

# Estabilidad de Fuentes Supercontinuum:

## Análisis y Aplicaciones

*Autora:* Marta Beltrán Ramírez

*Director:* Roberto Llorente Sáez

### *Resumen*

El trabajo aquí presentado trata el fenómeno SuperContinuum (SC), que se presenta y analiza en sus aplicaciones a nivel de investigación, centrándose en convertidores A/D fotónicos (PADC). Esta aplicación SC se analiza primero revisando el estado del arte de PADC y aplicaciones en el área de Telecomunicación. Asimismo, se informa del diseño de una arquitectura PADC de ensanchamiento temporal (TS-PADC) y sus límites de implementación claves centrándose en la estabilidad espectral de la fuente SC. Después se presenta una prueba de concepto experimental de un TS-PADC. Además, se desarrolla un modelo de simulación consistente para fuentes SC basadas en láser pulsado y fibra. De simulación variando varios parámetros, se diseña una fuente SC adecuada para un TS-PADC y se observa que el chirp y pedestales del láser pulsado tienen un impacto significativo en el SC. Finalmente, se propone y demuestra experimentalmente un método de medida estadístico de estabilidad espectral de fuentes SC. Decorrelando el comportamiento a corto y largo plazo, una fuente comercial con estabilidad  $\pm 0.03\text{dB}$  exhibe estabilidad a corto plazo  $\pm 0.01\text{dB}$  con probabilidad 89.36%.

### *Abstract*

The work herein presented deals with the SuperContinuum (SC) phenomena, which is presented and analysed in their applications at research level, focusing on Photonic Analog-to-Digital Converters (PADC). This SC application is analysed first reviewing the state-of-the-art of PADC and applications in the Telecommunications area. A design guide for the Time-Stretching PADC architecture (TS-PADC) and the key implementation pitfalls to avoid are also reported focusing on the spectral stability of the SC source. Then, an experimental proof-of-principle of a TS-PADC is presented. Additionally, a consistent simulation model is developed for a SC source from pulsed laser and fiber. From simulation results varying several parameters, a SC source suitable for a TS-PADC is designed. Also, results show chirp and pedestals in the laser pulses have a significant impact on the SC. Finally, a statistical spectral stability measurement method for SC sources is proposed and experimentally demonstrated. Decorrelating short-term and long-term behaviour, a commercial source with  $\pm 0.03\text{dB}$  stability exhibits  $\pm 0.01\text{dB}$  short-term stability with 89.36% probability.

Autora: Marta Beltrán Ramírez, email: [marbelra@ntc.upv.es](mailto:marbelra@ntc.upv.es)

Director: Roberto Llorente Sáez, email: [rllorent@dcom.upv.es](mailto:rllorent@dcom.upv.es)

Fecha de entrega: 03-12-07

## **ÍNDICE**

<b>I. Introducción y Objetivos .....</b>	<b>3</b>
<b>II. Análisis de Prestaciones de Convertidores Analógico-Digital Fotónicos Basados en Ensanchamiento en el Tiempo (TS-PADC) .....</b>	<b>4</b>
II.1. Convertidores Analógico-Digital Fotónicos: Motivación, Tecnología y Aplicaciones en Telecomunicación.....	4
II.2. Análisis de Prestaciones de TS-PADC .....	9
II. 3. Prueba de Concepto de un Procesador Fotónico de Ensanchamiento Temporal (TS).....	14
II. 4. Conclusiones.....	18
<b>III. Análisis de Generación de Supercontinuum (SC) .....</b>	<b>19</b>
III.1. Generación SC: Aplicaciones y Modelo de Simulación .....	19
III.2. Simulación de Fuente SC a Partir de Láser de Picosegundos .....	20
III.3. Simulación de Fuente SC a partir de Láser de Femtosegundos .....	22
III.4. Conclusiones.....	26
<b>IV. Caracterización de Estabilidad Espectral a Corto y Largo Plazo de Fuentes Láser SC ..</b>	<b>27</b>
IV.1. Estabilidad Espectral en Fuentes SC .....	27
IV.2. Caracterización Experimental .....	27
IV.3. Conclusiones .....	37
<b>V. Conclusiones y Líneas Abiertas .....</b>	<b>38</b>
<b>Publicaciones Generadas.....</b>	<b>39</b>
<b>Agradecimientos.....</b>	<b>40</b>
<b>Referencias.....</b>	<b>41</b>
<b>Anexos .....</b>	<b>44</b>
A. Evaluación del Tiempo y Ancho de Banda de Coherencia.....	44
B. Resultados de Simulación de Fuente SC a Partir de Láser de Femtosegundos Variando Longitud de Onda, Ancho de Pulso, Potencia de Pico y Longitud .....	47
C. Resultados de Simulación de Fuente SC a Partir de Láser de Femtosegundos con Pedestales y/o Chirp Lineal.....	55

## I. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Las ventajas del procesado digital de señal (DSP, del inglés Digital Signal Processing) han llevado a un interés por convertir las señales analógicas en digitales. Sin embargo, las limitadas prestaciones de los convertidores analógico-digitales (ADC, del inglés Analog-to-Digital Converter) en tecnología electrónica impide la aplicación de técnicas DSP para muchas aplicaciones, especialmente en el campo de Telecomunicación. Las técnicas ADC en tecnología fotónica extienden las prestaciones de los ADC electrónicos estado del arte. Entre las diversas arquitecturas ADC fotónicas demostradas, la técnica basada en ensanchamiento temporal de señales mediante fibra (TS-PADC, del inglés Time-Stretching Photonic ADC), previo a la digitalización mediante un ADC electrónico, es la única que permite la digitalización en tiempo real de señales de gran ancho de banda sin degradar el margen dinámico.

Varias fuentes de no-linealidad y ruido en un pre-procesador TS pueden degradar el margen dinámico global del ADC. En este sentido, un componente muy restrictivo en el pre-procesador es la fuente óptica pulsada, ya que varias de sus características tienen un impacto importante en las prestaciones del sistema. Entre ellas, la característica clave es la estabilidad espectral que en la práctica determina un límite fundamental en el margen dinámico del sistema. Las fuentes ópticas basadas en el fenómeno supercontinuum (SC) pueden proporcionar los espectros más adecuados para un pre-procesador TS. Además las fuentes SC son muy atractivas para una amplia variedad de otras aplicaciones. De aquí que, es muy importante un diseño adecuado del SC que además presente una excelente estabilidad espectral.

Este trabajo tiene como principales objetivos el diseño de una fuente SC adecuada para un TS-PADC en desarrollo y la caracterización de estabilidad espectral de fuente SC que dé una especificación consistente con la aplicación en un TS-PADC. Otro objetivo es realizar una prueba de concepto en laboratorio de un TS-PADC con el equipamiento disponible. Para ello, se pretende desarrollar un modelo de simulación consistente para diseño de fuentes SC, dado que este diseño no es trivial. Asimismo, identificar técnicas de mejora de estabilidad y realizar un análisis de TS-PADC. Adicionalmente, se busca revisar el estado del arte en arquitecturas ADC fotónicas e identificar aplicaciones en Telecomunicación que podrían beneficiarse del uso de éstas.

## II. ANÁLISIS DE PRESTACIONES DE CONVERTIDORES ANALÓGICO-DIGITAL FOTÓNICOS BASADOS EN ENSANCHAMIENTO EN EL TIEMPO (TS-PADC)

Se anexan las siguientes publicaciones relacionadas con el trabajo informado en esta sección:

M. A. Piqueras, "Estado del Arte de la Conversión ADC Fotónica," Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D1.3 (DASDE000100100003RW00), Diciembre 2006.

Roberto Llorente, Joaquín Pérez, Marta Beltrán, and Javier Martí, "Convertidores Analógico-Digital Fotónicos: Tecnología y Aplicaciones en Telecomunicación," Telecom I+D 2007, Sesión de Pósters, Oct. 2007

### II.1. *CONVERTIDORES ANALÓGICO-DIGITAL FOTÓNICOS: MOTIVACIÓN, TECNOLOGÍA Y APLICACIONES EN TELECOMUNICACIÓN*

#### II.1.1. *MOTIVACIÓN*

Los ADC son elementos esenciales en el campo de las comunicaciones. La mayoría de señales presentes en la naturaleza son continuas en amplitud y tiempo. La captura de estas señales continuas mediante ADC y su posterior DSP presenta la ventaja de mayor inmunidad frente al ruido y flexibilidad. Sin embargo, las limitadas prestaciones de los ADC en tecnología electrónica impide la aplicación de técnicas DSP para muchas aplicaciones. Por ello, el ADC se convierte en cuello de botella en los sistemas de adquisición y procesado de señales. Se han propuesto diversas técnicas ADC basadas en tecnología fotónica para mejorar las prestaciones de los ADC electrónicos.

