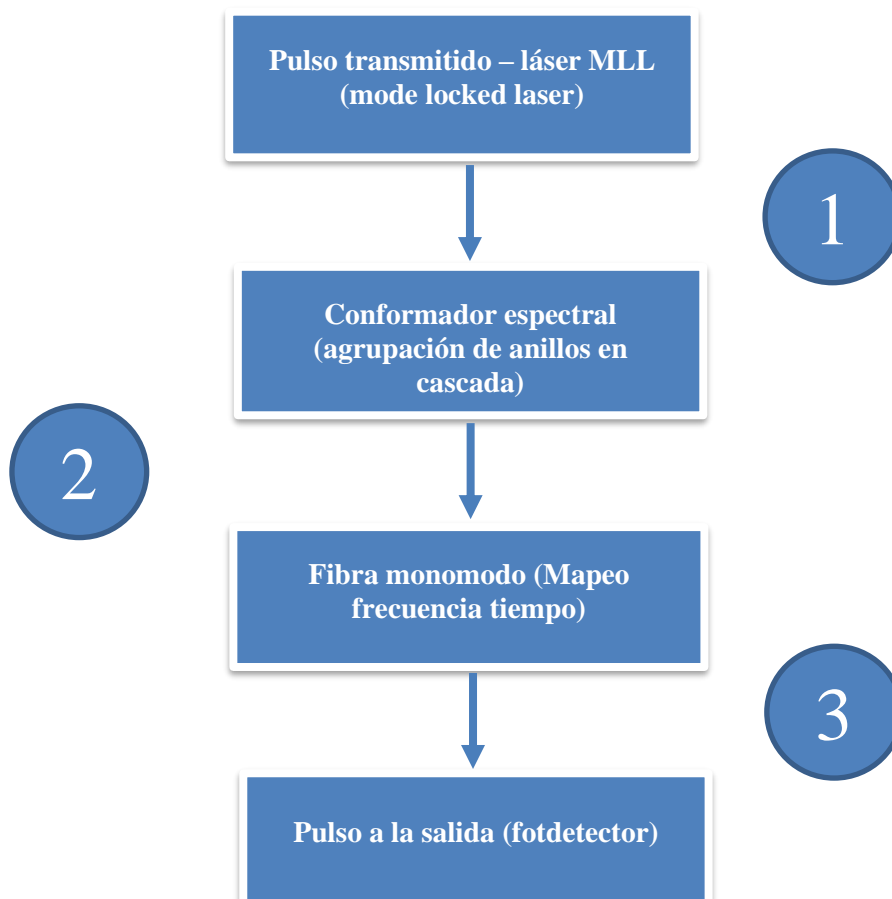


Figura 16: Diagrama de bloques seguimiento del proyecto

En el esquema de la Figura 16 se tiene una visión general de cuáles son las etapas de elaboración del simulador. Para el diseño del simulador se ha hecho uso de la herramienta de computación matemática Matlab [58]. Esta es una herramienta que ofrece un entorno de desarrollo integrado con un lenguaje de programación propio:

1. Se definen los parámetros básicos de la señal a la entrada del sistema. Describimos la forma del pulso a la entrada mediante un pulso gaussiano y obtenemos la forma espectral de este empleando la función de la transformada de Fourier (*fft*) [59] en Matlab.
2. Obtenemos la función de transferencia del conformador espectral realizado mediante la agrupación de anillos en cascada definido en el capítulo anterior. Actuando como un sistema lineal, nuestro filtro que deja pasar las frecuencias de las bandas pasantes de la señal del pulso transmitido e impone una minoración de la potencia óptica en las bandas eliminadas. En este apartado mostramos visualmente la respuesta en frecuencia y la respuesta en temporal de los filtros ópticos empleados.
3. Finalmente, utilizando la misma metodología, caracterizamos matemáticamente el elemento dispersivo (la fibra monomodo), con la que se aprovechará el fenómeno del mapeo frecuencia tiempo. De este modo, el pulso a la entrada es filtrado y modelado por los anillos en el dominio espectral y la forma espectral es trasladada al dominio temporal.

4.2 Caracterización del pulso a la entrada

Para comenzar caracterizamos un pulso transmitido por un láser MLL, este tipo de láseres son conocidos por transmitir pulsos extremadamente estrechos. Para el proyecto se ha decidido emplear un pulso gaussiano de una duración de 200 fs. Un pulso gaussiano viene definido a partir de la Ecuación (4.1), donde t hace referencia al vector tiempo, en segundos y σ es la anchura del pulso, expresada en segundos.

$$Et = \exp\left(-16\log(2) \cdot t^2 / (\sigma)^2\right) \quad (4.1)$$

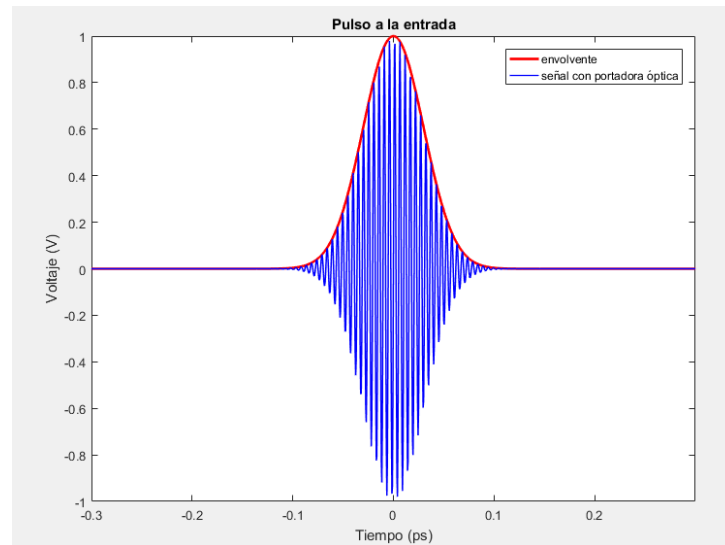


Figura 17: Pulso entrada del sistema (200000 muestras)

La Figura 17 ilustra el pulso generado de 200 ps, donde resaltamos su envolvente y la portadora óptica de 1550 nm de longitud de onda. Más adelante, trabajaremos con la envolvente del pulso para facilitar los cálculos, asumiendo que esta se encuentra centrada a la frecuencia de esta portadora 194THz.

4.2.1 Análisis de Fourier

Para el proyecto, se han tenido que discretizar valores continuos en el dominio del tiempo y la frecuencia. En esta situación se debe de escoger una frecuencia de muestreo o tiempo de muestreo que cumpla el teorema de muestreo de Nyquist- Shannon, teorema que demuestra que la información completa de la señal analógica original se mantendrá siempre y cuando la señal sea muestreada a una tasa mayor del doble de la frecuencia máxima de la señal original [60]

$$F_s \geq 2F_{max} \quad (4.2)$$

En el simulador se ha empleado un espaciado entre muestra y muestra de 1 fs, lo que equivale a un ratio de muestreo de 1000 Tmuestras/s. Aunque realmente para ajustarse mejor a la línea temporal que se emplea en este proyecto, con índices muy pequeños, se expresa la tasa de muestreo en 1000 muestras/ps.

Para poder trasladar la señal al dominio transformado se hace uso de la transformada discreta de Fourier (DFT), la cual trabaja con señales periódicas y discretas en el tiempo. Siendo x la función que define a la señal con N- muestras periódicas de la señal dentro del dominio \mathbb{R} . Se define la DFT de x como:

$$\hat{x}(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot e^{-\frac{2\pi i k m}{N}}, \quad m \in \{0, \dots, N-1\} \quad (4.3)$$

A diferencia de la transformada de Fourier continua, la DFT produce un espectro de frecuencias discretas de tamaño finito. Las frecuencias desde cero hasta la frecuencia de muestreo de la entrada son discretizadas en un conjunto de N puntos equidistantes. Si la frecuencia de muestreo es F_s entonces la representación equivalente en frecuencia será de $\frac{m}{N} \cdot F_s$

Al igual que ocurre con la transformada de Fourier continua, la DFT también posee su inversa, conocida como la transformada inversa discreta de Fourier (IDFT):

$$x(m) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \hat{x}(k) \cdot e^{\frac{2\pi i k m}{N}}, \quad m \in \{0, \dots, N-1\} \quad (4.4)$$

La DFT puede ser calculada de forma exacta, pero nada eficiente, mientras que, usando un algoritmo, conocido como la transformada de Fourier rápida, se consigue calcular la DFT y su inversa. La fórmula directa requiere de N^2 operaciones aritméticas, pero con el algoritmo FFT se puede obtener el mismo resultado con sólo $N \log N$ operaciones [61]. En el 2000, la FFT fue considerada uno de los diez algoritmos más influyentes del siglo XXI. [62]

Empleando dicho algoritmo obtenemos en la Figura 18 el valor de la señal que representa el pulso de entrada en el dominio transformado. Al tratarse de un pulso gaussiano este obtiene la misma forma de la envolvente temporal, solo que este se encuentra centrado en la frecuencia de la portadora óptica empleada. Para realizar un cómputo eficiente, trabajamos con la señal en banda base como muestra la Figura 19, aunque en la práctica esta señal viaja a través de la portadora óptica tal y como se ha visto en la Figura 18.

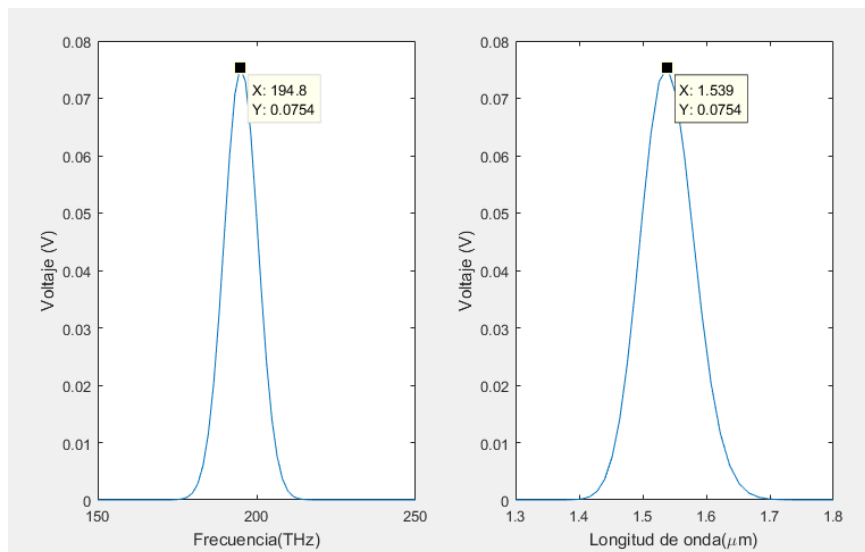


Figura 18: Espectro del pulso a la entrada (2000000 muestras)

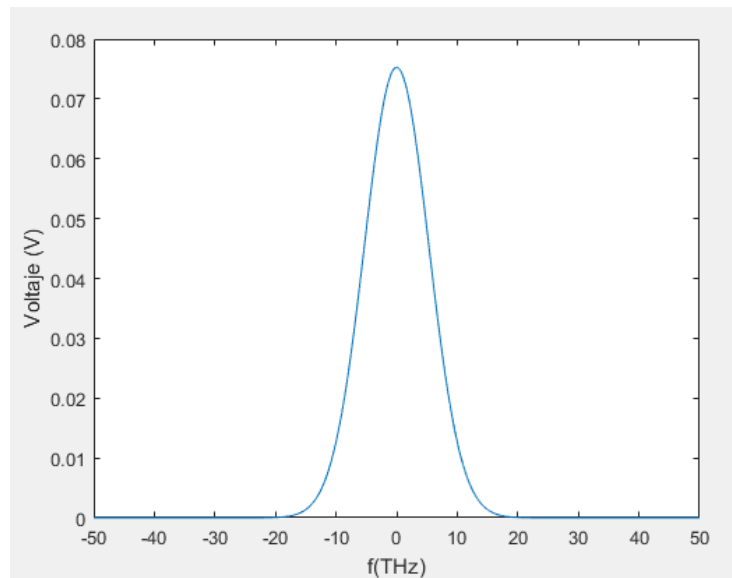


Figura 19: Espectro del pulso a la entrada en banda base (2000000 muestras)

4.3 Caracterización del filtro óptico

Una vez se ha conseguido simular el pulso gaussiano a la entrada según el ancho del pulso deseado, se procede con el siguiente punto dentro del simulador: la caracterización del anillo a partir de sus expresiones matemáticas vistas en el tercer capítulo del proyecto.

Como función de transferencia se ha usado la descrita en la Ecuación (3.8) y (3.9). La primera hace referencia a la respuesta del anillo (add-drop) en transmisión. En ella la señal atraviesa el anillo y termina en la guía contraria por donde entró la señal (puerto colector), produciendo un patrón espectral paso-banda. La segunda hace referencia a la respuesta en reflexión. En ella, la señal a la salida del anillo se obtiene desde la misma guía de acceso que empleamos para la inyección de la señal (puerto de paso). Al ser ecuaciones en el dominio de la transformada Z, para poder representarlas en el dominio frecuencias se ha proseguido con el siguiente cambio de variable, donde τ es el retraso unidad producido en la cavidad del anillo:

$$z^{-1} = e^{-i\omega\tau} = e^{-i\omega\frac{2\pi L n_g}{c}} = e^{-i\frac{\omega}{FSR}} \quad (4.5)$$

Para esta situación se ha decidido emplear un anillo de aproximadamente $5\mu\text{m}$ de radio, un índice de grupo (n_g) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08. Si se representa la Ecuación (3.8) con el cambio de variable de la (4.5) ya instaurado y se representa sobre el vector de frecuencias el resultado de la respuesta en frecuencia del filtro óptico obtenido en módulo y fase corresponde al mostrado en las Figuras 20 y 21

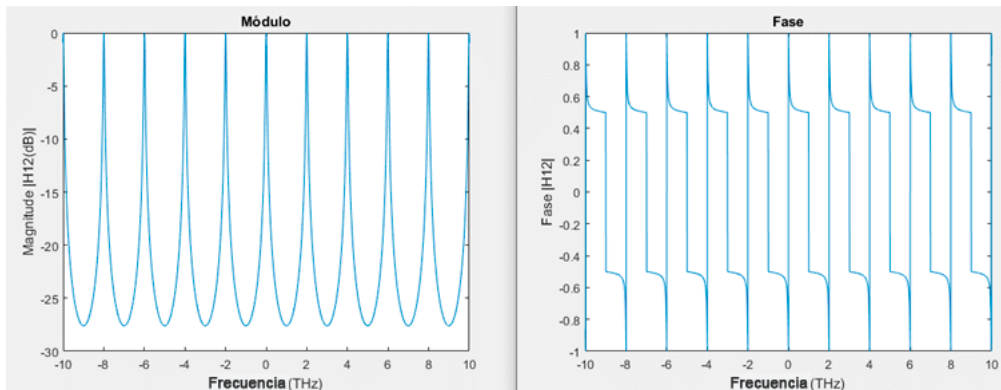


Figura 20: Respuesta en transmisión módulo y fase (normalizado a π) del anillo resonador en función de la frecuencia ($5\mu\text{m}$ de radio, índice de grupo (n_g) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08)

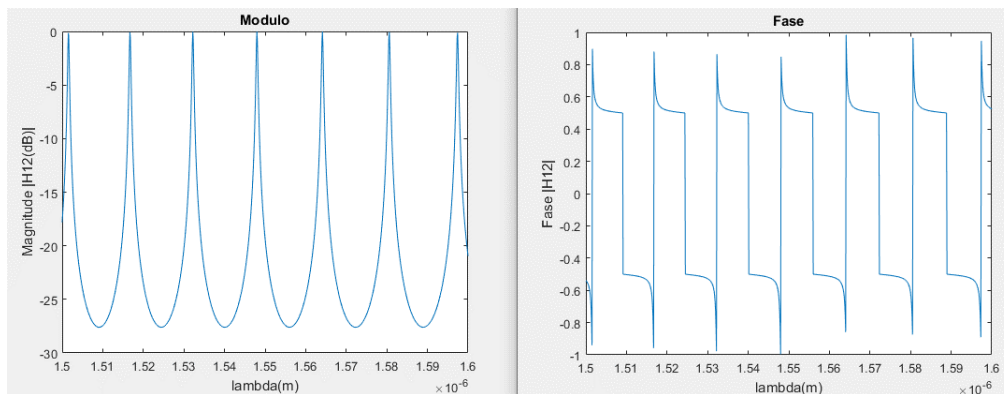


Figura 21: Respuesta en transmisión módulo y fase (normalizado a π) del anillo resonador en el dominio de la longitud de onda ($5\mu\text{m}$ de radio, índice de grupo (n_g) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08)

Si se observa con atención se puede apreciar que el FSR del anillo con los parámetros configurados es de aproximadamente 16 nm o lo que es lo mismo el retardo unidad (τ) del anillo es de aproximadamente 0.5 ps. También se ha despreciado el factor de pérdidas del anillo ($\gamma = 1$)

$$\tau = \frac{n_g L_U}{c} = \frac{n_g 2\pi L}{c} = \frac{4.18 \cdot 2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-6} \text{m}}{3 \cdot 10^8 (\text{m/s})} = 4.4 \cdot 10^{-13} \text{s} \cong 0.5 \text{ps}$$

Una vez disponemos de la señal a la entrada y de la función de transferencia del filtro, podemos calcular la señal filtrada mediante el producto del espectro de la señal a la entrada y de la función de transferencia, también en el dominio frecuencial.

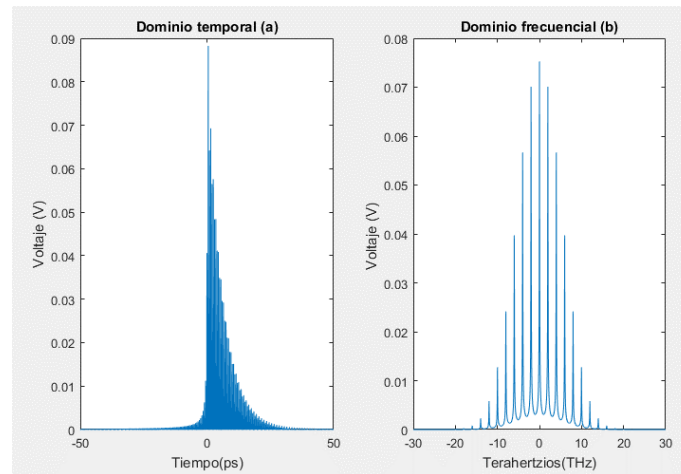


Figura 22: Señal a la salida del anillo (a) dominio temporal (b) dominio frecuencial

En la Figura 22 se muestra el peine espectral que se forma al interactuar el pulso con el anillo. Como se puede observar el espectro hace de filtro pasa todo para las frecuencias/longitudes de onda múltiplos del FSR. Para comprobar el correcto funcionamiento del filtro se decide superponer ambos espectros en la Figura 23 y ver que en realidad las frecuencias múltiplos del FSR no se ven afectadas por el filtro.