Las prestaciones de ADCs se miden típicamente mediante dos parámetros, la resolución en número de bits efectivo (ENOB, del inglés Effective Number Of Bits) –que está relacionado con el margen dinámico [1]- y la velocidad de muestreo. A lo largo de los años, se ha ido aumentando la velocidad de muestreo de los ADC electrónicos convencionales, sin embargo este aumento ha estado acompañado de una reducción sistemática del ENOB debido a varios mecanismos de ruido. Entre ellos los más destacados son el ruido térmico, jitter temporal, y ambigüedad de comparador además del ruido de cuantificación inherente del convertidor [1]. Estas degradaciones hacen que el ritmo de mejora tecnológica de los ADC electrónicos de alta velocidad sea sustancialmente más bajo que la mejora en la frecuencia máxima de operación del hardware de DSP. Durante un período de ocho años, el incremento medio en la resolución del ADC para una frecuencia de muestreo dada fue sólo de 1.5 bits [1].

El estado del arte de ADC electrónicos en equipamiento de test y medida para análisis espectral, por ejemplo Tektronix TDS7404, Agilent 54854A, puede alcanzar frecuencia de muestreo de 20 GS/s con un ancho de banda analógico de 4 GHz y un ENOB de aproximadamente 4 a 5.5 bits medidos sobre el ancho de banda completo [2] dependiendo de la amplitud de la señal de entrada, Agilent DSO81204B hasta 40 GS/s con 12 GHz [3]. Estas especificaciones son insuficientes para la digitalización de la banda radar completa (2 a 18 GHz, bandas de microondas S, C, X y Ku) y en tecnologías emergentes en Telecomunicaciones, como son las comunicaciones ultra-wideband (UWB) que puede alcanzar hasta 10,3 GHz de frecuencia máxima [4], las radios definidas por software (SDR, del inglés Software Defined Radio) [5] así como las constantes mejoras en la resolución de los sensores. En tales aplicaciones se deben poder digitalizar señales de muy bajo nivel en presencia de señales potentes interferentes por lo que se requiere un margen dinámico mayor que 50 dB ( $>8$  ENOB). Existe pues, especialmente en el campo de las Telecomunicaciones, una necesidad de dispositivos ADC de alta velocidad y alta resolución.

Las técnicas ADC fotónicas consiguen la frecuencia de muestreo requerida incrementando el margen dinámico sobre los ADC electrónicos estado del arte actuales. El estado del arte en dispositivos ADC electrónicos monocanal es, respecto al margen dinámico, ATMEL 2.2 GS/s 7.7 ENOB 3.3 GHz [6]. La Fig. 1 muestra una comparativa del estado del arte de ADC electrónicos y fotónicos a partir de [7]. Se puede observar que los ADC fotónicos pueden mejorar las prestaciones de los ADC electrónicos simultáneamente en frecuencia máxima de muestreo y ENOB. Los ADC fotónicos pueden conseguir una resolución 2 bits más alta en comparación con los ADC electrónicos. Esta mejora hace que las técnicas fotónicas sean especialmente interesantes para aplicaciones como el procesado de señales ópticas de telecomunicaciones o el procesado en tiempo real para aplicaciones radar.

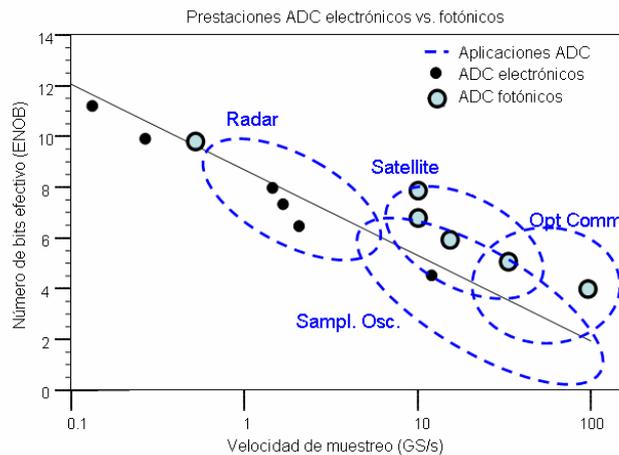


Fig. 1. Número de bits efectivo (ENOB) en función del logaritmo de la frecuencia de muestreo para ADC electrónicos comerciales y ADC fotónicos [7], y aplicaciones de ADC [8].

Las técnicas ADC fotónicas presentan varias ventajas que se pueden resumir en:

1. Existen fuentes ópticas que generan pulsos de alta frecuencia de repetición (PRF, del inglés Pulse Repetition Frequency) (10 GHz, 40 GHz) con jitter extremadamente bajo. Ésta es una clara ventaja para muestreo multiplexado donde el reloj de muestreo debe ser muy preciso.
2. Desacoplo (no interferencia) entre la señal muestreada (electrónica) y la señal de muestreo (óptica).
3. Se han demostrado moduladores Mach-Zehnder con anchos de banda eléctrico mayor de 100 GHz.
4. Muchas técnicas ADC fotónicas utilizan óptica bidimensional [8], lo cual es ventajoso en ciertas aplicaciones como división de haz múltiple o generación de array [9].

### II.1.2. ESTADO DEL ARTE DE ARQUITECTURAS ADC FOTÓNICAS

Se han propuesto en la literatura varias arquitecturas ADC fotónicas. Éstas se pueden clasificar en cuatro grupos que se describen brevemente a continuación:

- **ADCs con asistencia fotónica.** Esta técnica añade fotónica a un ADC electrónico para mejorar sus prestaciones. Tanto el muestreo como la cuantificación se realizan en el dominio electrónico. El ADC fotónico basado en ensanchamiento en el tiempo [2] utiliza la dispersión de la fibra para reducir el ancho de banda de una señal RF previo a la digitalización con un ADC electrónico. Se han publicado varias demostraciones de esta técnica [10] [11] [2] [12] [13] [14] consiguiéndose hasta 10 TS/s 4.5 ENOB [14] o 130 GS/s 7.2 ENOB [11]. Asimismo, recientemente se ha desarrollado una técnica diferente para un pre-procesador fotónico de ensanchamiento temporal basada en holografía espacial-espectral en un cristal dopado con tierras raras [15]. Otras técnicas ADC “exóticas” como “*laser-strobed vacuum-assisted micromachined ADC*” que consigue 100 GS/s (50 GHz) 3 bits [16], o un “*optically clocked track-and-hold*” que consigue 1 GS/s (1 GHz) 9.6 bits [17] y otra en [18] que podría obtener 4 bits para ancho de banda de entrada hasta 40 GHz – utilizan láseres pulsados como parte del proceso de muestreo, sin embargo la señal RF eléctrica no es convertida al dominio óptico.

- **ADCs de muestreo fotónico.** Esta implementación realiza el muestreo en el dominio óptico y la cuantificación en el dominio electrónico. Estos ADCs emplean un tren de pulsos ópticos de picosegundos de alta PRF para muestrear una forma de onda RF. Los ADCs fotónicos basados en demultiplexación (de entrelazado multicanal) [19] [20] se utilizan para reducir el requerimiento de frecuencia de muestreo del cuantificador electrónico – análogo a los ADCs electrónicos basados en demultiplexación, y de tiempo de respuesta del fotodiodo ya que incrementa el tiempo entre pulsos, por el número de canales. Sin embargo, estos ADCs multicanal introducen desajustes entre canales (por ejemplo, diferencias en las pérdidas de los caminos, en las responsividades de

fotodiodos, etc.), problemas de diafonía y calibración, que pueden limitar la resolución del ADC. Con meticulosos ajustes se ha demostrado hasta 9.8 bits a 505 MS/s [21].

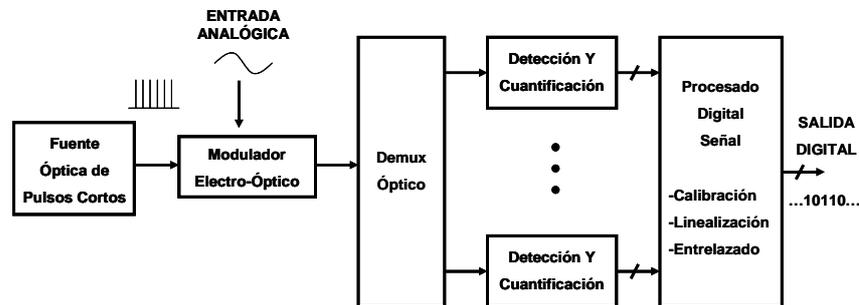


Fig. 2. Diagrama de bloques de un ADC fotónico basado en demultiplexación [20].

En el ADC fotónico basado en demultiplexación, se imprime la señal RF sobre la amplitud o fase de los pulsos del láser con un modulador electro-óptico. El diagrama de bloques para un ADC fotónico basado en demultiplexación genérico se muestra en la Fig. 2. Los pulsos (muestras) se demultiplexan a un array de fotodetectores de alta velocidad y cuantificadores electrónicos convencionales. La demultiplexación óptica se puede realizar en el dominio del tiempo o en el de la longitud de onda si los pulsos están codificados en longitud de onda.

- **ADCs de cuantificación fotónica.** Esta implementación realiza muestreo electrónico y cuantificación fotónica [22] [23] [24]. En estas técnicas, una señal eléctrica de un circuito de muestreo y retención se utiliza para sintonizar la longitud de onda de un láser y la cuantificación óptica se realiza con un elemento difractivo mediante diversos métodos similares. En [24] se sugiere que el número de bandas de longitud de onda que se pueden resolver limita las prestaciones a 6.7 bits, sin embargo no se han considerado efectos tales como la no linealidad de la respuesta tensión-longitud de onda y el ruido del láser.

- **ADCs de muestreo y cuantificación fotónicos.** Una técnica es el ADC interferométrico propuesto por primera vez por Taylor [25]. Se han publicado muchas variaciones de esta técnica, sin embargo la resolución ha estado limitada a menos de 4 bits y no se espera que mejore a menos que se desarrollen moduladores de  $V\pi$  ultra baja. Se han publicado una amplia variedad de técnicas adicionales, un análisis de éstas está fuera del objetivo de este documento (ver [26] para detalles). Las técnicas previas funcionan como ADCs de Nyquist, otra técnica es el ADC delta-sigma fotónico, propuesto por primera vez en [27], que emplea un tren de pulsos de picosegundos para imitar al ADC basado en sobremuestreo electrónico (convertidores delta-sigma). Se han investigado varias realizaciones de este ADC. Sin embargo, se tienen que abordar varios asuntos tecnológicos para obtener una frecuencia de muestreo sustancialmente más alta que el presente estado del arte de 18 GHz [28].

Los ADCs fotónicos con cuantificación óptica no parecen haber obtenido simultáneamente alta resolución ( $>6$  bits) y alta frecuencia de muestreo ( $>1$  GS/s). Nos centraremos en las arquitecturas ADC con ayuda fotónica. El mejor exponente de esta tecnología es la arquitectura basada en ensanchamiento temporal de señales mediante fibra. Esta técnica permite multiplicar la frecuencia de muestreo y ancho de banda del ADC electrónico sin degradar el ENOB.

### II.1.3. TS-PADC

Los ADC fotónicos basados en ensanchamiento de la señal eléctrica en el tiempo tienen como esquema general de funcionamiento [2] [29] el mostrado en la Fig. 3. En esta figura se muestra como una señal de RF es segmentada en tiempo como paso previo a la expansión temporal. Cada segmento de la señal RF es procesado fotónicamente a fin de ser “estirado” temporalmente. La segmentación impide la superposición de cada “trozo” de la señal RF tras ser estirada.

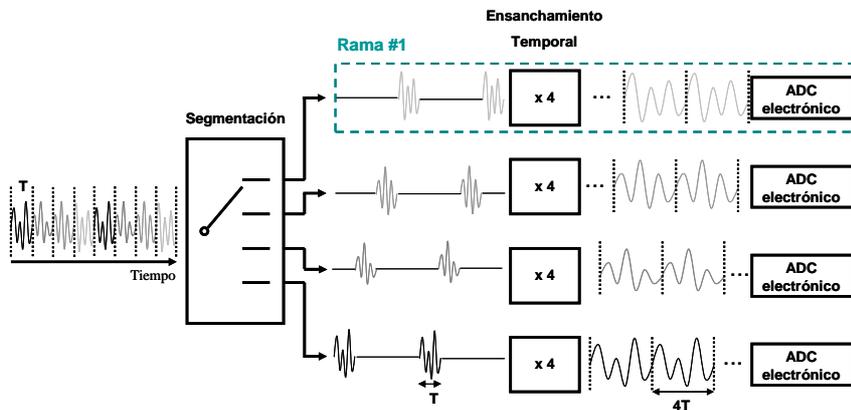


Fig. 3. Diagrama de bloques de un ADC fotónico basado en ensanchamiento en el tiempo [20].

Esta técnica tiene varias ventajas [2], puesto que para un factor de ensanchamiento  $M$ , la frecuencia de muestreo efectiva del digitalizador electrónico  $f_s$  se incrementa a  $M \cdot f_s$ . El ancho de banda de entrada efectivo del digitalizador electrónico también se incrementa por  $M$ . El error asociado con el jitter en el reloj de muestreo del digitalizador se reduce.

### II.1.4. APLICACIONES EN TELECOMUNICACIONES

Como se ha comentado en la sección II.1.1, la tecnología fotónica permite extender las prestaciones de los ADC electrónicos haciéndolos adecuados para la digitalización de señales de gran ancho de banda. Una tecnología de Telecomunicación está a punto de irrumpir en el mercado: UWB. Esta tecnología ocupa frecuencias hasta 10,3 GHz actualmente, y ocupará la banda de 60 GHz en el futuro. En el caso de UWB, el ancho de banda máximo es de 7 GHz aproximadamente. Señales con estos parámetros sólo pueden digitalizarse en tiempo real mediante el uso de ADC fotónico con la técnica de expansión temporal. Asimismo, en el caso de UWB, el margen dinámico

de señal a capturar puede llegar a ser 50 dB. Sólo las técnicas fotónicas pueden proporcionar un ancho de banda de 10,3 GHz y simultáneamente proporcionar 50 dB de margen dinámico.

A pesar de la severa limitación sobre la potencia de radiación de terminales UWB, tanto las agencias de regulación de espectro como las compañías (“operadores”) que tienen intención de desplegar aplicaciones basadas en UWB están muy interesadas en cómo su potencial impacto interferente puede resultar en un serio conflicto con servicios inalámbricos de banda estrecha con licencia (por ejemplo, WiFi / IEEE 802.11.a @ banda 5 GHz, radioenlaces de microondas punto a punto, punto a multipunto MMDS @ 3.5 GHz, etc.). Si esto ocurriera el despliegue de la tecnología UWB podría sufrir un largo retraso hasta que se aclarasen las consideraciones legales. En el grupo de tarea ITU-R TG1-8 “UWB Compatibility” se está considerando este asunto en profundidad.

Para asegurar un despliegue libre de interferencia fiable de UWB, las agencias de regulación de espectro han recomendado monitorización espectral de tiempo real. Sin embargo, debido a las características de la tecnología UWB (el ancho de banda de la señal transmitida por usuario puede estar entre 0.5-5 GHz, según la definición UWB de la FCC) la monitorización del espectro radiado de cada terminal no puede realizarse bajo la especificación de margen dinámico requerida (>50 dB) por medio de la tecnología ADC electrónica actual.