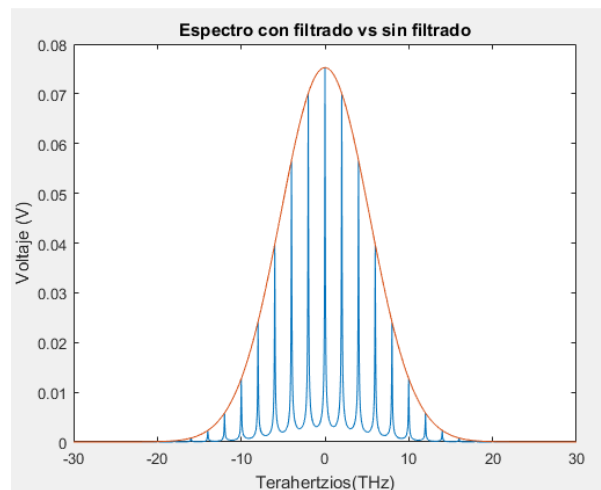


Figura 23: Superposición espectro a la entrada y a la salida del anillo

4.3.1 Bloque de N anillos en cascada

Al igual que para un anillo, esta metodología se puede utilizar para más casos más complejos que incorporen anillos conectados en cascada. Para ello, extendemos una serie de conceptos adicionales:

Primero cabe destacar un nuevo parámetro para los anillos en cascada. Al tener varios anillos interconectados en serie los retardos producidos por cada anillo del sistema se acumulan y varían las relaciones de fase de la señal impuesta por los desfases. Por tanto, dentro del cambio de variable expresado en la Ecuación (4.5), es necesario completarlo añadiendo este desplazamiento en fase (φ_n), el cual será diferente en cada uno de los anillos empleados (Ecuación (4.6)). Este desplazamiento puede realizarse físicamente mediante termo ópticos integrados [63] :

$$z_n^{-1} = e^{-i\omega \frac{2\pi L n g}{c}} \cdot e^{-i\varphi_n} = e^{-i \frac{\omega}{FSR}} \cdot e^{-i\varphi_n} \quad (4.6)$$

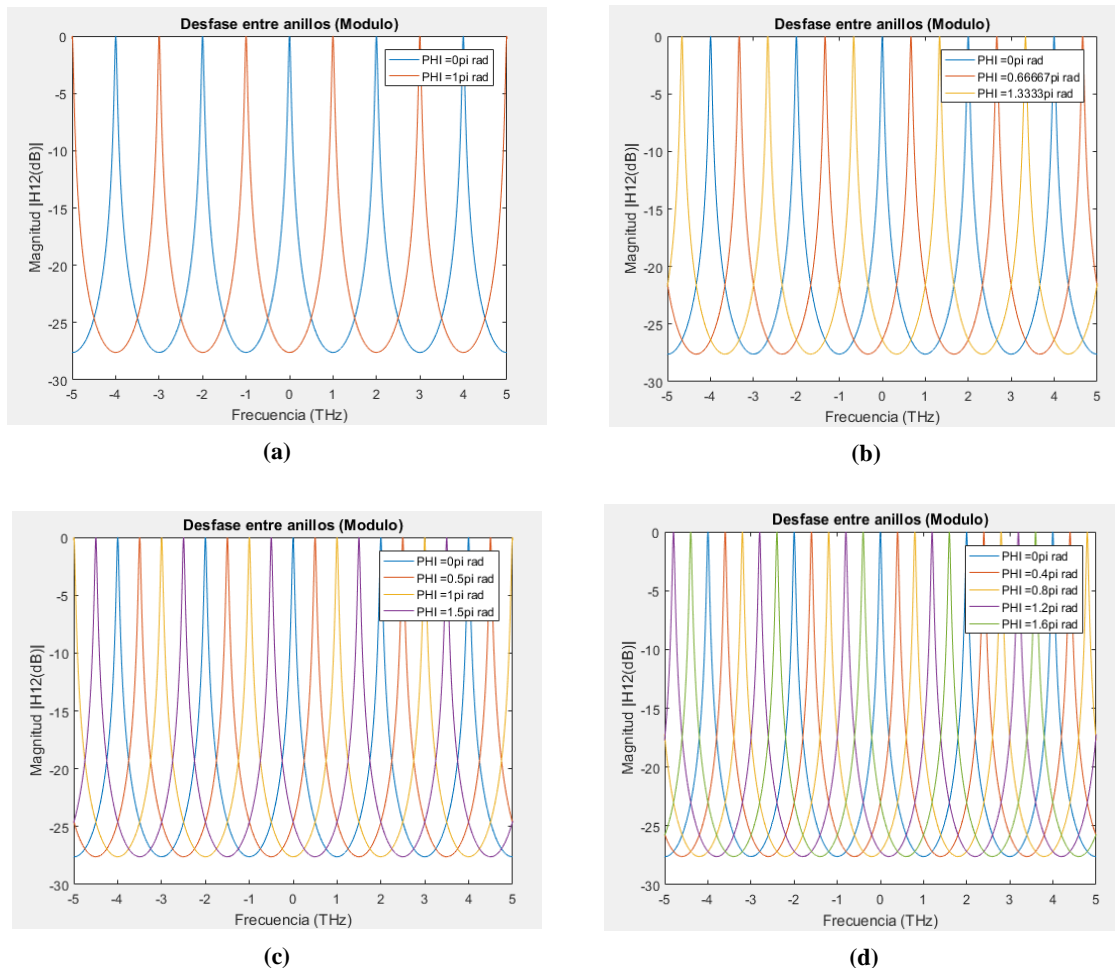


Figura 24: Desfase entre anillos (a) $N=2$ (b) $N=3$ (c) $N=4$ (d) $N=5$

Como se observa en las gráficas de la Figura 24 se ha hecho una disposición de los anillos de forma equiespaciada, donde todos tienen la misma separación entre ellos. Aunque esto podría variar.

Otra de los factores a tener en cuenta es que al tratarse de un sistema que se encuentra siempre realimentándose unos puertos con otros, a partir del segundo anillo colocado en cascada, la entrada de este siempre va a depender de la señal a la salida del puerto de paso del anillo anterior (H_{11}^n). Para poder realizar la simulación de elementos acoplados en el entorno de programación, en primer lugar obtenemos las funciones de transferencia H_{11}^n y H_{12}^n de cada uno de los anillos de forma independiente(n). Posteriormente generamos de forma iterativa el cálculo de la señal a la salida de los anillos, empleando una variable que acumula el producto de la señal primeriza a la entrada $X(f)$ con cada una de las funciones H_{11}^n por las que la luz recorre las diferentes cavidades de los anillos.

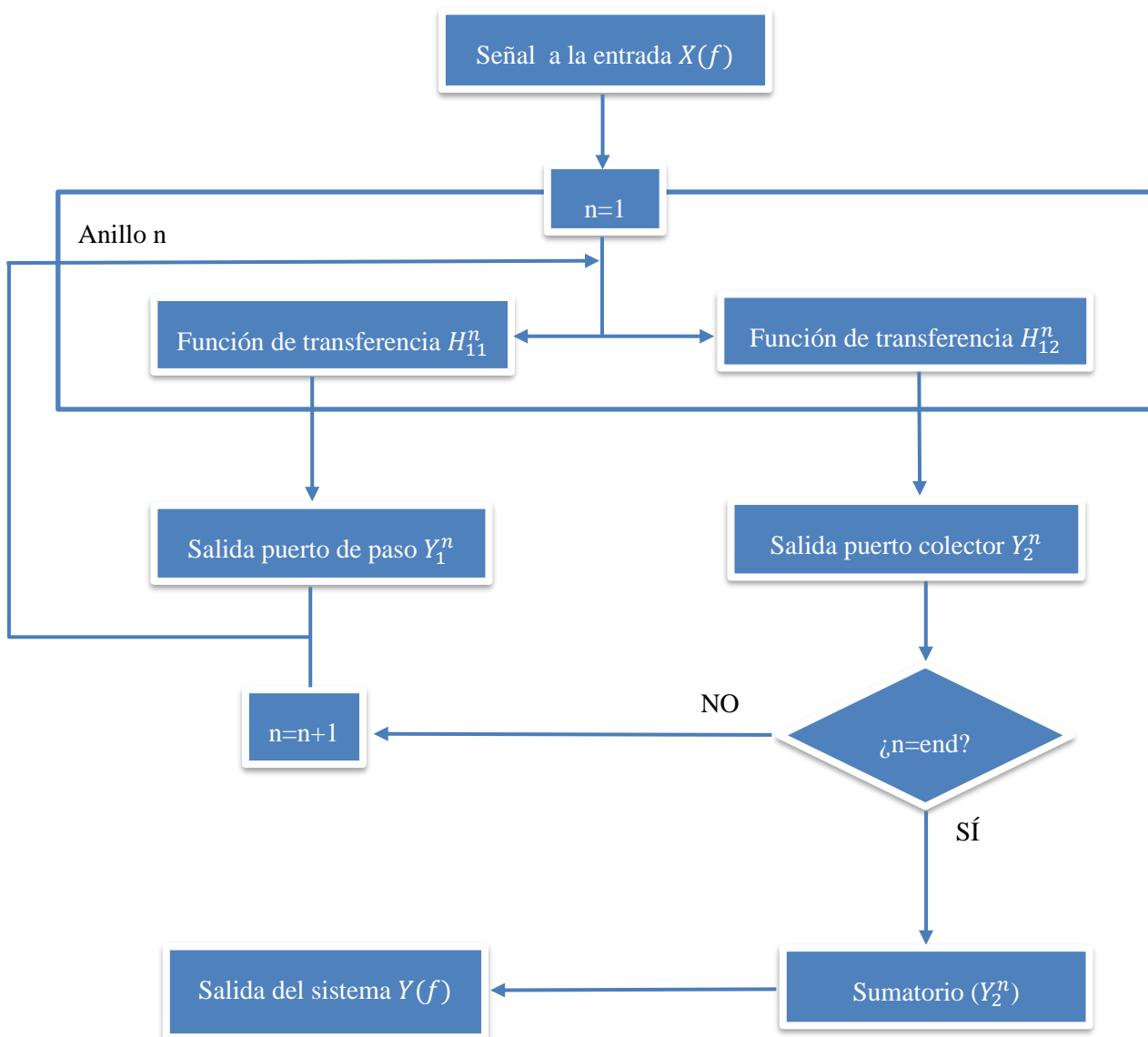


Figura 25: Diagrama de flujo para el algoritmo de anillos en cascada

Así como resumen se ha representado el proceso del algoritmo en el diagrama de flujo de la Figura 25, donde finalmente cuando ha terminado la iteración en recorrer todos los anillos se realiza el sumatorio de las salidas de los anillos por el puerto colector, dando lugar a la salida del sistema $Y(f)$.

4.4 Caracterización de la fibra monomodo (SMF)

Por último, el simulador va a aprovechar el fenómeno del mapeo frecuencia-tiempo para poder trasladar el peine espectral que se observa en la Figura 23 al dominio temporal para así tener un tren de pulsos que se puedan utilizar para un sistema RADAR.

Por último, el simulador va a aprovechar las características dispersivas del carrete de fibra óptica para realizar el fenómeno del mapeo frecuencia-tiempo para poder trasladar el peine espectral que se observa en la Figura 26 para una portadora de 1550 nm la pendiente de dispersión (S) es de 0.09 ps/nm²km y una dispersión (D) típica de 17 ps/nm km [55]

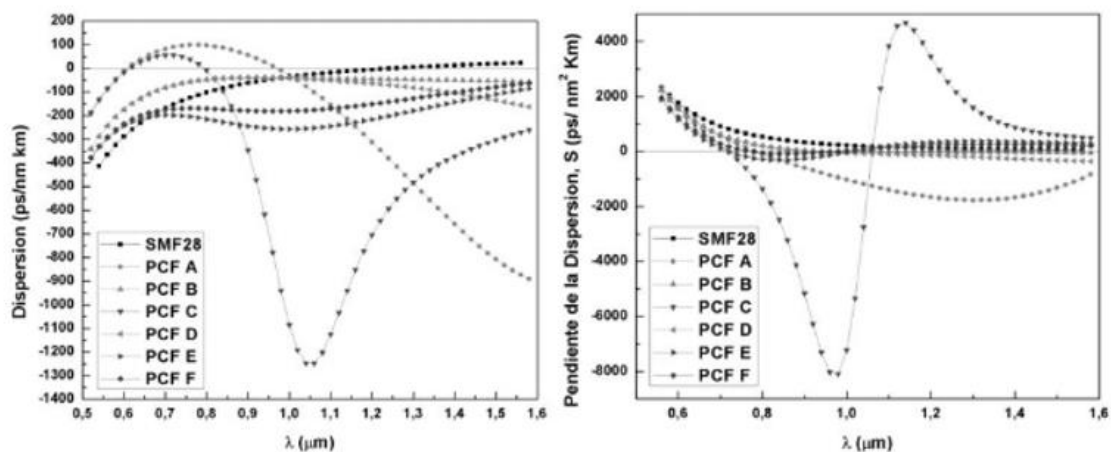


Figura 26: Dispersión (izq) y pendiente de dispersión (dcha) frente a la longitud de onda[64]

Para el proyecto se ha hecho uso de la Ecuación (4.7) donde a partir de la pendiente de dispersión para dispersión nula (S_0), la longitud de onda de la portadora (λ) y de la longitud de onda donde la dispersión es nula (λ_0), se puede obtener la dispersión de la fibra. Con este método confirmamos que la dispersión de la fibra utilizada para 1550 nm es de 17 ps/nm km.

$$D(\lambda) = \frac{S_0}{4} \left[\lambda - \frac{\lambda_0^4}{\lambda^3} \right] \quad (4.7)$$

Con los parámetros de dispersión previamente calculados, el siguiente paso es obtener los índices de dispersión vistos en la Ecuación (3.11), porque va a ser con estos con los que se va a

caracterizar la fibra como un sistema lineal. La función de transferencia se expresa a partir de la siguiente expresión, donde el factor de pérdidas (α) no se va a tener en cuenta en este proyecto

$$H_{SMF} = \alpha \left(e^{-i\omega z \beta_1} \cdot e^{-i\omega^2 z \frac{\beta_2}{2}} \cdot e^{-i\omega^3 z \frac{\beta_3}{6}} \right) \quad (4.8)$$

Para el caso de una fibra de 1km y manteniendo los parámetros hasta el momento citados en el proyecto se obtiene el siguiente resultado en las Figuras 27 y 28:

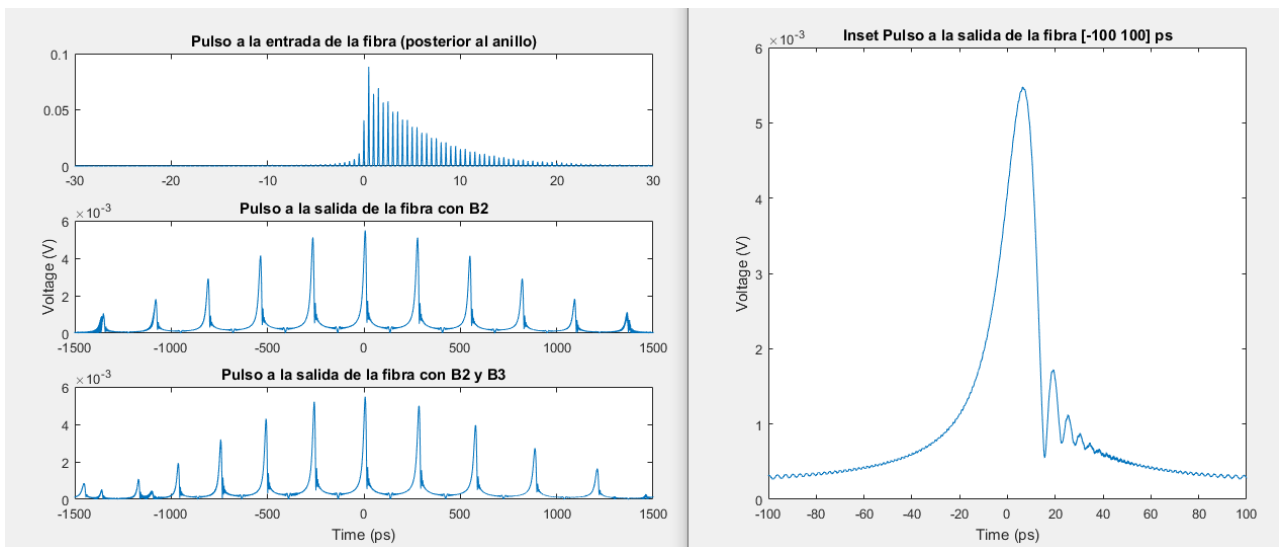


Figura 27: Señal en el dominio temporal a la salida de la fibra para 1 anillo, fibra de 1km, $D=1.7\text{ps/nm}$ (3000000 muestras)

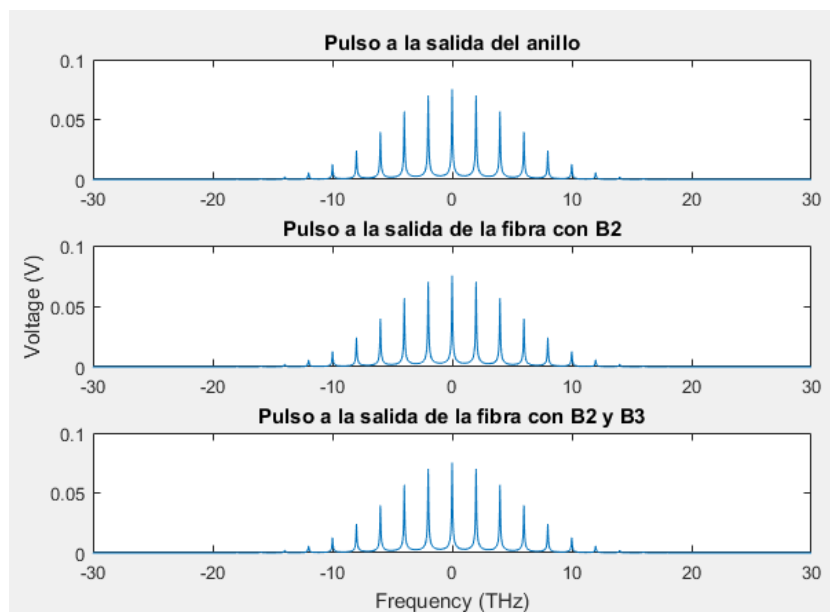


Figura 28: Espectro a la salida de la fibra para 1 anillo y una longitud de 1km

Se demuestra por tanto la propiedad del mapeo frecuencia tiempo de la fibra en donde el espectro ha sido mapeado al dominio temporal. La separación temporal entre los pulsos se puede calcular a través de la Ecuación (4.9)

$$\Delta T = D \cdot L \cdot \Delta \lambda \quad (4.9)$$

En esta situación al tener una dispersión de 17ps/nm km, una fibra de 1km y una FSR en la respuesta en frecuencia del conformador óptico de 16 nm. La separación temporal de los pulsos a la salida de los pulsos es de 272 ps. En la Figura 29 realizamos el cálculo visual de la distancia entre pulsos y corroboramos el perfecto funcionamiento del simulador y la concordancia con el valor teórico esperado.