## II.2. ANÁLISIS DE PRESTACIONES DE TS-PADC

### II.2.1. SISTEMA, PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO Y PARÁMETROS DE DISEÑO

En esta sección analizaremos un TS-PADC monocanal [2]. Una implementación práctica con tecnología fotónica del estiramiento temporal se muestra en la Fig. 4, correspondiendo a una de las ramas de la Fig. 3. En esta técnica, los pulsos ópticos (casi *transform-limited*) generados por una fuente láser pulsada se propagan en un medio con dispersión cromática, tal como la fibra monomodo (SMF, del inglés Single-Mode Fiber), que ensancha los pulsos en tiempo e introduce un chirp lineal. La señal de entrada eléctrica se imprime sobre la intensidad de los pulsos en un modulador electro-óptico (EOM, del inglés Electro-Optical Modulator). A continuación, esta señal se propaga por un segundo medio dispersivo con mayor dispersión, tal como una fibra más larga, que ensancha la señal en tiempo antes de ser fotodetectada (PD, del inglés PhotoDetector) y digitalizada mediante un ADC electrónico de baja velocidad. De este modo, se ralentiza la señal RF analógica previo a su conversión A/D y se relajan los requerimientos del ADC. Por ejemplo, utilizando un factor de ensanchamiento de 12, se puede digitalizar la señal UWB completa utilizando un ADC de ancho de banda eléctrico 1 GHz.

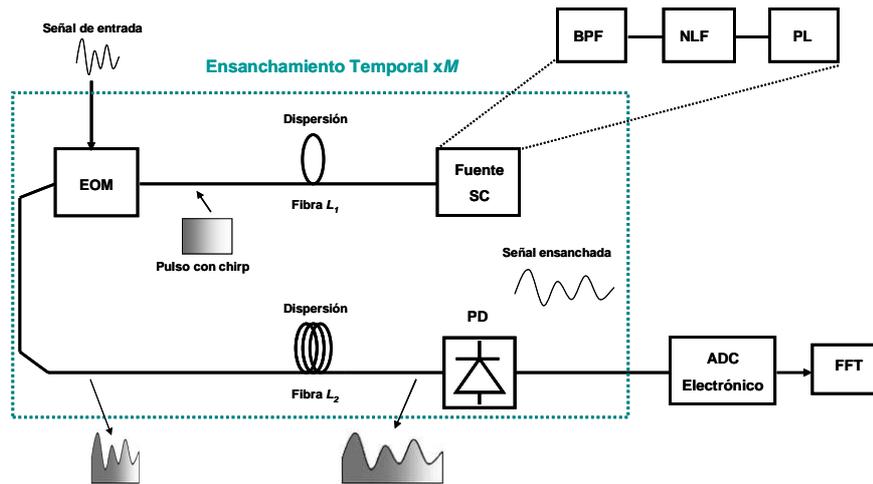


Fig. 4. Diagrama de bloques físicos del ADC fotónico basado en ensanchamiento en el tiempo bajo análisis.

La fuente óptica es una fuente SC seguida de un filtro paso banda (BPF, del inglés Band-Pass Filter) para seleccionar una porción del espectro SC adecuada. La generación SC producida en la fuente proporciona un espectro extremadamente ancho y uniforme. Este fenómeno consiste en ensanchar el espectro de un tren de pulsos (PL, del inglés Pulsed Laser) mediante los efectos no lineales en una fibra adecuada (NLF, del inglés Non-Linear Fiber). La ventana temporal utilizada para capturar segmentos de la señal RF de entrada depende directamente de las características del espectro de la fuente debido a la transformación de longitud de onda a tiempo [30] realizada por la primera fibra. Los láseres de pulsos de femtosegundos también pueden utilizarse como fuentes para TS-PADC. Sin embargo, estos láseres típicamente exhiben no uniformidad espectral alta y chirp.

Los parámetros clave del TS-PADC son el factor de ensanchamiento, la apertura temporal, y el ancho de banda eléctrico. El factor de ensanchamiento  $M$  se define como la relación entre la escala de tiempo a la salida del segundo elemento dispersivo y la escala de tiempo a la salida del primer elemento dispersivo, y viene dado por  $M=1+D_{t,2}/D_{t,1}$ , donde  $D_{t,1}$  y  $D_{t,2}$  representan la dispersión total en cada elemento dispersivo. En el sistema de la Fig. 4,  $M=1+D_2L_2/D_1L_1$ , donde  $D_1$ ,  $D_2$  y  $L_1$ ,  $L_2$  representan los parámetros de dispersión y longitudes de las fibras 1 y 2, respectivamente. La apertura temporal  $T_A$  se define como el ancho del pulso a la entrada del EOM y en el sistema bajo análisis viene dada por  $T_A=\Delta\lambda D_1 L_1$ , donde  $\Delta\lambda$  es el ancho de banda óptico. En la práctica, el ancho de banda eléctrico que se puede digitalizar mediante un TS-PADC está limitado por la tecnología del EOM a unos 60 GHz. Debe cumplirse  $M \cdot T_A < \frac{1}{PRF}$ , para evitar la interferencia entre pulsos tras el ensanchamiento.

El TS-PADC mide los parámetros temporales y frecuenciales de las emisiones con una resolución temporal determinada por el intervalo de repetición de pulsos de la fuente ( $1/PRF$ ) y

con una resolución en frecuencia afectada por el proceso de ensanchamiento. La precisión de frecuencia se reduce por  $M$ . Para análisis espectral, se pueden utilizar técnicas de tiempo real basadas en FFT (del inglés *Fast Fourier Transform*) con la ventaja de más simplicidad y análisis simultáneo del espectro eléctrico completo. Las prestaciones del ADC se pueden medir a partir de un conjunto pequeño de parámetros de análisis espectral [1] [31] [32]:

- Relación señal a ruido (SNR, del inglés *Signal-to-noise ratio*).
- Margen dinámico libre de espurios (SFDR, del inglés *Spurious-free dynamic range*).
- Distorsión de intermodulación de dos tonos (IMD, del inglés *Two-tone intermodulation distortion*), en aplicaciones de receptor digital.

Normalmente la SNR decrece conforme la frecuencia de señal se incrementa. La SNR a -3 dB del valor de SNR a baja frecuencia es el ancho de banda de resolución efectivo, esto es el rango de frecuencia utilizable.

### II.2.3. RUIDO Y LINEALIDAD

El procesador fotónico TS debería extender el ancho de banda de entrada del ADC electrónico sin degradar las prestaciones de éste (margen dinámico o jitter). Varias fuentes de no-linealidades y ruido de los componentes ópticos así como de las interfaces electro-ópticas degradan las prestaciones del ADC. El ruido y linealidad global (reflejados en la SNR y en el SFDR) dependen de dos elementos clave del sistema, el MZ-EOM (MZ, del inglés Mach Zehnder) y la fuente SC mostrados en la Fig. 4. Más específicamente, los dos factores fundamentales que limitan el margen dinámico son la linealidad de la función de transferencia del modulador y la estabilidad espectral de la fuente SC.

La distorsión introducida por el modulador limita el SFDR del sistema a unos 30 dB (5 ENOB). Para aumentar este SFDR se hace necesario el uso de técnicas de linealización en el modulador. Entre ellas cabe destacar las del tipo todo óptico que consiguen aumentar el SFDR del modulador hasta 20 dB mediante un esquema paralelo [33] [34]. En [34] hemos analizado las prestaciones de una técnica de banda ancha para MZM experimentalmente y mediante simulación con excelente acuerdo.

En el TS-PADC, la fluctuación de amplitud de los pulsos temporales utilizados para capturar la señal RF y por lo tanto la fluctuación de la señal ensanchada, depende directamente de la fluctuación de la densidad espectral de potencia (PSD, del inglés Power Spectral Density) de la fuente SC (estabilidad espectral) debido a la transformación de longitud de onda a tiempo realizada por la fibra 1. El error debido a la fluctuación del número de fotones por pulso se iguala al error de cuantificación del ADC electrónico para obtener un límite analítico en el ENOB

determinado por la fluctuación de energía de los pulsos – asumiendo que ésta es la única fuente de error [7]. Así, tal límite puede evaluarse a partir de la ecuación (1).

$$ENOB = \log_2(1/\zeta) \quad (1)$$

donde  $\zeta$  es la fluctuación pico-pico relativa que está relacionada con la fluctuación pico-pico en dB  $\xi$  –el valor que se caracteriza típicamente, mediante la ecuación (2).

$$\xi = 10 \log(\zeta + 1) \quad (2)$$

De las ecuaciones (1) y (2), para conseguir 8 ENOB, la fluctuación de amplitud está limitada a 0.02 dB ( $\pm 0.01$  dB).