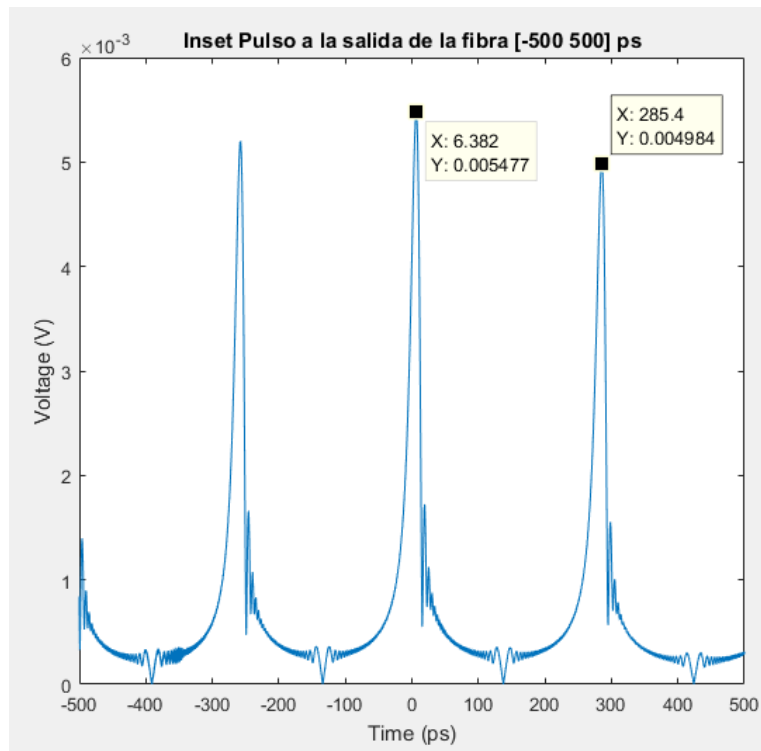


Figura 29: Representación del FSR en las gráficas

Capítulo 5. Resultados y discusión

En este capítulo incluimos las pruebas realizadas con el simulador. El objetivo es determinar la flexibilidad de la solución propuesta y el estudio de las relaciones entre los diferentes parámetros ajustables del sistema (variación de la longitud de la fibra empleada, el número de anillos empleado, el desfase entre los anillos, etc) y las prestaciones de la señal generada.

5.1 Respuesta temporal/frecuencia a la salida de N anillos en cascada

Como analizamos en el Capítulo 4, podemos aumentar la flexibilidad del sistema aumentando el orden del filtro óptico o conformador espectral. En el caso concreto de nuestro sistema de filtrado basado en anillos resonantes, es posible combinar diferentes anillos en cascada con el fin de modificar la forma del peine espectral a la salida del bloque. La alteración de la respuesta espectral será trasladada mediante el mapeo frecuencia/tiempo tras pasar por el elemento dispersivo en el dominio temporal. A continuación, se mostrará únicamente la señal a la salida del bloque de anillos, previa a su entrada a la fibra óptica.

Como parámetros a tener en cuenta se tiene $5\mu\text{m}$ de radio, un índice de grupo típico en guías de silicio (n_g) de 4.18 y un factor de acoplo (k) de 0.08 en todos los anillos, para un pulso de entrada de un ancho de 200ps. A la izquierda se muestra la respuesta temporal a la salida de los anillos mientras que a la derecha se muestra la respuesta espectral a la salida del filtro de anillos en el dominio de la frecuencia. Cabe destacar, como se comentó en el capítulo anterior, que estas señales se encuentran en banda base sin la modulación de la portadora óptica. Las Figuras 30-34 muestran la respuesta temporal y frecuencial a la salida para sistemas de 1, 2, 3, 4 y 6 anillos equiespaciados en frecuencia, respectivamente.

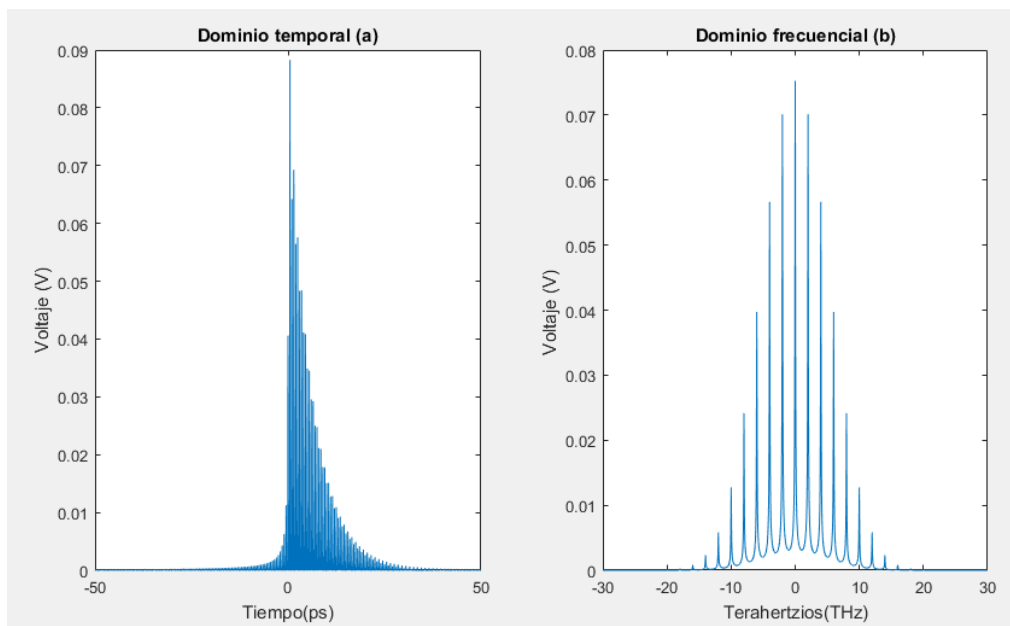


Figura 30: Pulso a la salida de 1 anillo (300000 muestras)

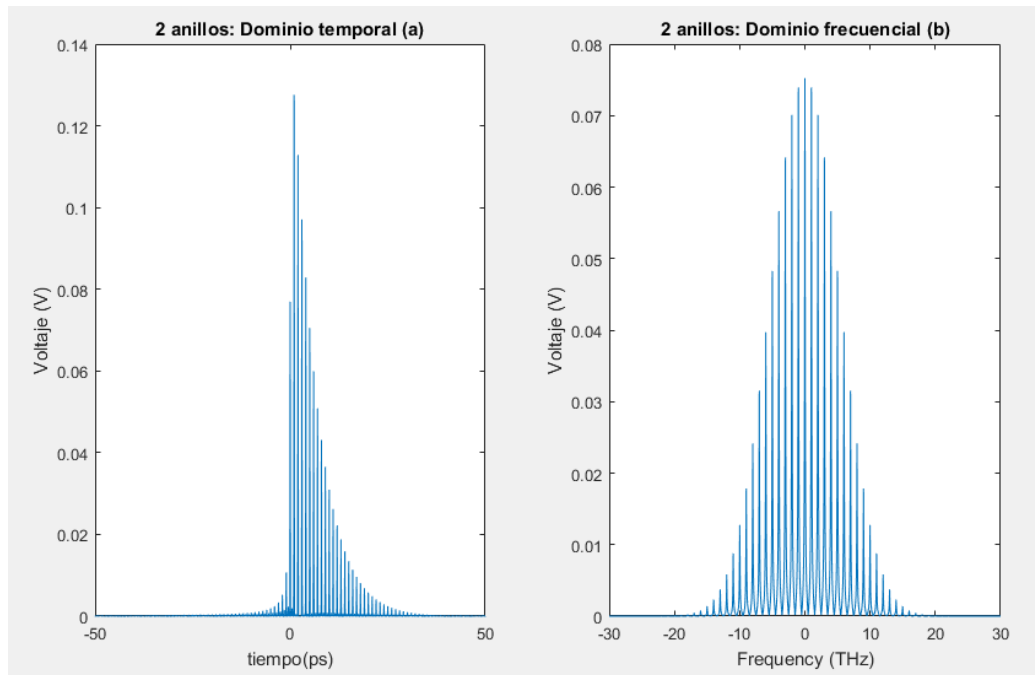


Figura 31: Señal a la salida de un bloque de 2 anillos en cascada (300000 muestras)

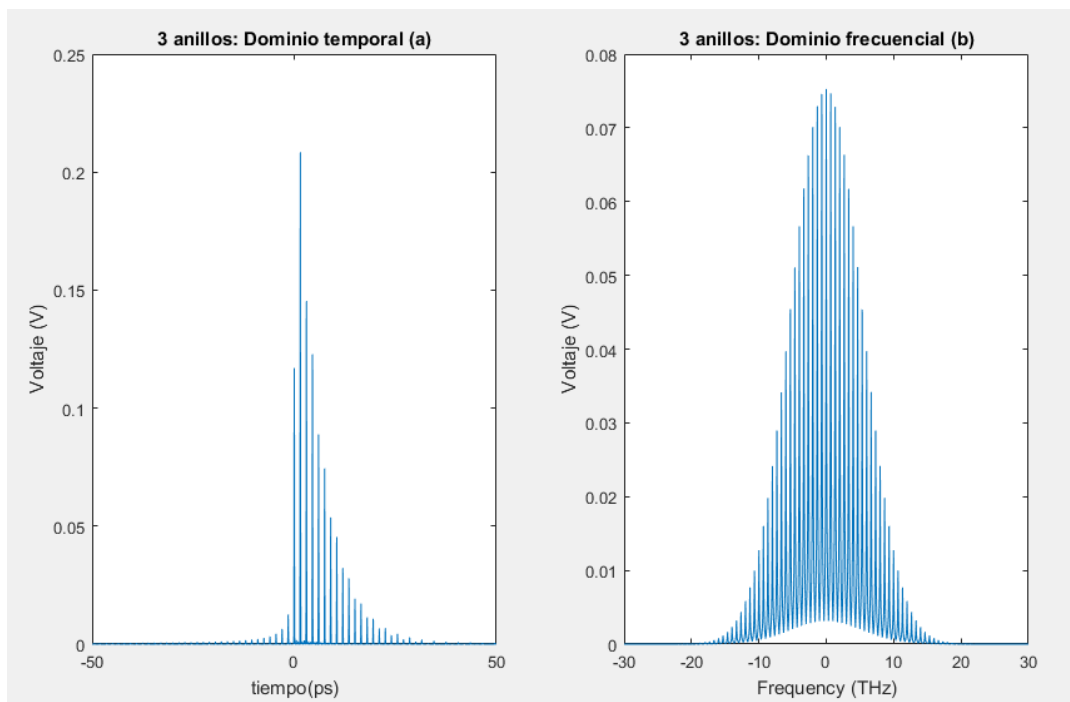


Figura 32: Señal a la salida de un bloque de 3 anillos en cascada (300000 muestras)

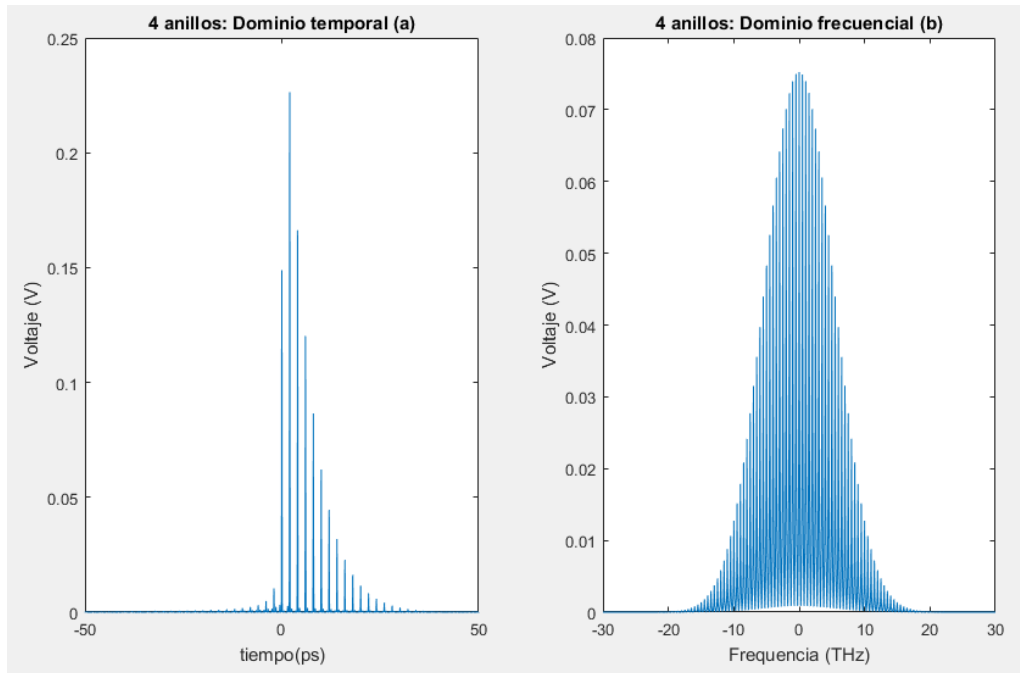


Figura 33: Señal a la salida de un bloque de 4 anillos en cascada (300000 muestras)

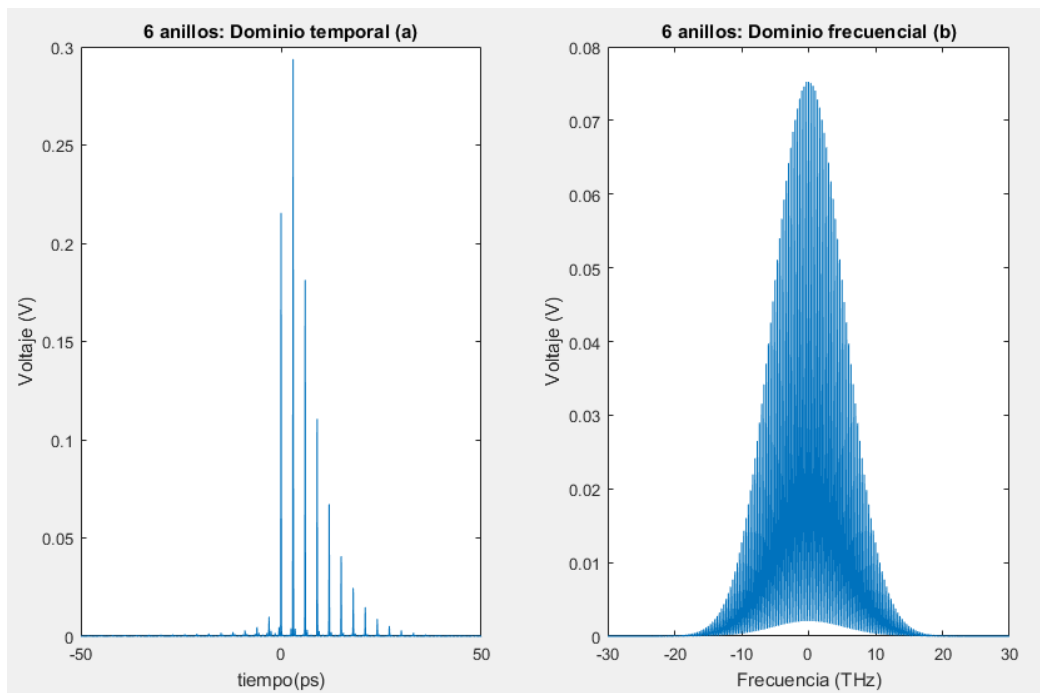


Figura 34: Señal a la salida de un bloque de 6 anillos en cascada (300000 muestras)

Según se puede observar en las Figuras 31-34, los anillos actúan de filtro periódico en las frecuencias que no son múltiplos al FSR. A su vez, podemos observar como, a medida que se va aumentando el número de anillos en cascada, el espectro a la salida acumula más peines espectrales repartidos por el ancho de banda de la señal, lo que conlleva a que la distancia entre estos peines sea cada vez menor. Esto se debe a que hemos sintonizado cada anillo de forma independiente para equiespaciarse sus espectros dentro del periodo espectral.

En cuanto a la respuesta temporal a la salida del filtro se observa como a medida que el número de anillos en el bloque aumenta el valor del campo a la salida tiende a concentrarse en los instantes de tiempo que son múltiplos del retardo unitario (τ) o lo que es lo mismo $1/\text{FSR}$.

5.2 Señal a la salida del sistema con una fibra de longitud Z

A continuación, mostramos los resultados de la señal a la salida del sistema dispersivo. En este caso, realizamos variaciones de la longitud de la fibra óptica para variar la dispersión sufrida por la señal. Para cada una de las longitudes de fibra obtenemos resultados en escenarios diferentes que incluyen un número diferente de anillos. A la izquierda de las imágenes se encuentran las gráficas temporales tanto a la entrada como salida de la fibra, mientras que a la derecha se muestra una imagen ampliada de esta última para poder apreciar debidamente los pulsos generados.