El ruido debido a la estabilidad de la fuente se puede reducir utilizando detección balanceada [25] [35] en el procesador fotónico TS. Esta técnica puede reducir todas las contribuciones de ruido óptico en el sistema y se puede combinar con esquemas diferenciales de linealización del modulador. Otras técnicas que reducen el efecto de la estabilidad de la fuente utilizan un MZ-EOM de doble salida [2] [21] –éstas además pueden reducir la distorsión introducida por el modulador y [2] también la distorsión por no uniformidad (no planitud) espectral de la fuente- o filtrado en el dominio digital [2] que también reduce el efecto de la no uniformidad, sin embargo no son todo-ópticas sino que cuentan con procesado digital.

Alternativamente, para minimizar el efecto de la estabilidad de la fuente SC, se pueden utilizar diversas técnicas de estabilización que actúan sobre la fuente directamente o externamente:

1. Técnicas de supresión de ruido del láser pulsado (PL en la Fig. 4). Podemos distinguir entre técnicas activas y pasivas. Las técnicas activas implican algún tipo de sistema electrónico de realimentación negativa en el que las fluctuaciones de algunos parámetros se convierten a una señal electrónica que se utiliza para actuar sobre el láser de alguna forma. Algunos ejemplos son [36] [37] [38] [39] [40]. La estabilidad que se consigue con tales sistemas activos está determinada por factores como ruido de detección, ancho de banda de los elementos de control, y diseño de la electrónica de realimentación. Las técnicas pasivas no involucran electrónica y se basan simplemente en efectos ópticos. Algunos ejemplos son [41] [42] [43] [44] [45]. La Tabla 1 resume las técnicas citadas.

Referencia	Tecnología del láser	Técnica de estabilización	Supresión de banda de ruido
[41]	<i>CPM dye laser</i>	inserción de un filtro en la cavidad del láser de bombeo	50 dB
[42]	<i>harmonically FM ML Er-doped fiber laser</i>	inserción de un filtro en la cavidad de un láser en régimen armónico	65 dB
[43]	<i>synchronously pumped ML dye laser</i>	<i>Coherent Photon Seeding</i> (CPS): realimentación de una cavidad	20 dB
[44]	<i>synchronously ML NaCl color-center laser</i>	externa a la cavidad principal	10 dB
[36]	<i>frequency-modulated Er:Yb:glass laser</i>	realimentación a la potencia de bombeo/potencia RF del modulador intracavidad	20 dB
[38]	<i>passively ML Er-doped fiber laser</i>	realimentación utilizando un modulador de pérdidas intracavidad	38 dB
[39]	<i>femtosecond Chirped Pulse Amplification laser</i>	Pockels cell externo alimentado por un fotoconductor	20 dB
[40]	<i>CW Nd:YAG laser</i>	Enganche por inyección de un láser esclavo a un láser maestro	50 dB pico oscilaciones relajación (y 20 dB (10–100 kHz) con realimentación)

Tabla 1: Técnicas de estabilización de láseres pulsados

Las técnicas [37] [45] utilizan realimentación a la potencia de bombeo con modulación de ganancia o el efecto *Two-Photon Absorption* (TPA) en láseres de enganche de modos pasivo con absorbente saturable.

Una posible estabilización del SC, mostrado en la Fig. 5, requiere el diseño de bucles de realimentación que actúen sobre la potencia de bombeo de la excitación para estabilización de amplitud, sobre la longitud de la cavidad mediante un actuador piezoeléctrico para estabilización de jitter, sobre la fase de los modos para estabilización de la coherencia.

2. Diseñar el proceso de generación SC para ruido del SC óptimo [46] [47]. Características del láser pulsado y de la fibra no lineal como ruido de amplitud, potencia de pico, longitud, etc. y la zona del SC post-filtrada, afectan a la estabilidad espectral del SC.
3. Estabilización externa. Por ejemplo, mediante técnicas adaptativas que realizan cambios en el espectro continuamente, tales como una técnica para ecualización espectral en el dominio del tiempo [48], o técnicas de conformación de pulso en el dominio del tiempo [49] o con modulación en el dominio del espacio [50] [51].

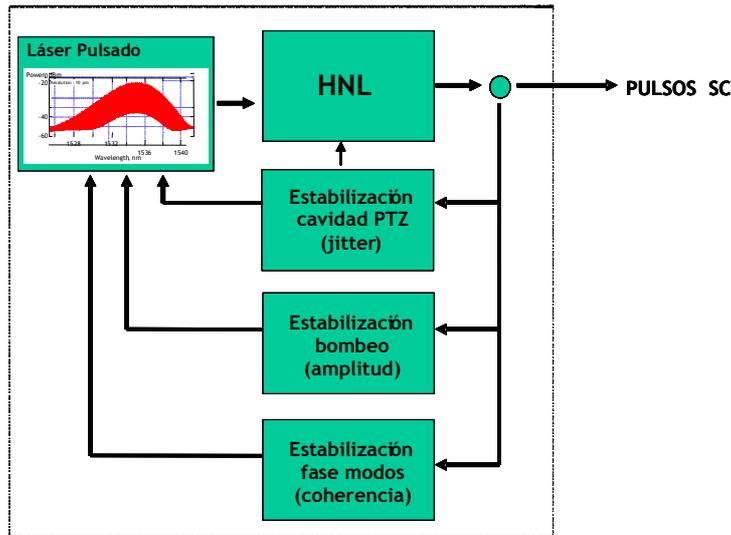


Fig. 5. Esquema de fuente SC estabilizada mediante bucles de realimentación actuando sobre varios parámetros del láser.

### II. 3. PRUEBA DE CONCEPTO DE UN PROCESADOR FOTÓNICO DE ENSANCHAMIENTO TEMPORAL (TS)

Se pretende generar espectros SC adecuados para realizar una prueba de concepto en laboratorio de un procesador fotónico TS. Para ello, se considera una fuente SC basada en un láser pulsado de picosegundos (PSL, del inglés PicoSecond Laser) (láser de enganche de modos 10 GHz, banda 1550 nm, pulsos secante hiperbólica 2 ps) y una fibra altamente no lineal de dispersión desplazada (HNL, del inglés Highly NonLinear Fiber) (longitud 900 m, dispersión cero en 1562 nm, pendiente de dispersión de  $+0.018 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$ , coeficiente no lineal de  $10.8 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ). Previamente se ha evaluado en simulación si esta fuente puede ser válida, como se describe más adelante en la subsección III.2. Para un SC medido de interés, como el mostrado en la Fig. 11(a), no se consigue simultáneamente que la transformación de longitud de onda a tiempo en la fibra 1 del procesador TS se cumpla con suficiente aproximación y que no haya solapamiento entre pulsos a la salida de esta fibra, para ninguna longitud de fibra 1. Para solucionar esto, se ha considerado que la mejor opción es reducir la PRF. Para ello, se ha realizado una selección de los pulsos del PSL (*gating* temporal), modulando los pulsos del PSL a 10 GHz con los pulsos de un generador de patrón de bits (BPG, del inglés Bit Pattern Generator) a PRF más baja en un MZ-EOM. Se ha utilizado la PRF más baja que se puede establecer, 78.125 MHz. De este modo, la fuente SC utilizada es la mostrada en la Fig. 6.

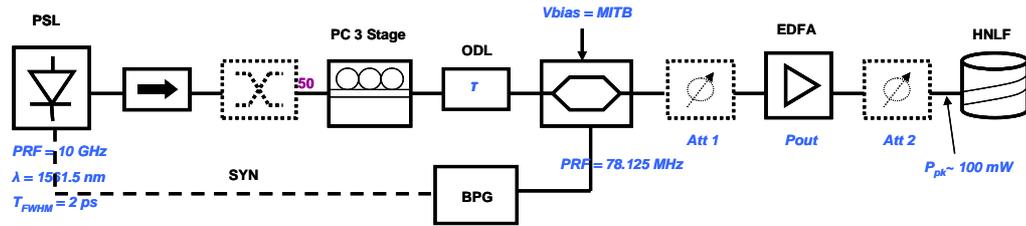


Fig. 6. Montaje experimental de fuente SC basada en PSL con *gating* temporal, EDFA y fibra HNLf.