5.2.1 Prueba fibra 100m ($D=27.2\text{ps}$)

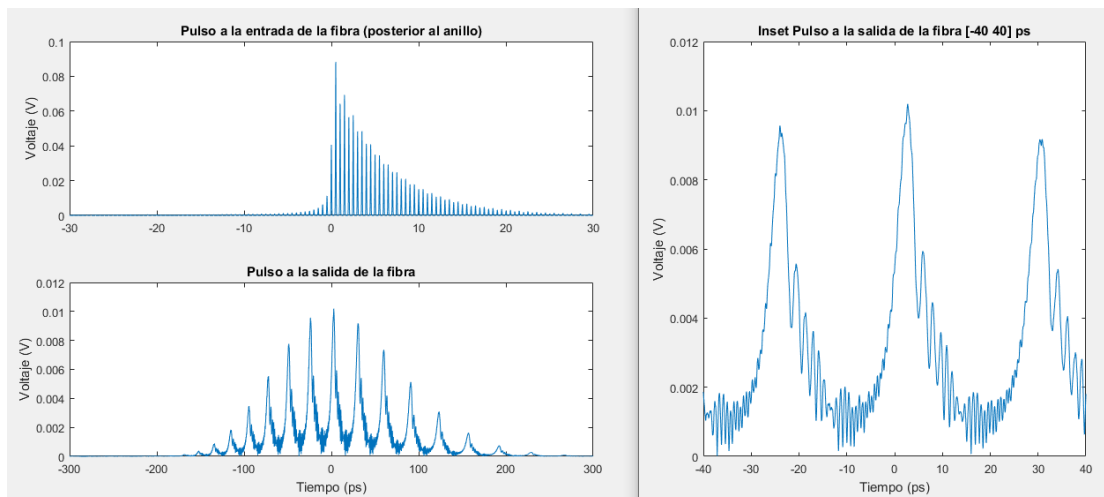


Figura 35: Señal a la salida de una fibra de 100m para N=1 anillo (300000 muestras)

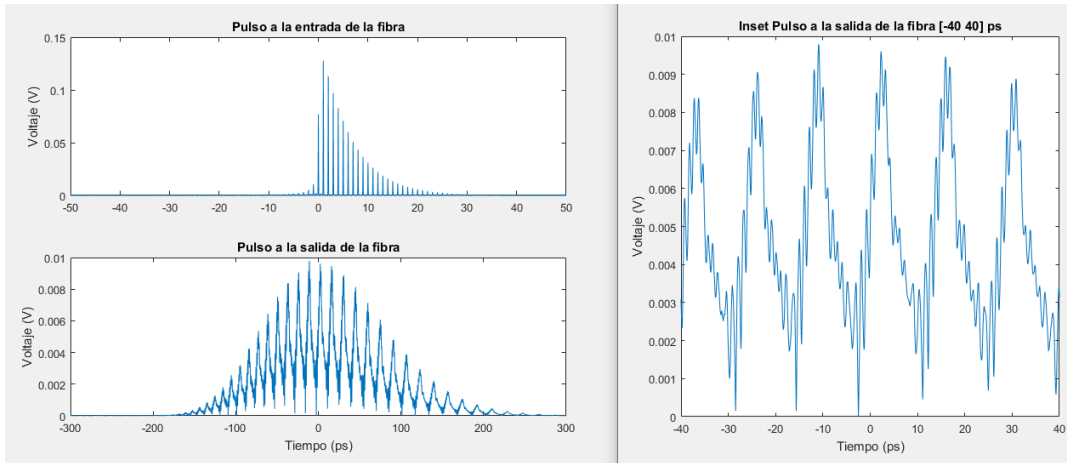


Figura 36: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=2 anillos (300000 muestras)

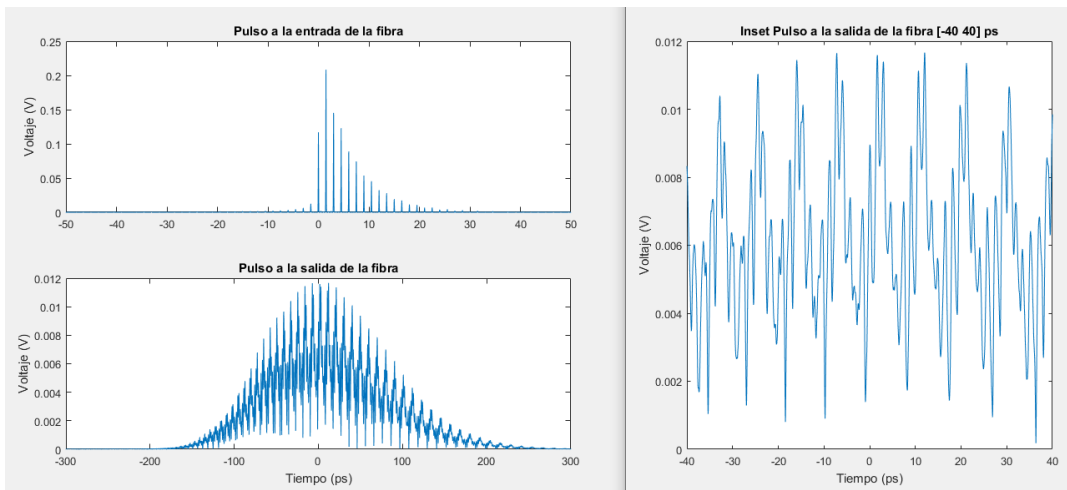


Figura 37: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=3 anillos (300000 muestras)

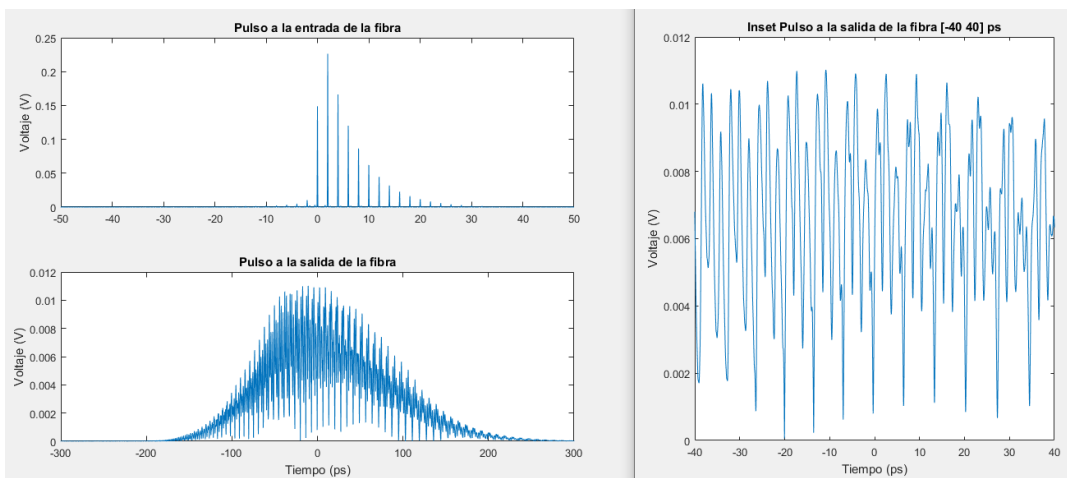


Figura 38: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=4 anillos (300000 muestras)

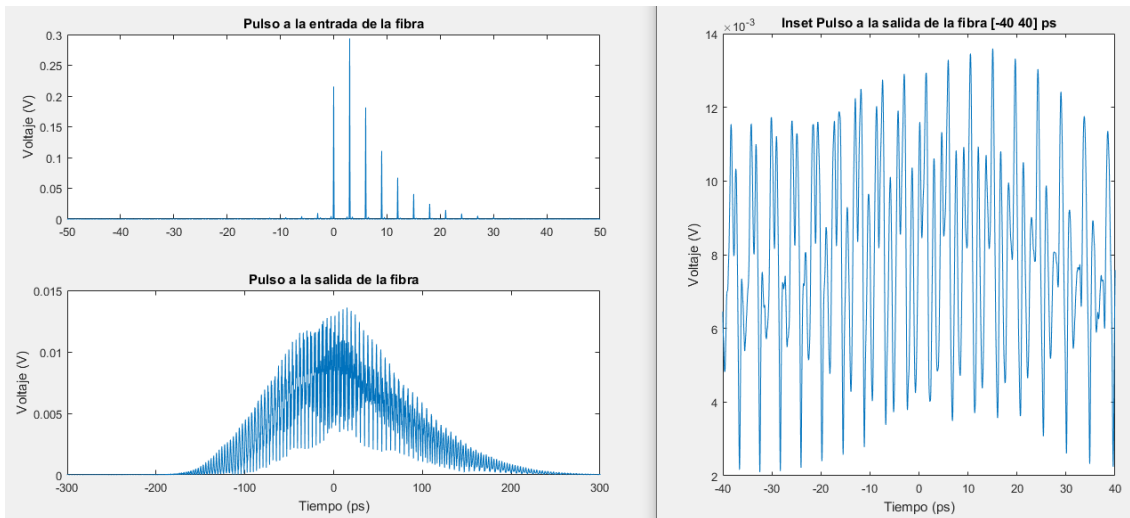


Figura 39: Señal a la salida de una fibra de 100 m para N=6 anillos (300000 muestras)

Para una fibra de 100m a medida que aumenta el número de anillos, cada vez se hace más difícil poder diferenciar los pulsos obtenidos a la salida de la fibra, esto se debe a que el ensanchamiento del pulso a la salida no es suficiente para poder abarcar a cada uno de los pulsos generados por los anillos por lo que tienden a crear solapes e interferencias entre ellos. En estas condiciones resulta imposible diferenciarlos.

5.2.2 Prueba fibra 250m ($D=68$ ps)

A continuación, repetimos el procedimiento anterior para una fibra de 250 m. Como resultado, la dispersión del sistema aumenta hasta los 4.25 ps/nm.

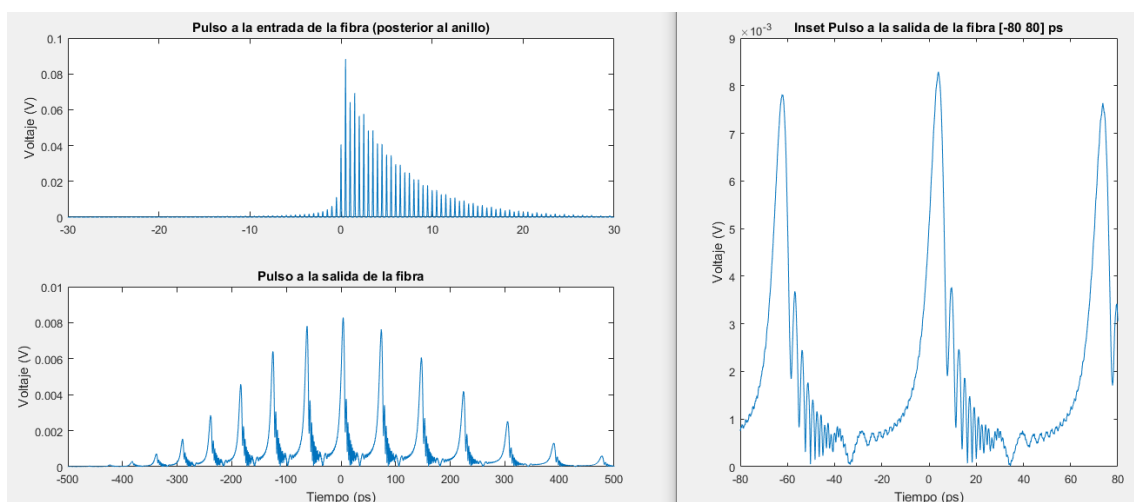


Figura 40: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=1 anillo (500000 muestras)

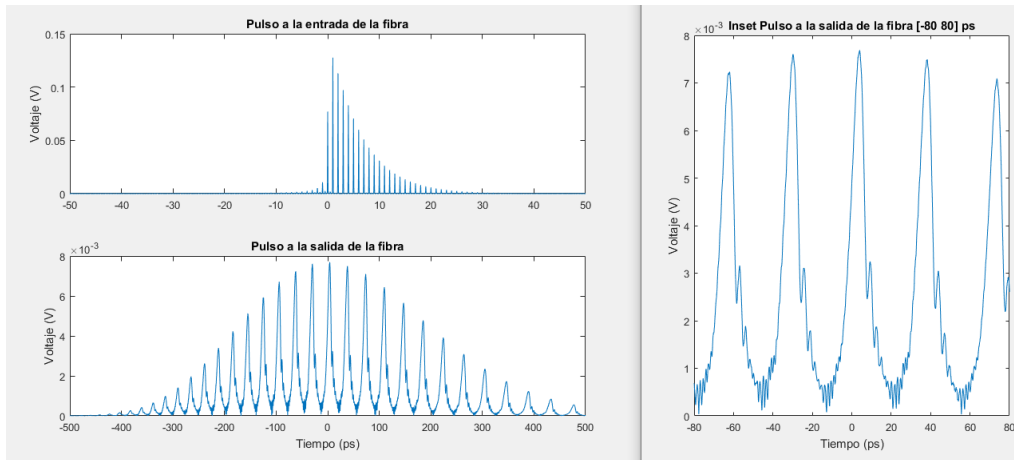


Figura 41: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=2 anillos (500000 muestras)

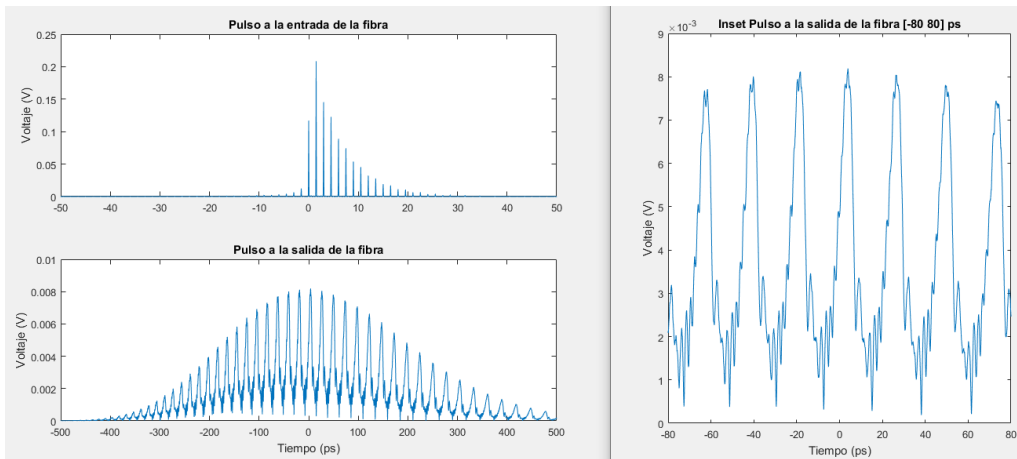


Figura 42: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=3 anillos (500000 muestras)

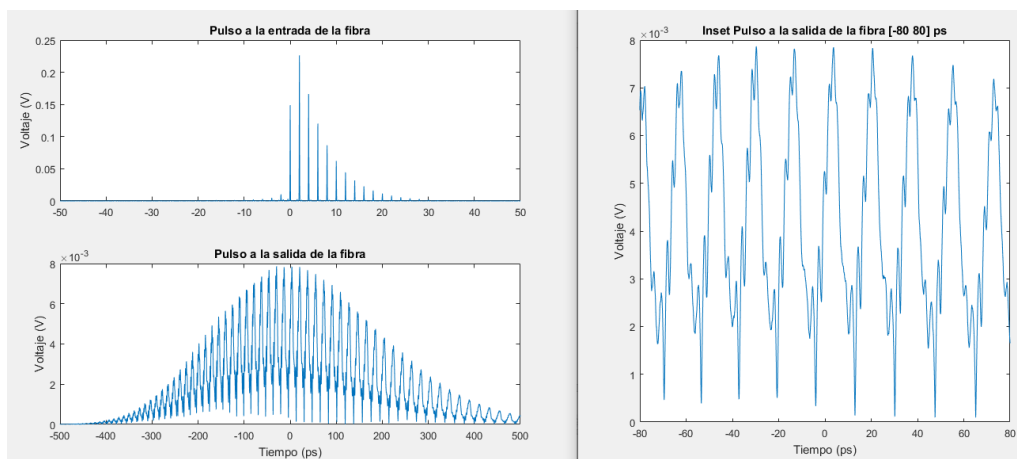


Figura 43: Señal a la salida de una fibra de 250m para N=4 anillos (500000 muestras)

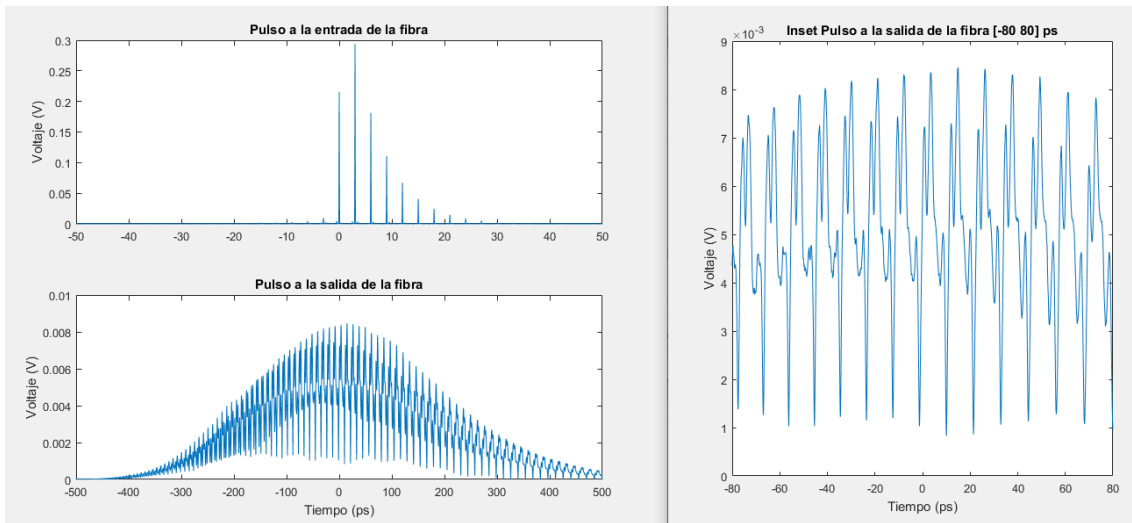


Figura 44: Señal a la salida de una fibra de 250 m para N=6 anillos (500000 muestras)

5.2.3 Prueba fibra 500m (D=136 ps)

Continuamos con el aumento de la dispersión, aumentando la longitud de la fibra hasta 500 m.