Se han comparado espectros SC medidos en el montaje anterior con espectros SC simulados según se describe en la subsección III.2. Se han medido algunos SC muy similares a los simulados, sin embargo para diferente potencia de pico ( $P_{pk}$ ) de entrada a la HNLf. Una contribución a esta diferencia de potencia se atribuye a la diferencia entre el coeficiente no lineal de la fibra HNLf real y establecido en simulación. Otra contribución se atribuye a la forma no-ideal de los pulsos de entrada a la HNLf que provoca la aparición de un pico en el centro de los espectros SC medidos [52]. La (a)

(b) Fig. 7 muestra un ejemplo de espectro SC medido y el SC simulado que presenta ancho de banda similar para diferente  $P_{pk}$  de entrada a la HNLf.

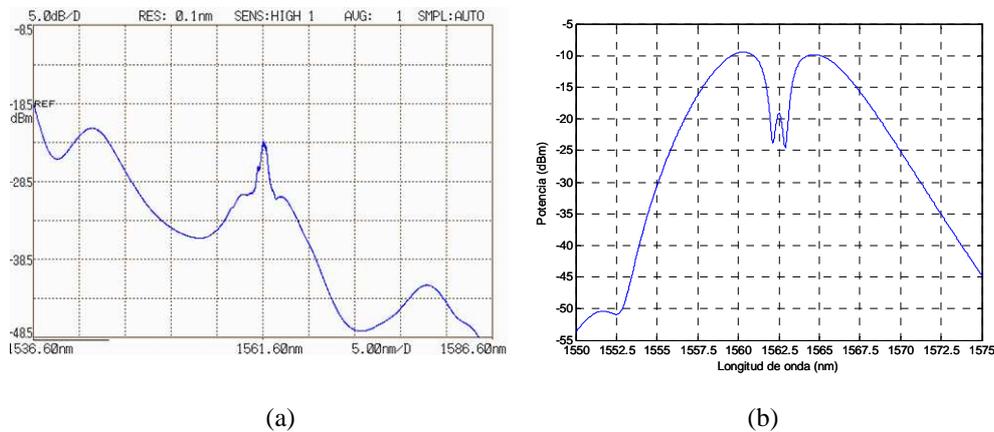


Fig. 7. Espectro SC con la fuente de la Fig. 6 (a) medido,  $P_{pk}$  entrada HNLf ~ 250 mW,  $\Delta\lambda_{FWHM}$  ~ 8 nm.

(b) simulado (ver subsección III.2),  $P_{pk}$  entrada HNLf ~ 380 mW;  $\Delta\lambda_{FWHM}$  ~ 8.2 nm.

Se ha comprobado que varios factores contribuyen a degradar la forma de los pulsos de entrada a la HNLf: calidad de los pulsos del PSL, rechazo de pulsos no deseados (aquí referido como relación de extinción (ER, del inglés Extinction Ratio)) y ruido ASE del EDFA. La calidad de los pulsos del láser depende del “enganche” estable de éste en el punto de funcionamiento ( $\lambda_c$ ,  $PRF$ ) establecido –en algunos momentos no se ha logrado con excelente calidad. La ER depende del punto de polarización del modulador, para ER máxima hay que polarizar en mínima transmisión (MITB), y en este punto la deriva con el tiempo de la respuesta del modulador es mayor. Para minimizar este efecto se requiere un control dinámico de la tensión de polarización. Por último, los

efectos del EDFA se pueden mitigar utilizando un EDFA con características óptimas (potencia de entrada, potencia de saturación y factor de ruido), bajando la longitud de onda central del láser, optimizando la potencia de entrada al EDFA, filtrando el ruido ASE.

Se ha estudiado el efecto del ruido ASE y de la ER en el SC independientemente. Para ello, fijada la potencia media de salida del EDFA, se ha variado la potencia media de entrada al EDFA o la tensión de polarización del MZ-EOM, respectivamente. Las conclusiones obtenidas de ambos estudios son:

- efecto del ruido ASE: a mayor potencia de entrada al EDFA, menor corriente de bombeo con lo cual menor ganancia del EDFA, menor cantidad de ASE, y mayor  $P_{pk}$  de salida del EDFA (mayor margen de posibles SC). A mayor potencia de entrada al EDFA, para la misma  $P_{pk}$  de entrada a la HNLF, el SC tiene pico central menos significativo y mayor ancho de banda.
- efecto de la ER: a menor ER, mayor potencia de entrada al EDFA, para la misma  $P_{pk}$  de entrada a la HNLF el SC tiene pico central más significativo y menor ancho de banda.

Adicionalmente, se ha estudiado el efecto en el SC de establecer diferente potencia media de salida del EDFA, para una determinada potencia media a su entrada. Las conclusiones que se derivan de este estudio son:

- A mayor potencia media de salida del EDFA (o equivalentemente mayor corriente de bombeo), mayor ganancia del EDFA, mayor cantidad de ASE, y mayor  $P_{pk}$  de salida del EDFA (mayor margen de posibles SC).
- A mayor potencia media de salida del EDFA (en el margen 8–14 dBm), ajustando para  $P_{pk}$  inyectada a la HNLF similar, el espectro SC no experimenta cambios significativos. Esto se atribuye a que la diferencia de ruido ASE no es significativa.
- A mayor potencia media de salida del EDFA (en el margen -6–8 dBm), se obtienen SC similares para  $P_{pk}$  inyectada a la HNLF diferente. La diferencia es más significativa en el caso de pasar de -6 a 8 dBm lo que se atribuye a que la diferencia en la cantidad de ruido ASE introducido es más significativa. Asimismo, se observa que la PSD del SC es similar.

Con la fuente SC de la Fig. 6 se han generado SC que pueden ser adecuados para realizar pruebas de laboratorio de procesador fotónico TS que permitan identificar problemas prácticos, necesidades de componentes, probar métodos de medida, etc. Se han medido espectros SC con ancho de banda a -3 dB entre 4.5 y 6 nm con planitud pico-pico < 1 dB. También se han medido SC más anchos con menor PSD para potencias de pico de entrada a la HNLF mayores, que aunque presentan pico central más significativo, se podrían filtrar zonas que podrían ser adecuadas. Un ejemplo de estos últimos SC se muestra en la Fig. 8.

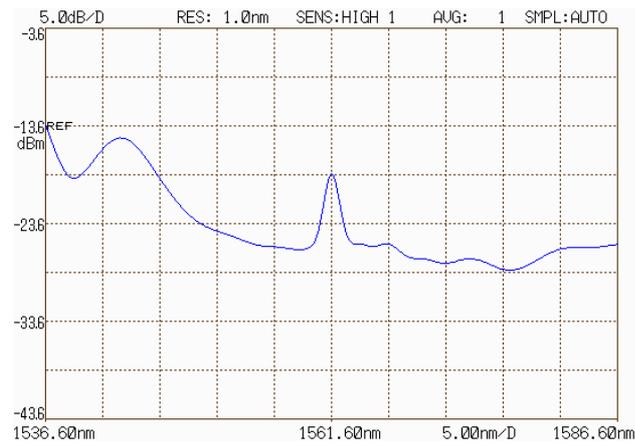


Fig. 8. Ejemplo de SC medido con la fuente de la Fig. 6 de amplio margen espectral.

Se ha caracterizado un procesador fotónico TS para dos SC. El montaje experimental, parámetros y medidas se muestran en la Fig. 9. Las medidas corresponden a los dos espectros SC una vez amplificados y filtrados de ancho espectral 4 nm y 5.2 nm, y las correspondientes señales RF modulada y ensanchada en el tiempo. En estas señales se aprecia distorsión muy significativa que sugiere que hay que trabajar la optimización del sistema. Sin embargo, se puede observar que el ancho temporal de las señales y el número de ciclos de señal RF coinciden con los teóricos. Además, estas medidas demuestran que se han podido realizar medidas necesarias con señal RF mediante el equipamiento disponible, y han permitido probar métodos de medida e identificar problemas prácticos como la necesidad de más potencia de pico de los pulsos. Esta potencia puede ser más alta para SC de PSD más alta y mayor ancho de banda óptico.

En el montaje de la Fig. 9 se ha utilizado un MZ-EOM (20 GHz BW) polarizado en cuadratura (QB, del inglés Quadrature Bias). Las medidas se han realizado mediante un analizador de espectros óptico (OSA, del inglés Optical Spectrum Analyser) ANDO AQ6317B y un analizador de comunicaciones digital módulo HP83486A (20 GHz BW) a través de un PD (0.65 A/W, 50 GHz BW).

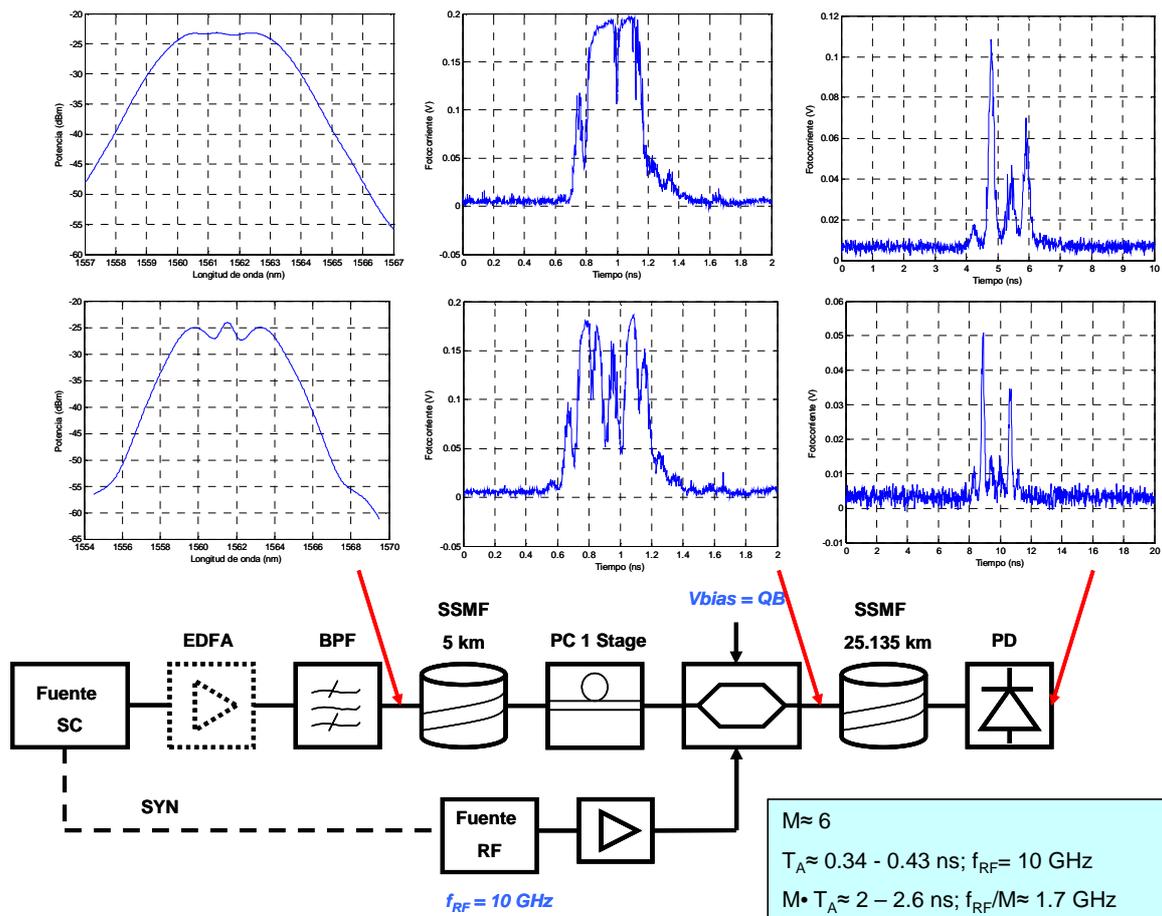


Fig. 9. Montaje experimental y medidas de procesador fotónico de ensanchamiento en el tiempo. Fuente SC de la Fig. 6. Ensanchamiento por un factor 6 de una señal RF de 10 GHz, para un ancho de banda óptico de 4 nm (figuras de más arriba) y 5.2 nm (figuras de abajo).

## II. 4. CONCLUSIONES

Las técnicas ADC fotónicas descritas en esta sección permiten la mejora de las prestaciones de los ADC electrónicos. En particular, la técnica de ensanchamiento temporal de señales RF, implementada en el dominio óptico, permite el análisis espectral en tiempo real de señales de RF en la banda radar, es decir, sin las etapas de filtrado y conversión a frecuencia intermedia. Esta técnica ha sido demostrada para la digitalización de señales de RF con frecuencias de muestreo hasta 10 TS/s [14], evitando etapas RF de conversión de frecuencia, las cuales generan espurios y armónicos.

Un TS-PADC puede aprovechar las fuentes SC. Sin embargo, el bloque de generación SC es muy restrictivo ya que varias de sus características tienen un impacto importante en las prestaciones del ADC. Entre ellas, una característica clave es la estabilidad espectral del SC que determina un límite fundamental en la SNR del sistema.

### III. ANÁLISIS DE GENERACIÓN DE SUPERCONTINUUM (SC)

El trabajo de simulación informado en esta sección ha permitido definir la arquitectura y especificaciones de una fuente SC para un procesador fotónico en desarrollo, cuyas características son confidenciales. Las correspondientes publicaciones son:

A. Zafra, J. Puche, V. Perales, C. Vernich, J. Pérez, M. Beltrán, J. L. Torralba, “Arquitectura y Especificaciones del ADC Fotónico,” Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D2.1 (DASDE000100100004ES00), Junio 2007.

M. Beltrán, J. Puche, “Especificaciones de la Fuente Láser Supercontinuum,” Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D2.2 (DASDE000100100005ES00), Junio 2007.

#### III.1. GENERACIÓN SC: APLICACIONES Y MODELO DE SIMULACIÓN

Las fuentes láser SC son elementos clave en una amplia variedad de aplicaciones en diversos campos que incluyen: (1) Telecomunicaciones – técnicas de división espectral para sistemas de comunicaciones DWDM [53], procesado de señal todo óptico (por ejemplo, TS-PADC [2], compresión de pulsos [54], caracterización de componentes ópticos de banda ancha; (2) metrología de frecuencia de alta precisión [55]; y (3) ciencias de la vida – espectroscopia [56], microscopía confocal [57] y tomografía de coherencia óptica [58]. Parámetros clave de fuentes SC a considerar en las aplicaciones son: PSD(dBm/Hz), depende de la tecnología SC; planitud espectral (dB), típicamente se corrige mediante calibración; estabilidad espectral (dB), fluctuación de potencia a una longitud de onda SC dada. Éstas características junto con el jitter tienen un impacto importante en las prestaciones de procesadores fotónicos TS.

Se pretende generar en la práctica espectros SC adecuados para un procesador fotónico TS. Se han evaluado mediante simulación los espectros SC generados a partir de una fibra óptica HNLF disponible y dos fuentes ópticas diferentes: (1) láser pulsado de picosegundos disponible (PSL) y (2) módulo láser pulsado de femtosegundos comercial (FPL, del inglés FemtoSecond Laser).

La simulación se ha realizado mediante el software *VPItransmissionMaker 7.1* de VirtualPhotonics Inc. (VPI). El modelo de simulación consiste en la generación de pulsos con forma secante hiperbólica (*sech*) ideales y, en el caso del FPL, variación de algunas de sus características que influyen en el SC, esto es, longitud de onda central  $\lambda_c$ , ancho de pulso completo a mitad de máximo  $T_{FWHM}$  (FWHM, del inglés Full-Width Half Maximum), potencia de pico  $P_{pk}$ , forma temporal (pedestales) y chirp. El comportamiento de la fibra dispersiva y no-lineal se modela resolviendo la ecuación de Schrödinger no lineal, que describe la propagación de ondas ópticas polarizadas linealmente en fibras, utilizando el método *split-step Fourier*. Este modelo

tiene en cuenta los efectos de SRS (del inglés Stimulated Raman Scattering), FWM (del inglés Four-Wave Mixing), SPM (del inglés Self-Phase Modulation), XPM (del inglés Cross-Phase Modulation), GVD (del inglés Group Velocity Dispersion) de primer y segundo orden, y atenuación de la fibra. Se han utilizado los parámetros de la fibra dados por el fabricante y se ha variado únicamente la longitud.

### III.2. SIMULACIÓN DE FUENTE SC A PARTIR DE LÁSER DE PICOSEGUNDOS

Se han obtenido SC simulados para características del PSL: 1562.5 nm, 10 GHz, 2.3 ps, para varias  $P_{pk}$  tales que la potencia media  $P_{av}$  inyectada a la fibra varía entre 5-18 dBm.