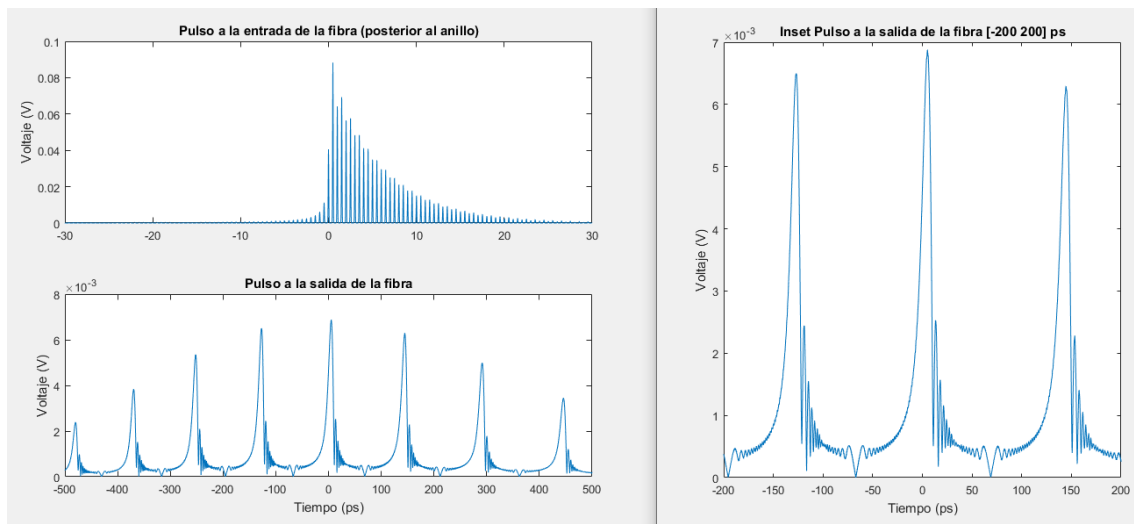


Figura 45: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=1 anillo (500000 muestras)

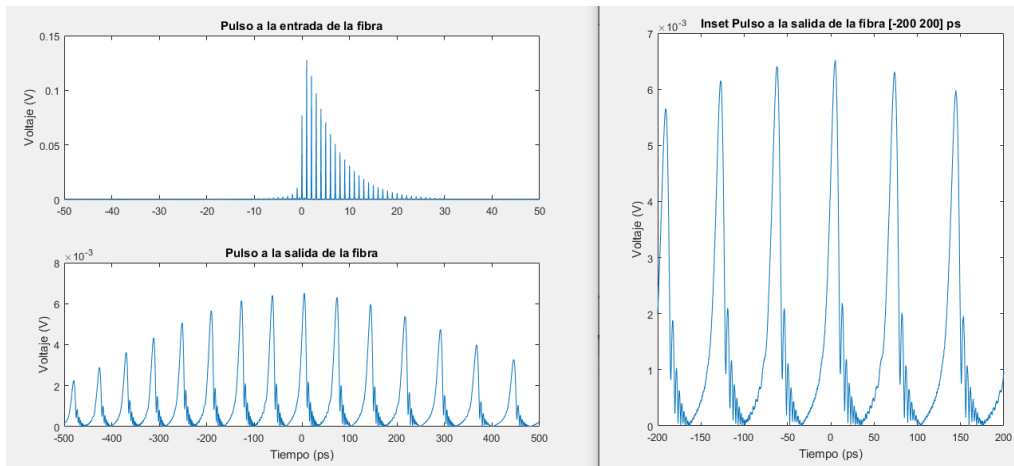


Figura 46: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=2 anillos (500000 muestras)

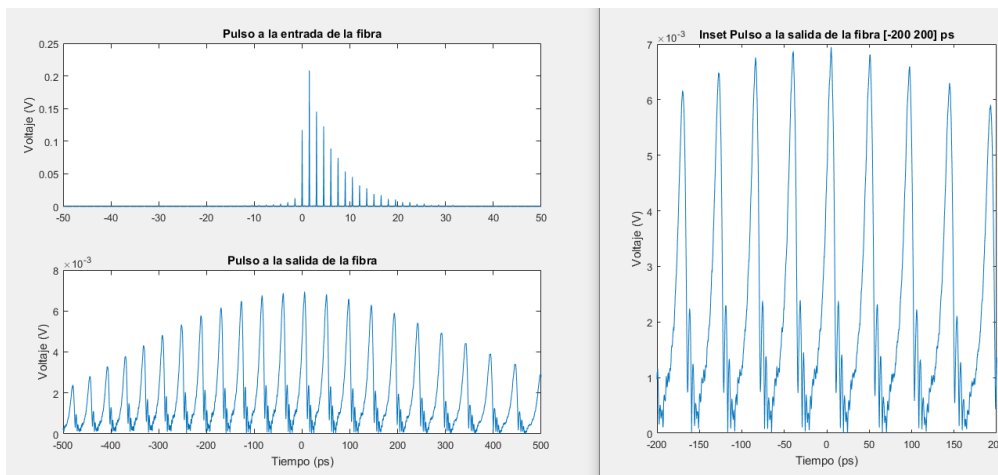


Figura 47: Señal a la salida de una fibra de 500m para N=3 anillos (500000 muestras)

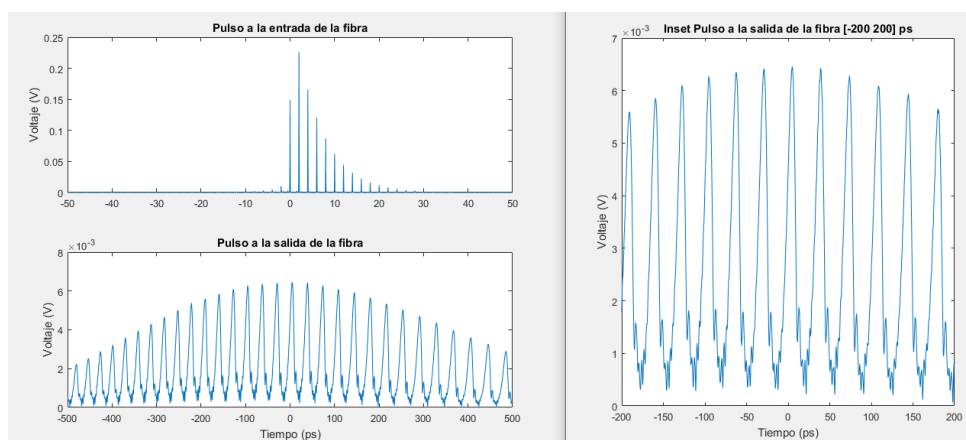


Figura 48: Señal a la salida de una fibra de 500m para N=4 anillos (500000 muestras)

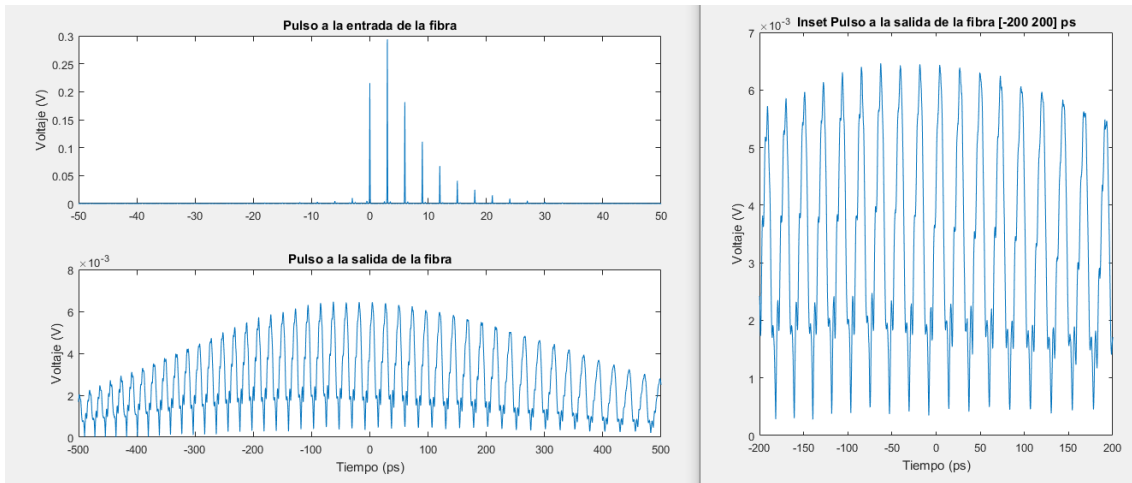


Figura 49: Señal a la salida de una fibra de 500 m para N=6 anillos (500000 muestras)

5.2.4 Prueba fibra 1km ($D=272$ ps)

Continuamos pues con el aumento de la dispersión del sistema con una fibra óptica de 1 km de longitud.

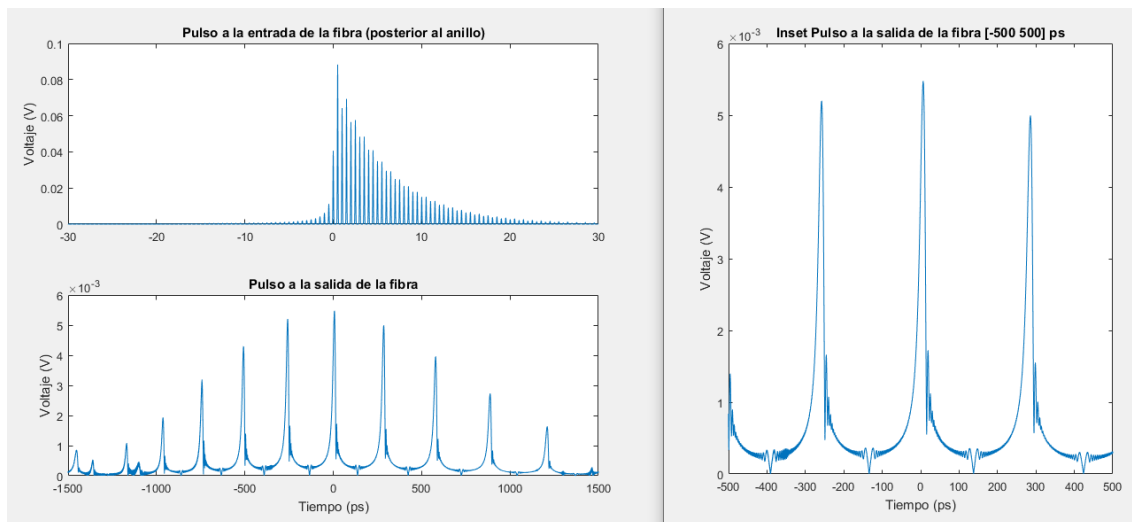


Figura 50: Señal a la salida de una fibra de 1 km para N =1 anillo (1500000 muestras)

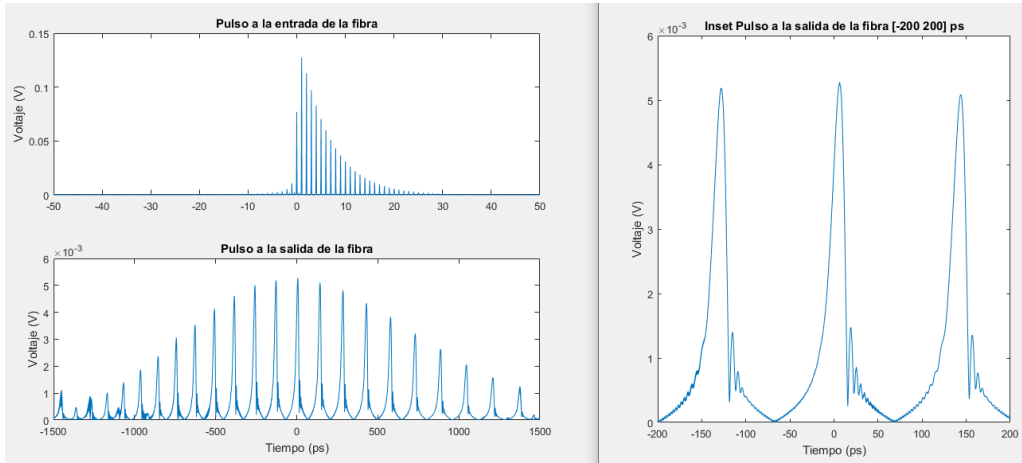


Figura 51: Señal a la salida de una fibra de 1 km para $N = 2$ anillos (1500000 muestras)

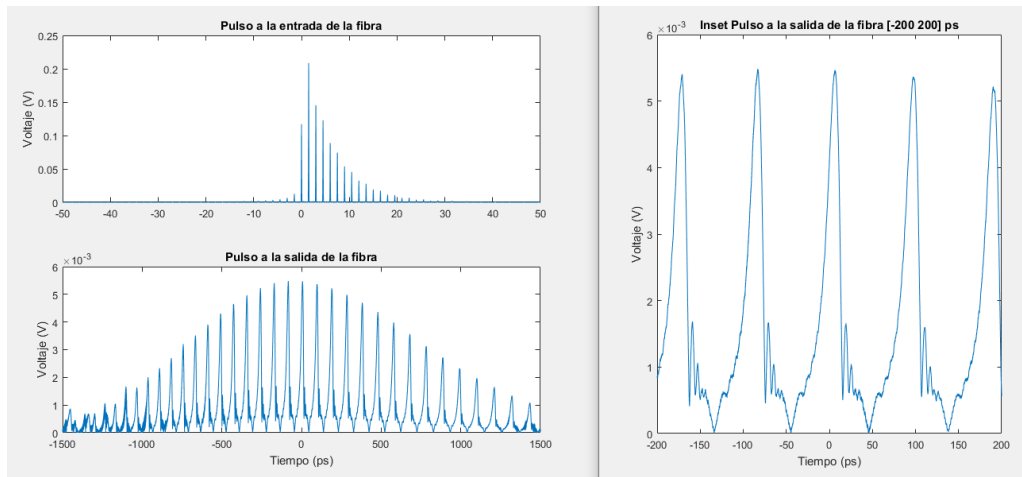


Figura 52: Señal a la salida de una fibra de 1 km para $N = 3$ anillos (1500000 muestras)

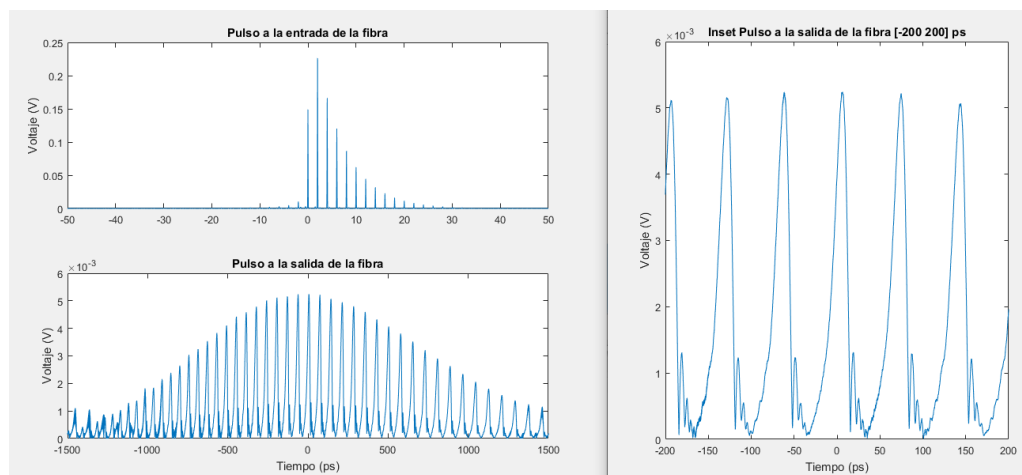


Figura 53: Señal a la salida de una fibra de 1 km para $N = 4$ anillos (1500000 muestras)

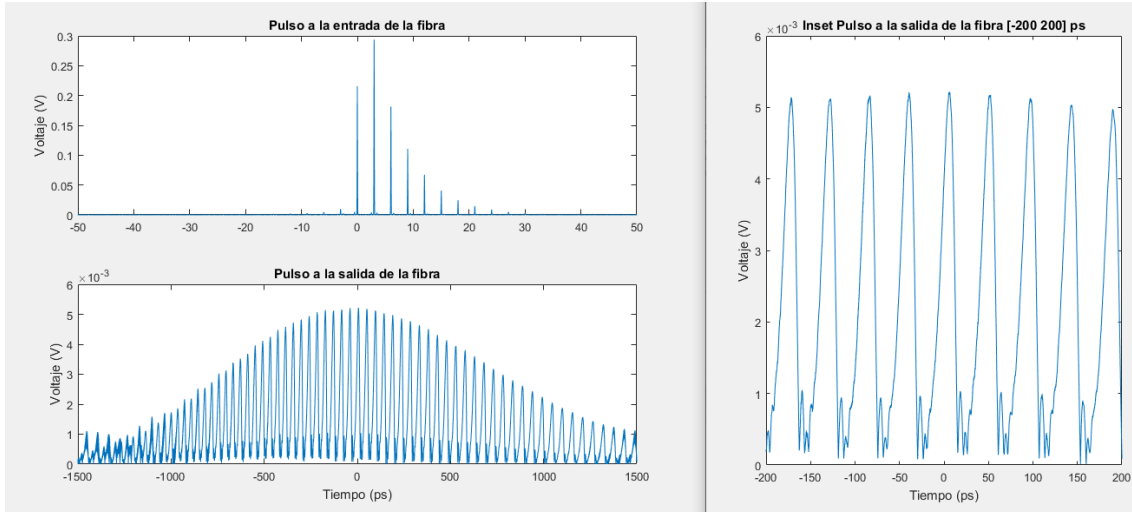


Figura 54: Señal a la salida de una fibra de 1 km para $N = 6$ anillos (1500000 muestras)

5.2.5 Prueba fibra 2.5km ($D=680$ ps)

Continuamos pues con el aumento de la dispersión del sistema con una fibra óptica de 2.5 km de longitud.

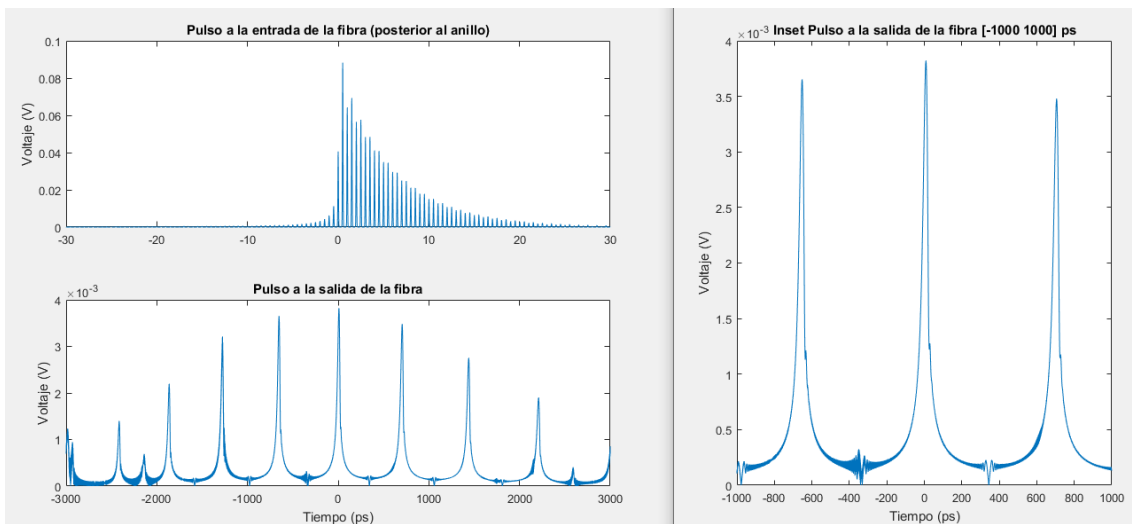


Figura 55: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para $N = 1$ anillo (300000 muestras)

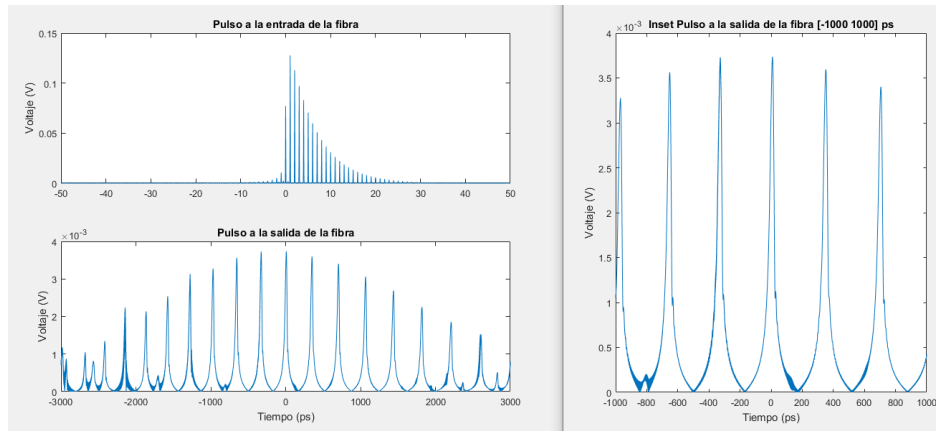


Figura 56: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para $N = 2$ anillos (3000000 muestras)

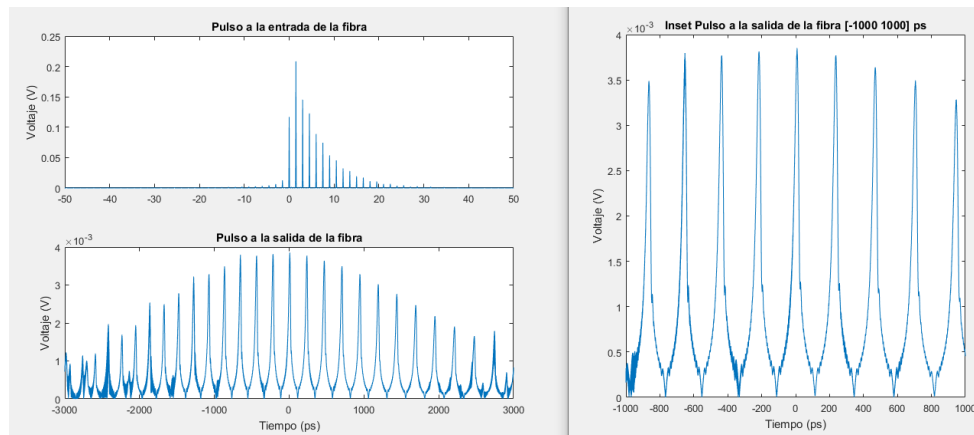


Figura 57: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para $N = 3$ anillos (3000000 muestras)

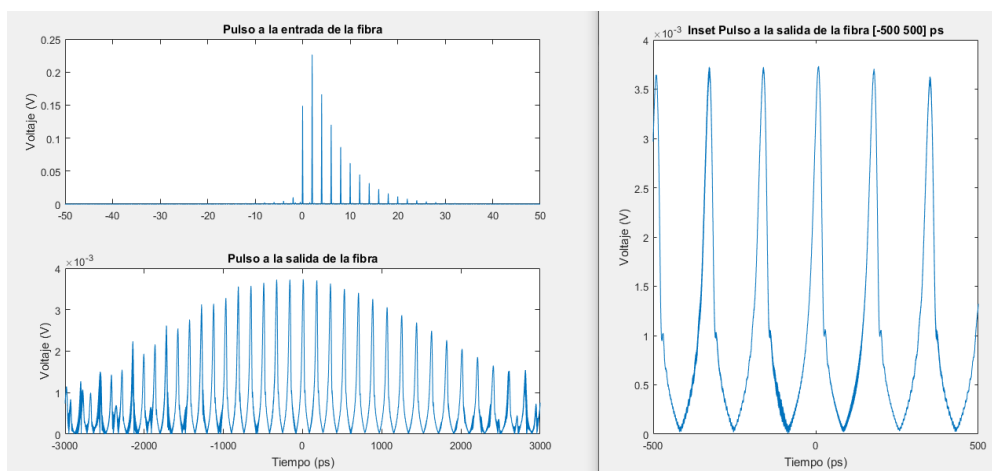


Figura 58: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km para $N = 4$ anillos (3000000 muestras)

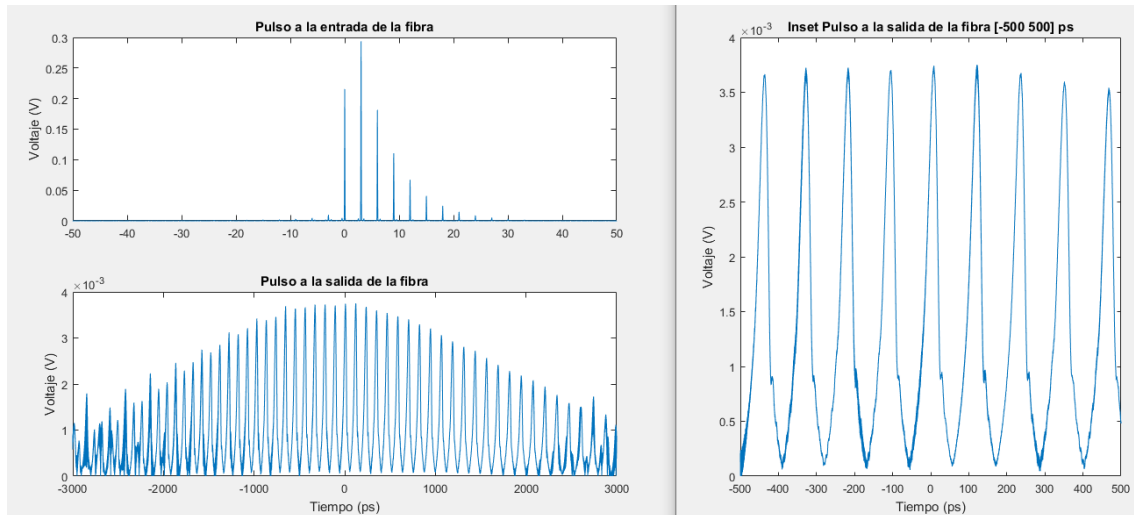


Figura 59: Señal a la salida de una fibra de 2.5 km N = 6 anillos (3000000 muestras)

5.2.6 Prueba fibra 5km ($D=1360$ ps)

Continuamos pues con el aumento de la dispersión del sistema con una fibra óptica de 5 km de longitud.

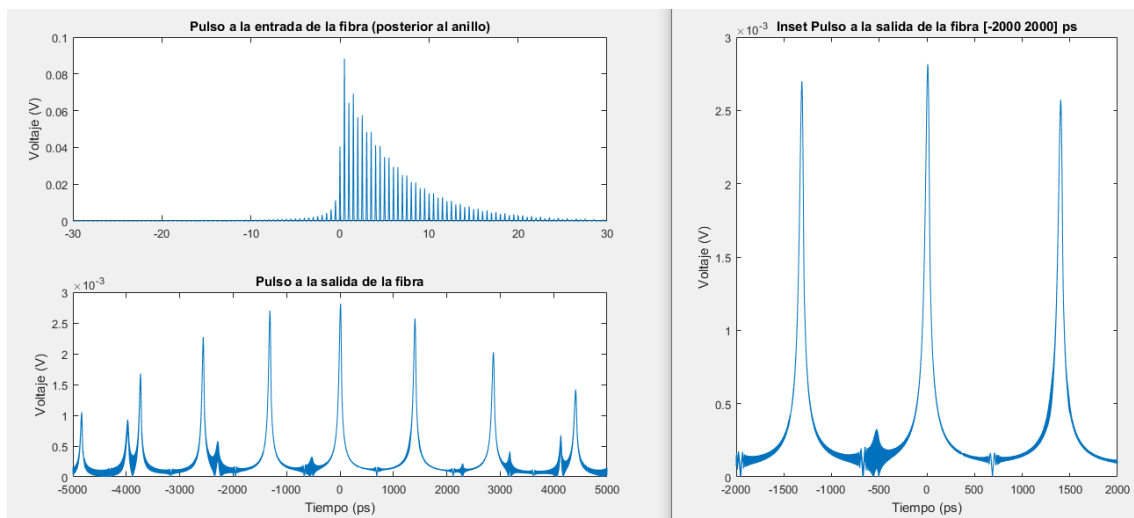


Figura 60: Señal a la salida de una fibra de 5 km N = 1 anillo (5000000 muestras)

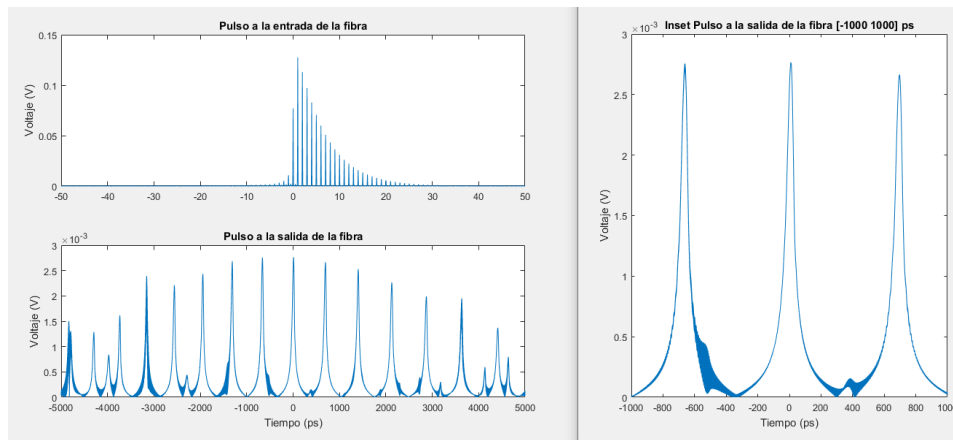


Figura 61: Señal a la salida de una fibra de 5 km para $N = 2$ anillos (5000000 muestras)

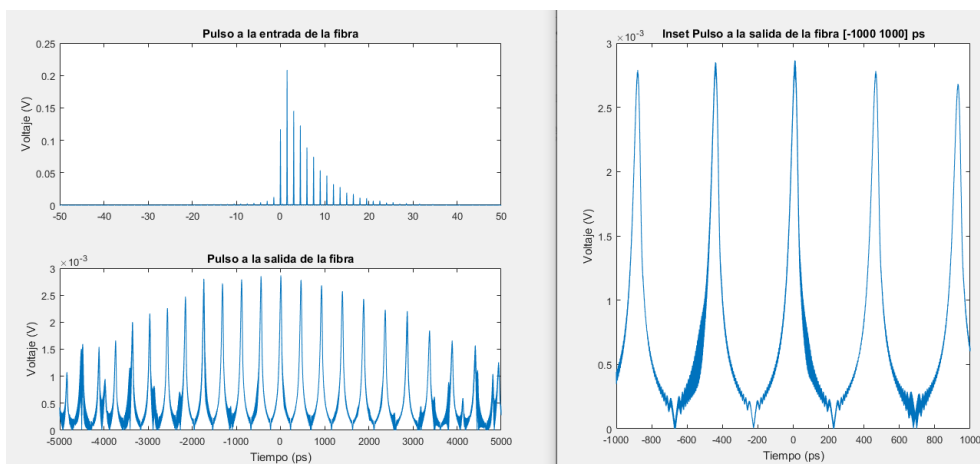


Figura 62: Señal a la salida de una fibra de 5 km para $N = 3$ anillos (3000000 muestras)

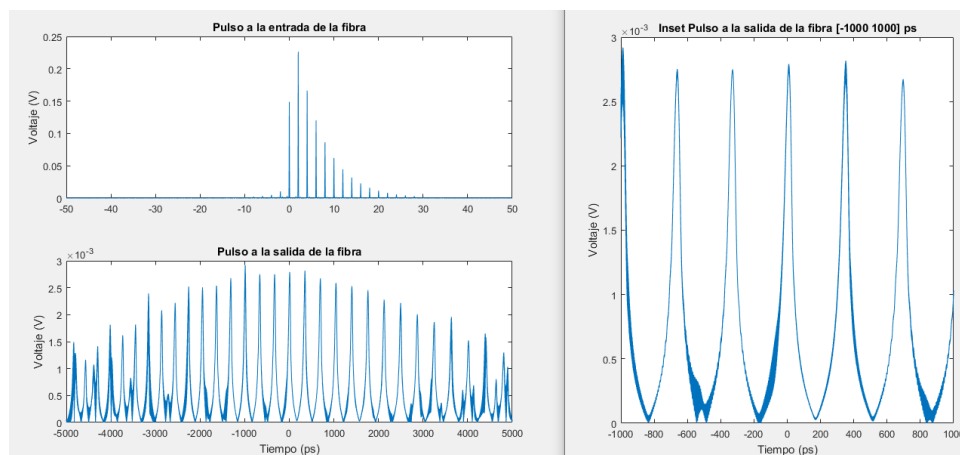


Figura 63: Señal a la salida de una fibra de 5 km para $N = 4$ anillos (3000000 muestras)

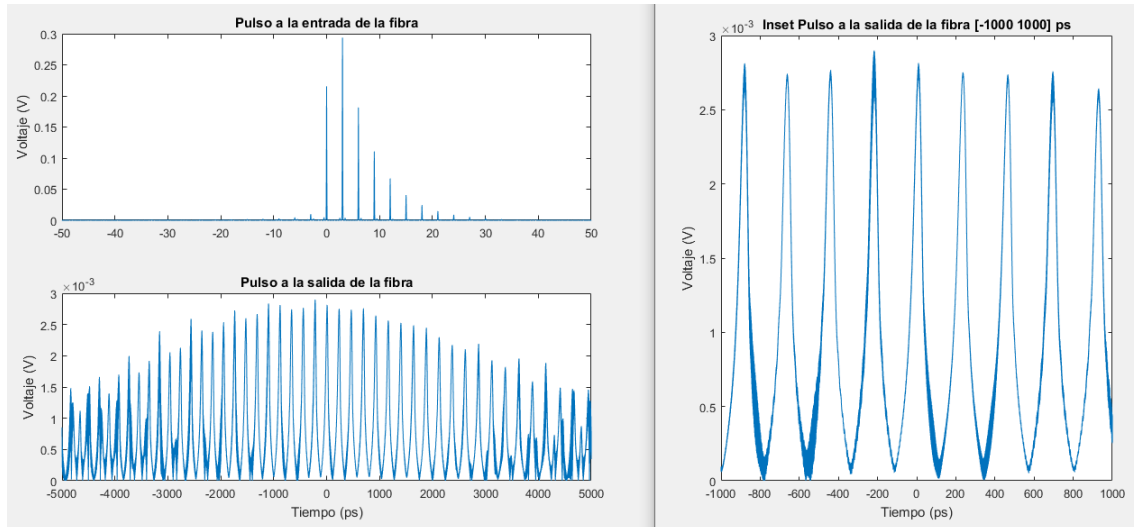


Figura 64: Señal a la salida de una fibra de 5 km para $N = 6$ anillos (3000000 muestras)

Se observa que a medida que aumenta la longitud de la fibra los pulsos obtenidos se encuentran más separados entre sí. Esto tiene sentido, puesto que a medida que aumenta la longitud de la fibra, la dispersión es mayor por lo que se produce un ensanchamiento mayor del pulso. A efectos prácticos se podría realizar un sistema reconfigurable, enviando un tren de pulsos al RADAR con un espaciado en frecuencia u otro en función de la longitud de la fibra empleada y el FSR del o de los anillos.

5.3 Señal a la salida según el coeficiente de acoplo de los anillos

A continuación estudiamos el efecto que tiene en el caso de modificar los diferentes coeficientes de acoplo de los anillos. De forma similar a la sintonización de fase explicada en capítulos anteriores[63], donde sobre cada anillo se posiciona una resistencia que aplique calor a cada anillo y puede controlar localmente y de forma independiente la temperatura de cada resonador, podemos controlar el coeficiente de acoplo. A medida que se reduce el coeficiente de acoplo, el anillo se va acercando a un estado de acoplo crítico donde la transmisión es nula.

Se ha creado un vector de factores de acoplo para este estudio. Se aumentará progresivamente en función del número de anillos empleado. Las imágenes que se mostrarán a continuación tienen en la parte izquierda la señal a la salida del bloque de anillos y de la fibra, mientras que a la derecha se muestra un *inset* de la señal para apreciar mejor el aspecto de los peines formados.

5.3.1 Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.18$

En el siguiente ejemplo se va a tener en cuenta 2 anillos con un factor de acoplo de 0.08 y 0.18 respectivamente, para una longitud de fibra de 1km. Tiene aproximadamente $5\mu\text{m}$ de radio cada anillo y un índice de grupo (n_g) de 4.18.

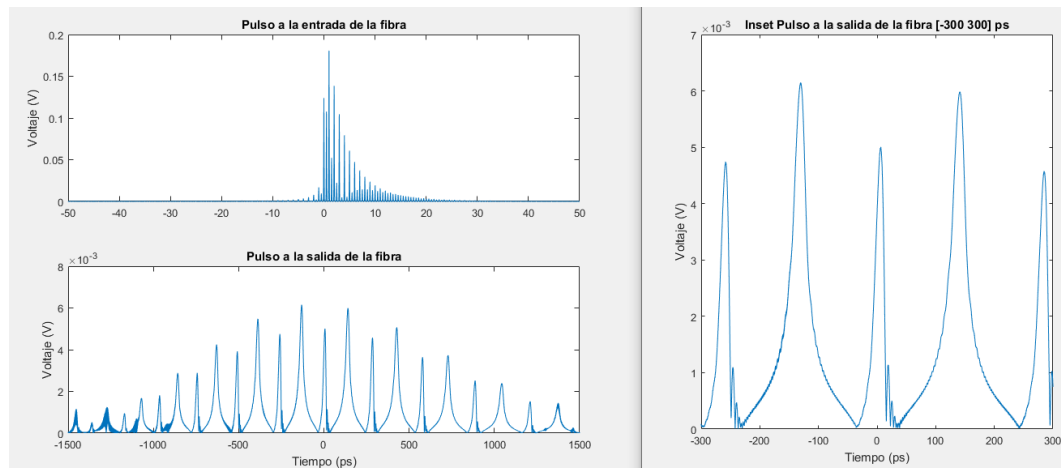


Figura 65: Señal a la salida del sistema para $N = 2$ anillos y coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.18$ (1500000 muestras)

Se observa en la Figura 65, donde existen 2 anillos en cascada. En el segundo anillo al tener un coeficiente de acoplo más lejano al coeficiente de acoplo crítico, crea lóbulos en el peine más pronunciados que el primer anillo. Se observa cómo se van intercalando los lóbulos generados por efecto del primer anillo con los del segundo anillo.

Por el contrario, si el factor de acoplo del primer anillo se encuentra más alejado al factor de acoplo crítico. Los dientes de este predominarán, como muestra la Figura 66, sobre los del segundo.

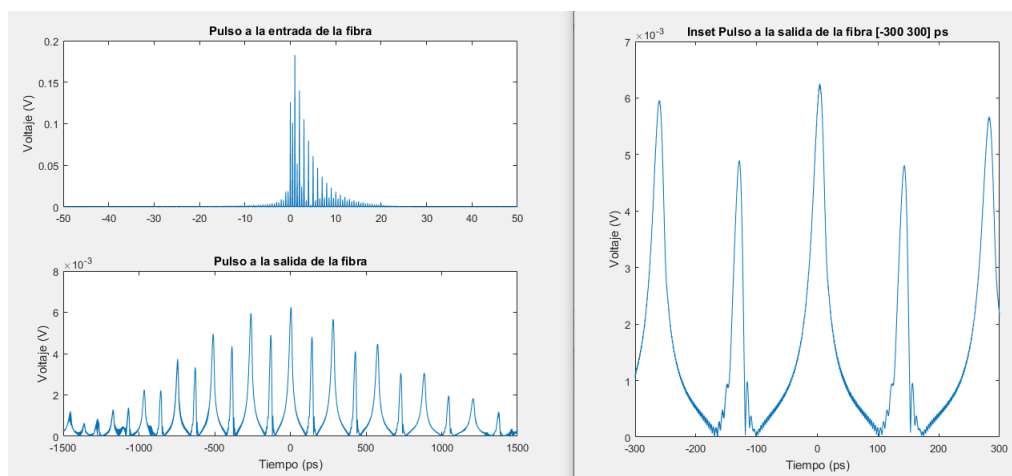


Figura 66: Señal a la salida del sistema para $N = 2$ anillos con coeficientes $K_1 = 0.18$ y $K_2 = 0.08$ (1500000 muestras)

5.3.2 Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.38$

Al igual que en el subapartado anterior se mantienen los mismos parámetros, solamente exceptuando los factores de acoplo de los anillos que esta vez son de 0.08 y 0.38.

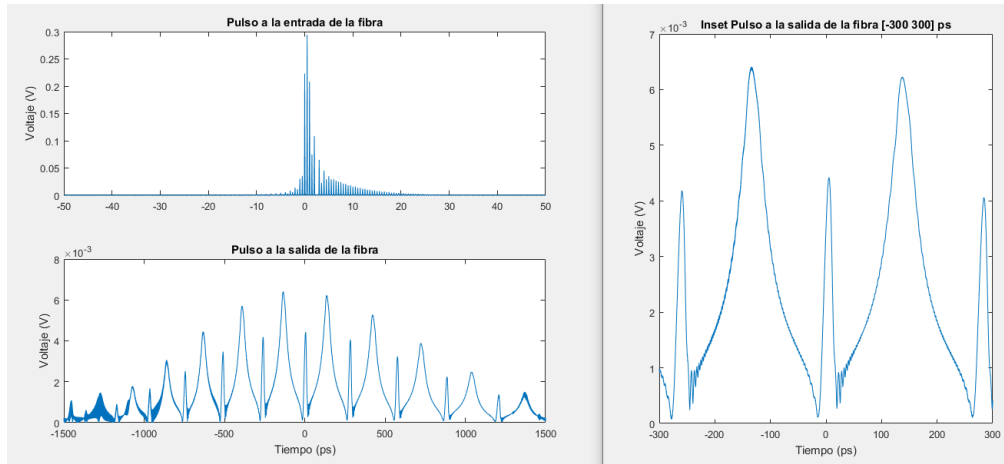


Figura 67: Señal a la salida del sistema para $N = 2$ anillos con coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.38$ (150000 muestras)

5.3.3 Prueba 2 anillos con $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.58$

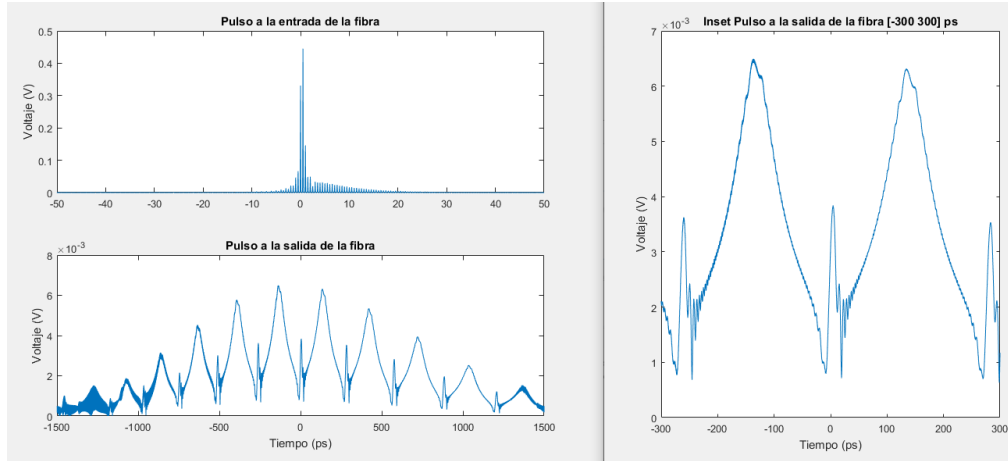


Figura 68: Señal a la salida del sistema para $N = 2$ con coeficientes $K_1 = 0.08$ y $K_2 = 0.58$ (150000 muestras)

Coincidiendo con el análisis anterior, se confirma con las Figuras 68 y Figura 69 que al acercar el coeficiente de acoplo al acoplo crítico, este daba lugar a una mayor repercusión de los lóbulos creados por el segundo anillo.

5.3.4 Prueba 3 anillos con $K_1 = 0.2$, $K_2 = 0.12$ y $K_3 = 0.05$

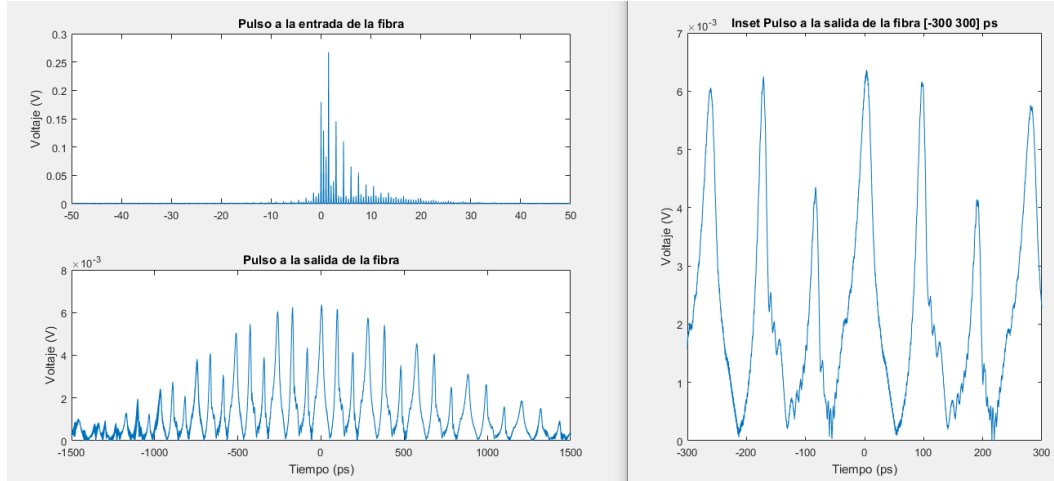


Figura 69: Señal a la salida del sistema para $N = 3$ anillos con coeficientes $K_1 = 0.2$, $K_2 = 0.12$ y $K_3 = 0.05$ (1500000 muestras)

Lo mismo ocurre cuando se tienen un sistema con 3 anillos e cascada con coeficientes de acoplo diferentes. En este caso el coeficiente de acoplo de los anillos va disminuyendo. Se observa como los lóbulos generados por el primer anillo son más significativos, mientras que los del tercer anillo son los menos significativos. Esto se podría observar mejor en una señal a la entrada con un espectro más escalonado.

5.4 Señal a la salida según el desfase entre los anillos

A continuación se incluye un estudio del desfase de los anillos, que puede variar según la disposición de estos y su relación de fase (sintonización independiente). Hasta el momento se ha tenido solamente en cuenta una disposición de los anillos de forma uniforme, es decir se encontraban equiespaciados unos con otros. El resto de parámetros se mantiene tal y como estaban definidos en apartados anteriores, se vuelve al coeficiente de acoplo (K) de 0.08 como se encontraba al inicio del proyecto y a una longitud de fibra de 1 km.

5.4.1 Prueba 2 anillos con $\phi_1 = 0$ y $\phi_2 = 2/3\pi$ rad

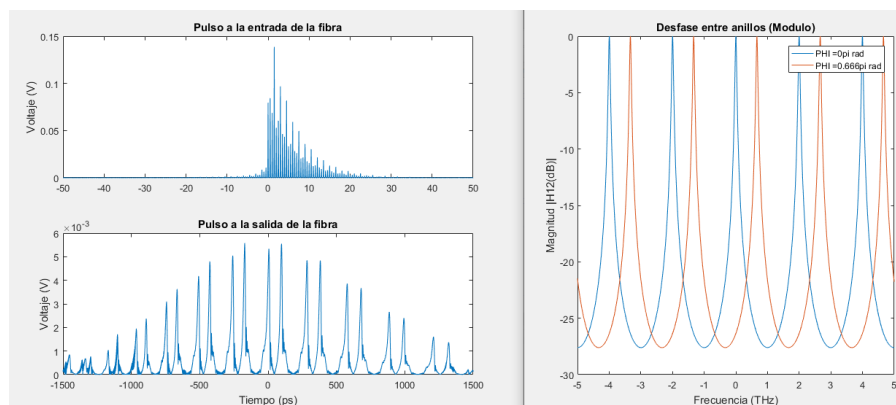


Figura 70: Señal a la salida del sistema para $N = 2$ anillos, con desfases de $\phi_1 = 0$ y $\phi_2 = 2/3\pi$ rad (1500000 muestras)

5.4.2 Prueba 3 anillos con $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = 2/3\pi$ rad y $\phi_3 = \pi$ rad

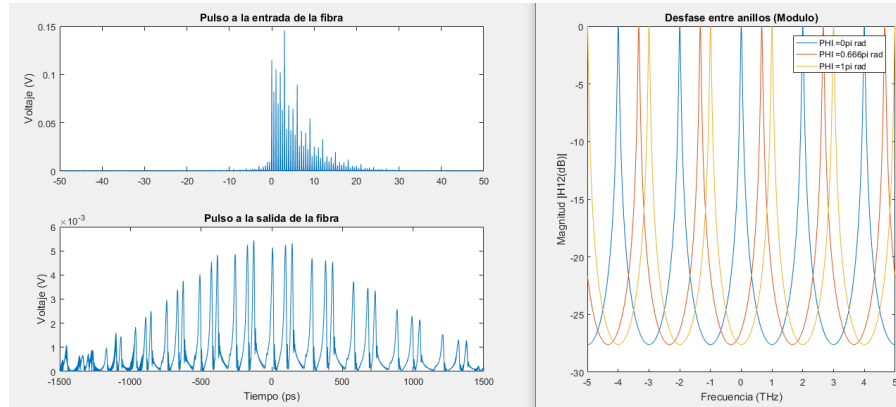


Figura 71: Señal a la salida del sistema para $N = 3$ anillos, con desfases de $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = 2/3\pi$ rad y $\phi_3 = \pi$ rad (1500000 muestras)

5.4.3 Prueba 5 anillos con $\phi_1 = 0.57\pi$, $\phi_2 = 0.63\pi$ rad, $\phi_3 = 0.92\pi$ rad, $\phi_4 = 1.27\pi$ rad y $\phi_5 = 1.75\pi$ rad.

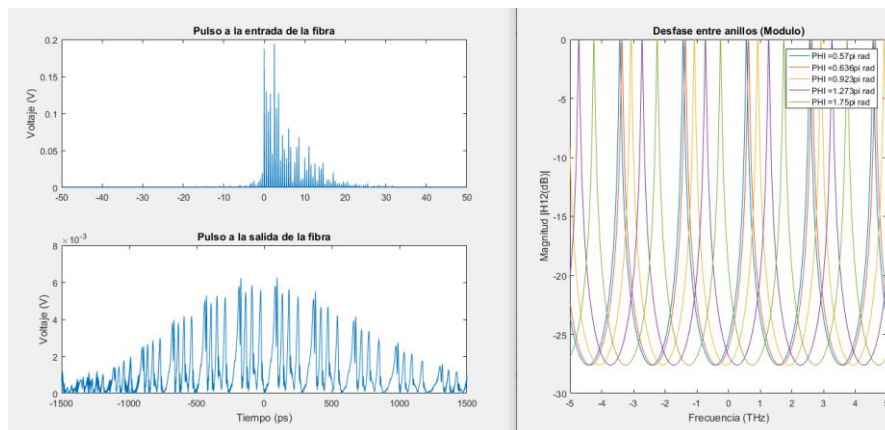


Figura 72: Señal a la salida del sistema para $N = 5$ anillos, con desfases de $\phi_1 = 0.57\pi$, $\phi_2 = 0.63\pi$ rad, $\phi_3 = 0.92\pi$ rad, $\phi_4 = 1.27\pi$ rad y $\phi_5 = 1.75\pi$ rad. (1500000 muestras)

En este caso no se aplica un desfase equidistante como en los casos anteriores. Se observa que según el desfase que tengan los anillos entre sí, los lóbulos o dientes del peine se acercan o se alejan entre sí. Para un mayor desfase entre los anillos la separación de los lóbulos/dientes será mayor. Mientras si el desfase es menor, los lóbulos/peines de los anillos se acercan. Se observa que la translación de la respuesta espectral al dominio temporal, después de la salida del elemento dispersivo se realiza correctamente.

5.5 Ejemplos prácticos de mayor complejidad

Una vez demostrado y validado el simulador y sus parámetros más relevantes, nos enfocamos en ejemplos prácticos en la generación de señales arbitrarias complejas. Por ejemplo, los pulsos del tipo dientes de sierra son capaces de obtenerse modificando los coeficientes de acoplo de los anillos. Otro enfoque podría ser el de generar pulsos con chirp, modificando el desfase entre los anillos, es decir que no sean equidistantes en cuanto a la fase se refiere. Estos últimos son imprescindibles en sistemas RADAR. Donde gracias a la incorporación del chirp en un sistema RADAR pulsado es posible aumentar la energía del pulso sin perder resolución [26].

5.5.1 Señal dientes de sierra a la salida

En esta ocasión se van a emplear tres anillos con coeficientes de acoplo diferentes, de menor a mayor para conseguir ese escalado característico de los dientes de sierra. Para el ejemplo se ha tenido en cuenta una fibra de 2km, anillos de alrededor $5\mu\text{m}$ de radio e índice de grupo (n_g) 4.18 (FSR=16nm). Los coeficientes son de 0.03, 0.08 y 0.12 respectivamente en cada anillo. Si representamos la señal a la salida obtendríamos la siguiente señal dientes de sierra (Figura 73). Podemos comprobar como la envolvente de la señal corresponde a un diente de sierra con pendiente positiva.

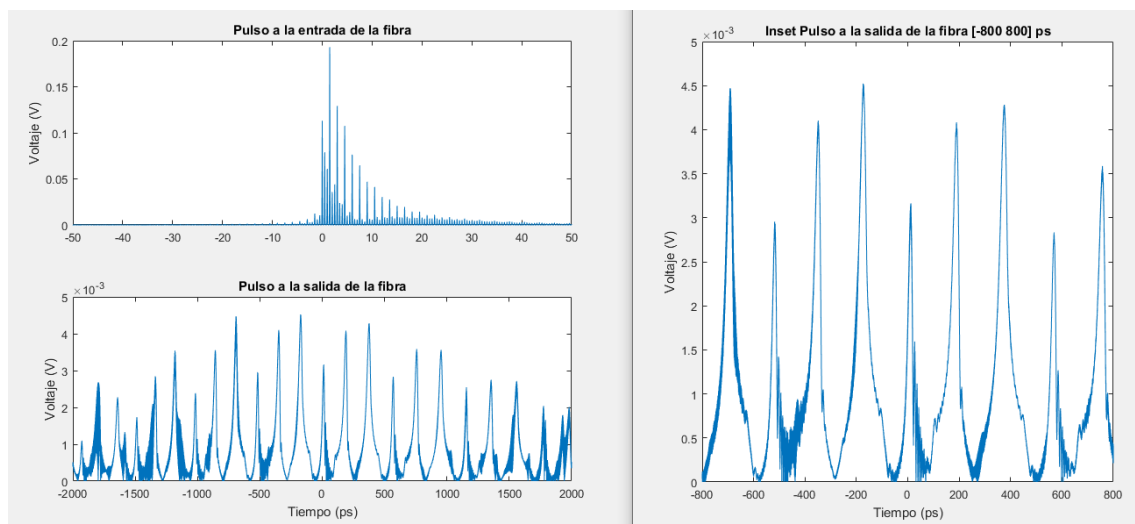


Figura 73: Señal dientes de sierra a la salida del sistema para $N = 3$ anillos (1500000 muestras)

También se puede aumentar el número de anillos y regular la pendiente de los dientes de sierra según el valor de los coeficientes de acoplo de los anillos. Como se muestra en la Figura 74. Coeficientes de acoplo [0.03, 0.06, 0.09, 0.12, 0.15] respectivamente.

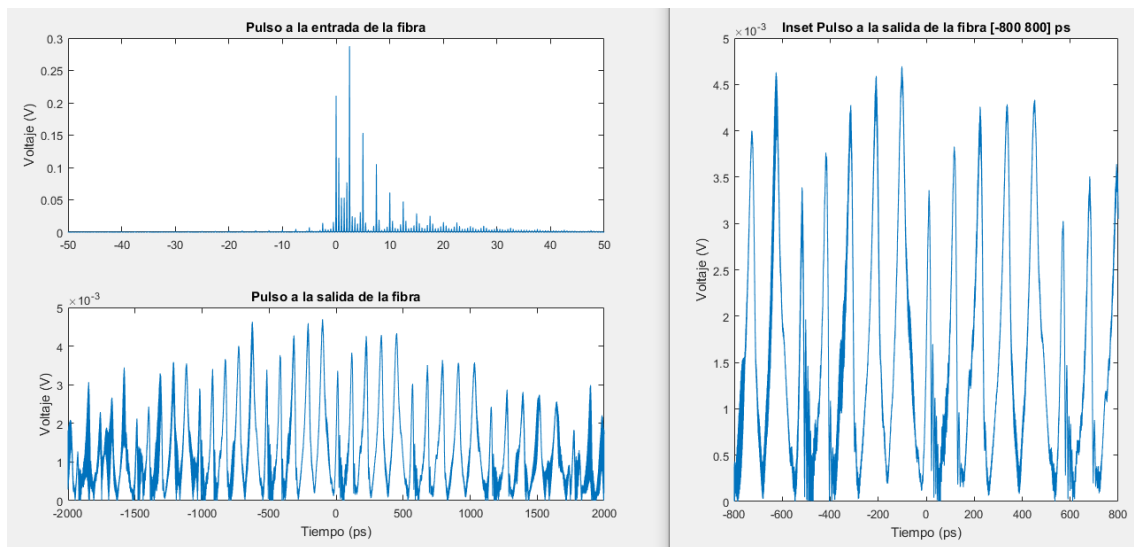


Figura 74: Señal dientes de sierra a la salida del sistema para $N = 5$ anillos (1500000 muestras)

También existe la posibilidad de tener dientes de sierra descendentes, en vez de ascendentes. Esto se consigue haciendo que el coeficiente de acoplo de los anillos disminuya progresivamente en vez de que aumente como en el caso anterior. (Figura 75)

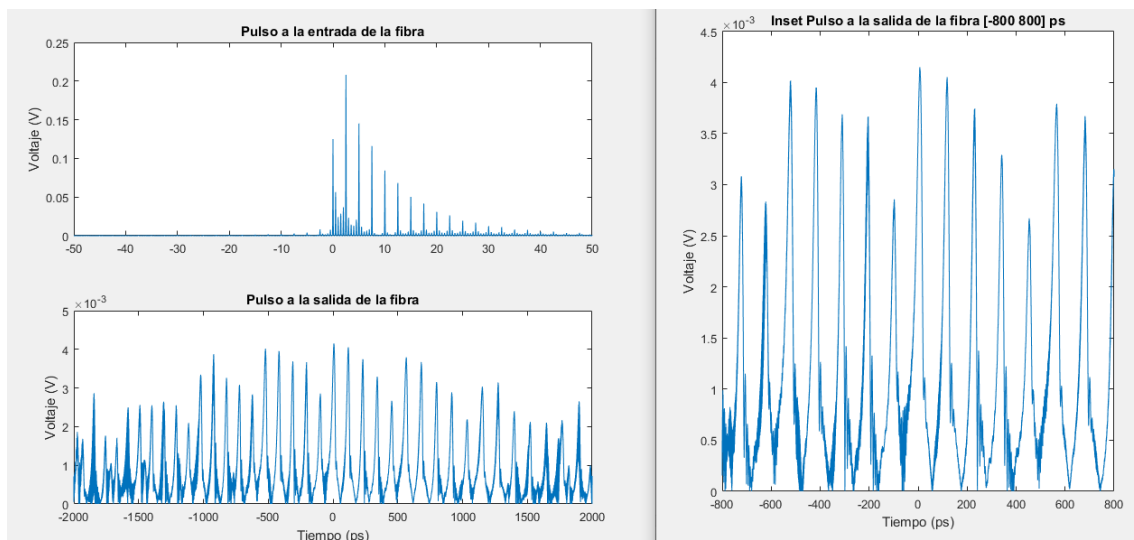


Figura 75: Señal dientes de sierra descendente a la salida del sistema para $N = 5$ anillos (1500000 muestras)

5.5.2 Pulsos con chirp a la salida

También es posible modificar el desfase entre los anillos para que resultado final sea un tren de pulsos con chirp [65]. Estos pulsos surgen como solución para emplear un pulso más largo (τ_0)

preservando la resolución en distancia. El alcance lo sigue fijando la duración del pulso, pero en este caso la resolución en distancia ahora depende únicamente del ancho de banda, o sea de la diferencia en frecuencia al inicio y al final del pulso.

Para ese ejemplo utilizaremos una fibra de 2km con 5 de aproximadamente $5\mu\text{m}$ de radio, con el mismo factor de acoplo (0.08) y diferente fase (ϕ_n)

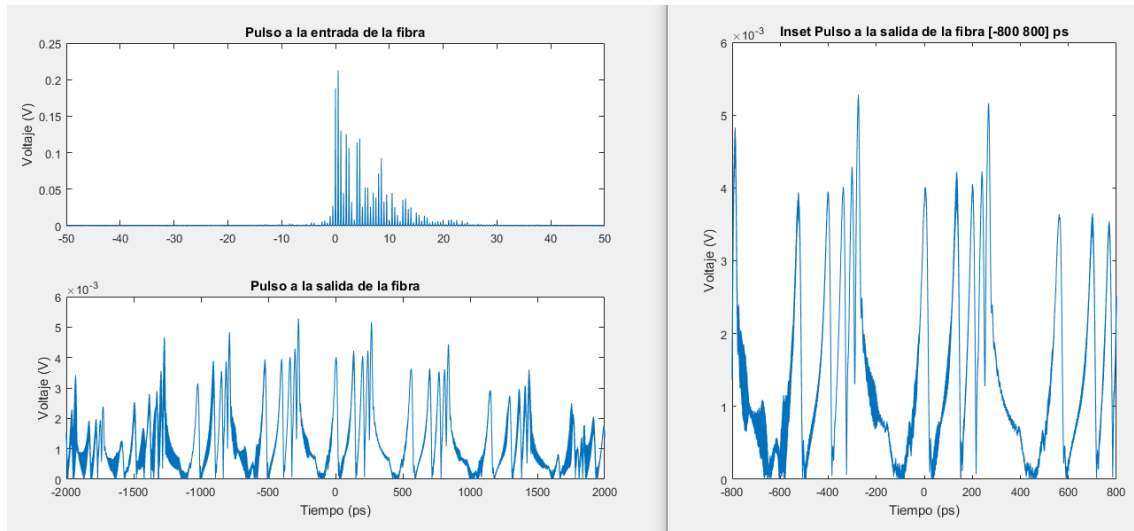


Figura 76: Señal a la salida del sistema para obtener un tren de pulsos con chirp (400000 muestras)

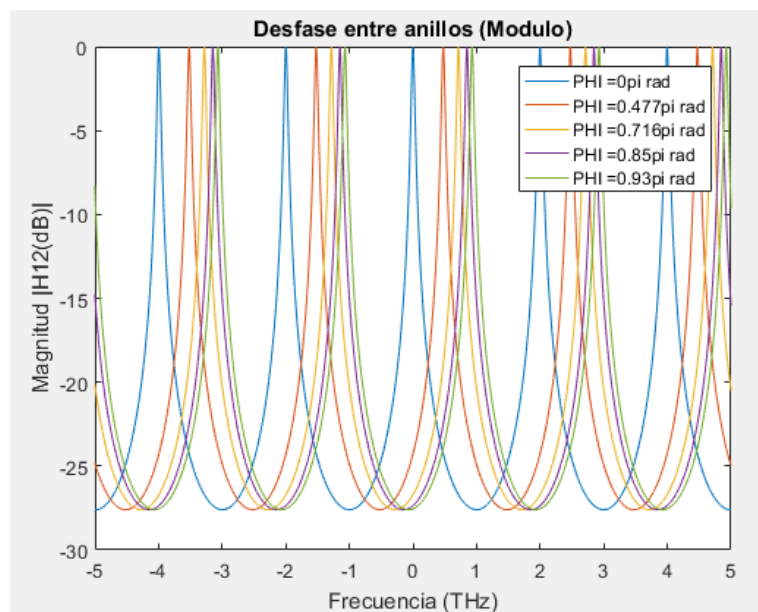


Figura 77: Desfase entre 5 anillos para obtener un tren de pulsos con chirp

Capítulo 6. Conclusiones

En este último capítulo del proyecto final de máster recorreremos las acciones y conclusiones principales del proyecto detallando todos los puntos de interés y el impacto que puede tener para trabajos futuro.

El trabajo realizado ha venido motivado por la limitación progresiva encontrada en la escalabilidad los circuitos eléctricos en cuanto a prestaciones, según la ralentización de Ley de Moore [12]. Este hecho ha dado lugar al auge de nuevas tecnologías que sirvan para satisfacer las limitaciones que la electrónica no puede ofrecer. Una de las tecnologías en constante crecimiento es la tecnología fotónica, la cuál se ha expuesto en este proyecto comparando sus ventajas e inconvenientes en el marco de la generación de señales para sistemas y equipos de comunicaciones. Se ha visto como empleando la fotónica se pueden alcanzar anchos de banda mayores, velocidades de transmisión mayores, mayor estabilidad en bandas de frecuencias elevadas, etc. Las cuales son propiedades que pueden ser muy beneficiosas según diferentes ámbitos. Si se particularizara al proyecto, se podría decir que se ha visto una alternativa a la generación de pulsos para sistemas RADAR. Esta alternativa está enfocada a sistemas de detección de objetivos de tamaño reducido, puesto que es necesario pulsos de transmisión de muy corta duración, que a su vez tienen anchos de banda muy elevados.

Una vez definidos los objetivos que quería cumplir el proyecto se prosiguió redactando las propiedades de los elementos más básicos con los que se iba a construir posteriormente el sistema. En ese capítulo se explica con claridad el trasfondo matemático de los elementos fotónicos más simples. A la hora de programar el simulador se caracterizan estos elementos con funciones matemáticas para posteriormente trabajar con él.

Los resultados obtenidos muestran la variedad de posibles señales que se pueden obtener para los sistemas RADAR. Se observa como cada parámetro estudiado en el proyecto afecta a la hora de componer el tren de pulsos. Parámetros como el factor de acoplo, número de anillos, desfase entre los anillos, longitud de la fibra empleada, han sido estudiados y comprobado su impacto mediante el uso de gráficas. La modificación de estos parámetros ha conseguido variar el ancho del pulso, la distancia entre los pulsos, la amplitud y el desfase entre ellos. Llegando a obtener señales cada vez más complejas con la combinación adecuada de los valores de los parámetros.

En cuanto al alcance del proyecto se han cumplido los objetivos marcados al inicio de forma satisfactoria debido a que se ha conseguido obtener un simulador capaz de obtener diferentes señales a la salida según los parámetros de entrada. Este simulador puede servir de estudio para líneas de investigación futuras donde se pueden obtener un mayor número de conclusiones las cuales no han sido vistas en este proyecto.



Referencias

- [1] S. E. Miller "Integrated optics: An introduction" Bell Syst. Tech. J. vol. 48 pp. 2059-2069 1969.
- [2] Kish, F. (22 de December de 2016). System-On-Chip Photonic Integrated Circuits. *IEEE Journal*
- [3] Lynch, David K.; Livingston, William Charles (2001). Color and Light in Nature (2nd ed.). Cambridge, UK: Cambridge University Press. p. 231. ISBN 978-0-521-77504-5. Retrieved 12 October 2013. Limits of the eye's overall range of sensitivity extends from about 310 to 1050 nanometers
- [4] Laser Electronics. J. Verdeyen. Prentice Hall , 1995
- [5] Laser Fundamentals. W. Silfvast, Cambridge University Press, 1996
- [6] Optical Processes in Semiconductors. J. Pankove. Dover Public. Inc. 1975
- [7] Miller, S. E. (September de 1969). Integrated Optics: An Introduction. *The Bell System Technical Journal*
- [8] Kish, F. (22 de December de 2016). System-On-Chip Photonic Integrated Circuits. *IEEE Journal*
- [9] Torregrosa, A. J., H. M., & Capmany, J. (16 de December de 2011). Optical frequency generation based on active nonlinear conversion processes in Cr³⁺:LiCAF – PPSLT lasers. *Optica pura y aplicada, ISSN-e 2171-8814, Vol. 45, N° 2, 2012*
- [10] J. Pleumeekers, M. Kato, P. Evans, S. Corzine, A. Dentai, M. Missey, D. Lambert, V. Lal, A. Nilsson, J. Rahn, H. Sun, J. McNicol, M. Raburn, S. Murthy, P. Studenkov, E. Strzelecka, M. Fisher, J. Thomson, W. Williams, A. Chen, R. Schneider, R. Nagarajan, M. Ziari, M. Mitchell, K. T. Wu, M. Reffle, F. Kish, and D. Welch, "Largescale photonic integrated circuits," in ICO International Conference on Information Photonics (IEEE, 2011), pp.1–2
- [11] «Patent GB439457: Improvements in or relating to electrical amplifiers and other control arrangements and devices.». European Patent Office. Consultado el 19 de febrero de 2016.
- [12] C. A. Mack, «Fifty years of Moore's Law,» *IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing* , vol. 24, n° 2, pp. 202-207, 2011.
- [13] James Jespersen, Jane Fitz-Randolph and John Robb (1999). *From Sundials to Atomic Clocks: Understanding time and frequency* (Reprint of National Bureau of Standards 1977, 2nd edición). Courier Dover. p. 280
- [14] A. J. Seeds, C. H. Lee, and M. Naganuma, "Guest editorial: Microwave photonics," *IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 21, no. 12, 2003



- [15] B. Bhat and S. Koul, “Stripline-Like Transmission Lines for Microwave Integrated Circuits”, Wiley Eastern Limited. 1989
- [16] Santamaría, Germán (2009). «1». *Electrotecnia*. EDITEX, S.A. p. 31
- [17] Hoffman, Chris (January 7, 2019). «What is 5G, and how fast will it be?». *How-To Geek website*. How-To Geek LLC. Archivado desde el original el January 24, 2019
- [18] Mathieu Paumard, *Le concept de ville intelligente s'affine et se concrétise* Archivado el 27 de septiembre de 2011 en la Wayback Machine
- [19] Developpement, Y. (2018). *Slide Share*. Obtenido de https://es.slideshare.net/Yole_Developpement/silicon-photonics-2018-report-by-yole-developpement-8585721
- [20] Diekmann R, Wolfson DL, Spahn C, Heilemann M, Schüttpelz M, et al. (2016) Nanoscopy of bacterial cells immobilized by holographic optical tweezers. *Nat Commun* 7: 13711.
- [21] Horstmeyer R, Ruan HW, Yang CH (2015) Guidestar-assisted wavefront-shaping methods for focusing light into biological tissue. *Nat Photonics* 9: 563-571.
- [22] Gil, Emilio; Llorens, Jordi; Llop, Jordi; Fàbregas, Xavier; Gallart, Montserrat (2013). "Use of a Terrestrial LIDAR Sensor for Drift Detection in Vineyard Spraying". *Sensors*. **13** (1): 516–534.
- [23] Paolo Chelfi, F. L. (August 2015). *Photonics in Radar Systems*.
- [24] Morris Mano, M. (2003). *Diseño Digital*. Pearson. p. 61
- [25] Raymond C. Watson, Jr.; *Radar Origins Worldwide*’, *Trafford Publishing, 2009*.
- [26] *Principles of Modern Radar*. J.L. Eaves, E.K. Reedy. Van Nostrand Reinhold, New York, 1987
- [27] Rosen, Joe; Gothard, Lisa Quinn (2009). *Encyclopedia of Physical Science*. Infobase Publishing. p. 155
- [28] Agrelo, D. V. (Junio de 2013). Diseño y validación de un radar CW-FM a 94 GHz
- [29] M. I. Skolnik, “Introduction to RADAR Systems” McGraw-Hill, 1981.
- [30] Scotti, F., Laghezza, F., Serafino, G., Pinna, S., Onori, D., Ghelfi, P., & Bogoni, A. (October de 2014). In-Field Experiments of the First Photonics-Based Software-Defined Coherent Radar. *Journal of Lightwave Technology*.



- [31] P. Ghelfi, F. Scotti, F. Laghezza, and A. Bogoni, "Phase coding of RF pulses in photonics-aided frequency-agile coherent radar systems," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 48, no. 9, pp. 1151–1157, Sep. 2012.
- [32] "Milestones: First Millimeter-wave Communication Experiments by J.C. Bose, 1894-96". *List of IEEE milestones*. Institute of Electrical and Electronics Engineers. Retrieved 1 October 2019
- [33] A. Bogoni, P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, and S. Pinna, "Photonic-assisted RF transceiver," presented at the Eur. Conf. Opt. Commun., London, U.K., Sep. 2013.
- [34] *Introduction to Radar Analysis*. B.R. Mahafza. CRC Press LLC 1998
- [35] Pan, S., & Zhang, Y. (2019). Microwave Photonic Radars. *Journal of Lightwave Technology*.
- [36] Little, B. E., Chu, S. T., Haus, H. A., Foresi, J. & Laine, J. P. Micro-ring resonator channel dropping filters. *J. Lightwave Technol.* 15, 998–1005 (1997)
- [37] «Fiber Optic History | Jeff Hecht». *www.jeffhecht.com*. Consultado el 28 de diciembre de 2018.
- [38] Chremmos, Ioannis; Schwelb, Otto; Uzunoglu, Nikolaos, eds. (2010). *Photonic Microresonator Research and Applications*. Springer Series in Optical Sciences. **156**. Boston, MA: Springer US
- [39] *Optical Filter Design and Analysis: A Signal Processing Approach* Christi K. Madsen, Jian H. Zhao Copyright © 1999 John Wiley & Sons, Inc
- [40] Bogaerts, W., Dumon, P., & Thorhout, D. V. (December de 2006). Compact Wavelength-Selective Functions in Silicon-on Insulator Photonic Wires. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*
- [41] Gorodetsky ML, Ilchenko VS. Optical microsphere resonators: optical coupling to high-Q whispering-gallery modes. *J Opt Soc Am.* 1999;16:147–54
- [42] Ilchenko VS, Volikov PS, Velichansky VL, Treussart F, Seguin VL, Raimond JM, et al. Strain-tunable high-Q optical microsphere resonator. *Opt Commun.* 1998;145:86–90
- [43] Khorasaninejad M, Clarke N, Anantram MP, Saini SS *Opt Express.* 2011 Aug 29; 19(18):17575-84
- [44] Monifi F, Ozdemir SK, Friedlin J, Yang L. Encapsulation of a fiber taper coupled microtoroid resonator in a polymer matrix. *IEEE Photonics Technol Lett.* 2013;25:1458–61
- [45] Soltani M, Yegnanarayanan S, Adibi A *Opt Express.* 2007 Apr 16; 15(8):4694-704



- [46] Bogaerts, W., Heyn, P. D., & Vaerenbergh, T. V. (6 de November de 2012). Silicon microring resonators. *Laser Photonics Reviews*.
- [47] R.P. Feynman, R.B. Leighton, and M. Sands, 1963–2013, The Feynman Lectures on Physics, California Institute of Technology, Volume II
- [48] *REFRACTOMETRÍA (I): ESPEJISMOS Y ARCOÍRIS*. (12 de Noviembre de 2012). Obtenido de <https://triplenlace.com/2012/11/12/espejismos-reflexion-total-y-otros-efectos-de-la-refraccion-2/>
- [49] Acosta, A. G. (22 de Noviembre de 2016). *Física: Unidad 5 y 6*. Obtenido de <http://fisicaaga2016b.blogspot.com/2016/11/56-interferencia-de-ondas-condiciones.html>
- [50] Afroozeh, A. (Junio de 2018). *Linear and nonlinear behavior in single-ring resonators*. Obtenido de <https://link.springer.com/article/10.1007/s40094-018-0285-0>
- [51] T. G. Stockham, Jr., "High-speed convolution and correlation," in 1966 *Proc. AFIPS Spring Joint Computing Conf.* Reprinted in *Digital Signal Processing*, L. R. Rabiner and C. M. Rader, editors, New York: IEEE Press
- [52] Dym, H., McKean, H. P., *Fourier Series and Integrals*. Academic Press, New York, 1972
- [53] E. Soria y M. Martínez, *Tratamiento Digital de Señales*. Pearson Educación 2003
- [54] ISO/IEC 11801:2002, *Information technology -- Generic cabling for customer premises*
- [55] García, A. G. (2007). Análisis de Atenuación, Dispersión y Automodulación de Fase en Sistemas de Comunicaciones de Único Canal por Fibra Óptica a 10 Gb/s. *Centro de Investigaciones en Óptica, A.C*
- [56] *ViaLite Communications*. (s.f.) Obtenido de <https://www.vialite.com/resources/guides/single-mode-vs-multi-mode/>
- [57] *Fibra Óptica Valdivia*. (s.f.) Obtenido de <https://sites.google.com/site/fibraopticavaldivia/tipos-de-dispersion>
- [58] «MathWorks - Fabricantes de MATLAB y Simulink». *la.mathworks.com*
- [59] Proakis, John; Manolakis, Dimitris (2014). «7. The Discrete Fourier Transform: Its Properties and Applications». *Digital Signal Processing (Pearson New International Edition)* (en inglés) (4 edición). Pearson Education Limited. p. 468
- [60] Lavry, Dan (2 de enero de 2012). «Sampling Theory For Digital Audio» Lavry Engineering, Inc
- [61] enson, D. J. (2006). *Music: A Mathematical Offering*. Cambridge University Press.



[62] Dongarra, J. and Sullivan, F. (2000). Guest editors' introduction: The top 10 algorithms. *Computing in Science and Engineering*, 2(1):22–23

[63] Popovic, M. A. et al. Transparent wavelength switching of resonant filters. In *Conference on Lasers and Electro-Optics/Quantum Electronics and Laser Science Conference and Photonic Applications Systems Technologies*, OSA Technical Digest Series (CD), paper CPDA2 (Optical Society of America, 2007).

[64] Vera, E. R., & Gómez-Cardona, N. (October de 2013). Chromatic Dispersion Compensation Using Photonic Crystal Fibers with Hexagonal Distribution.

[65] Campos, C. d. (September de 2013). Optical fibers: Interaction dispersion-chirp in directly modulated systems. *Optica Pura y Aplicada*.