Asimismo, se ha realizado el montaje de la Fig. 10 para generar los SC en laboratorio:

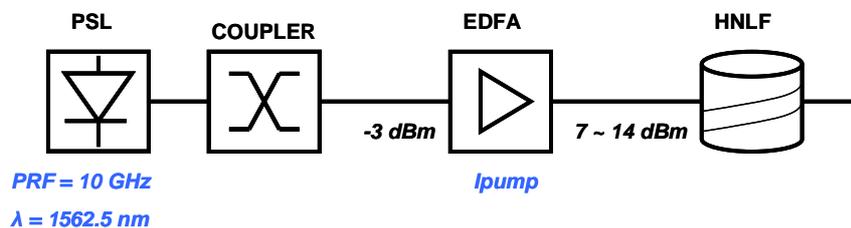
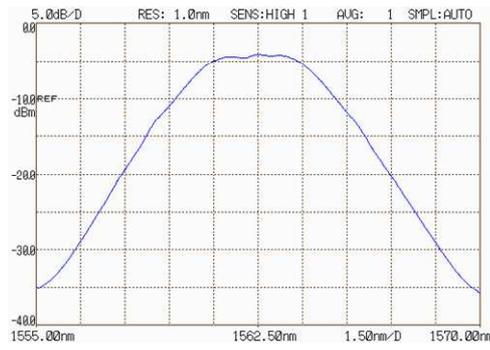


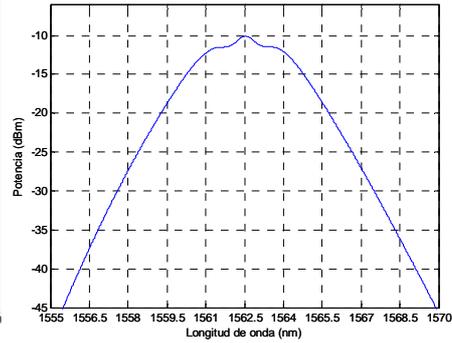
Fig. 10. Montaje de laboratorio de fuente SC basada en PSL y fibra HNLF

En la Fig. 11 se comparan algunas trazas medidas y simuladas, mostrando un excelente acuerdo. De aquí que el modelo de simulación se puede considerar válido. La diferencia de potencias medidas y simuladas para un SC similar se atribuye en parte a la diferencia entre el coeficiente no lineal de la fibra HNLF real ( $10.8 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ) y establecido en simulación ( $16.7 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ). Además, la  $P_{av}$  medida tiene la contribución del ruido ASE del EDFA.

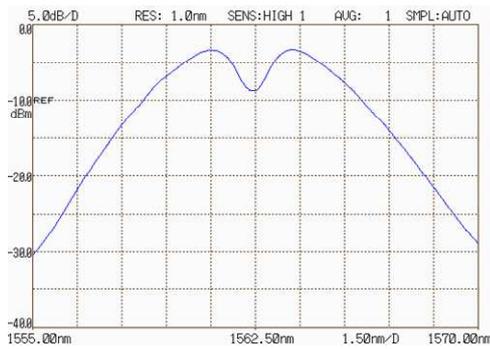
Se han medido SC con ancho de banda a  $-3 \text{ dB} < 4.5 \text{ nm}$  y planitud pico-pico  $< 1 \text{ dB}$ . También se pueden generar SC con mayor ancho de banda y menos planos, 4-22 nm con planitud 0.5-3 dB en diversos rangos de longitud de onda. Estas características pueden ser adecuadas para un procesador fotónico TS.



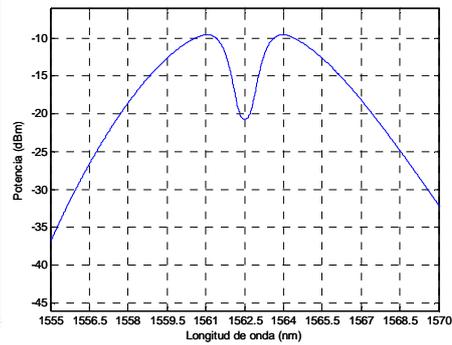
(a) 7.8 dBm (4.2 nm, 0.5 dB)



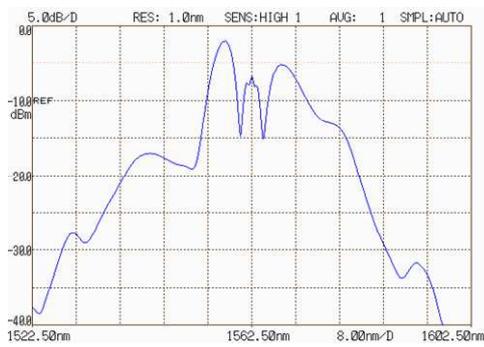
7 dBm (4.3 nm, 1.4 dB)



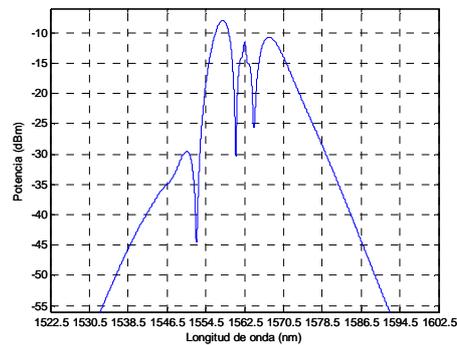
(b) 9.1 dBm (5.4 nm, 5.5 dB)



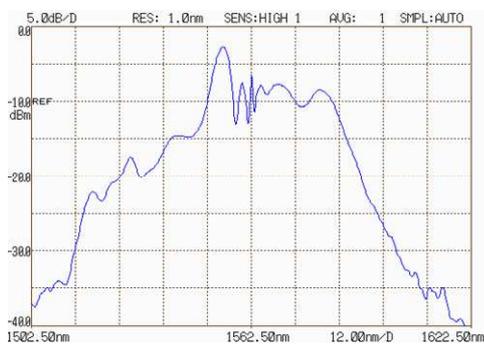
9 dBm (5.9 nm, 11.2 dB)



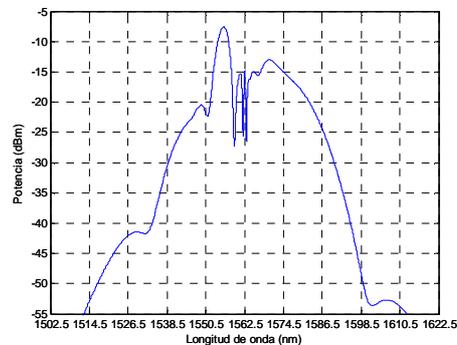
(c) 12.6 dBm



12 dBm



(d) 13.7 dBm



13 dBm

Fig. 11. Espectros SC a partir de PSL y fibra HNLf medidos (izquierda) vs. simulados (derecha). Se indica potencia media entrada HNLf (ancho de banda, planitud).

### III.3. SIMULACIÓN DE FUENTE SC A PARTIR DE LÁSER DE FEMTOSEGUNDOS

Debido a problemas de solapamiento de pulsos, fuentes láser pulsadas con PRF del orden de MHz son más adecuadas para procesadores fotónicos TS. Se ha evaluado la idoneidad de una fuente de este tipo para generar SC con la fibra HNLF disponible mediante simulación. Se han considerado los parámetros de un módulo láser pulsado de femtosegundos del fabricante Calmar Optcom (FPL-M3CFF) tras realizar una búsqueda exhaustiva entre diversos fabricantes (Pritel, IMRA, Thorlabs, Gigatera, etc).

Se ha realizado un análisis exhaustivo del SC frente a diversos parámetros. Los resultados de estas simulaciones han permitido definir la arquitectura y especificaciones de una fuente SC para un procesador fotónico en desarrollo. En los anexos B y C se incluyen los resultados de simulación que se han publicado en entregables del proyecto FREDIT. No se han incluido estos entregables porque tienen carácter confidencial.

#### III.3.1. SIMULACIÓN VARIANDO LONGITUD DE ONDA, ANCHO DE PULSO, POTENCIA DE PICO Y LONGITUD

Se han simulado espectros SC variando características del FPL en el rango de posibles valores indicado por el fabricante, esto es,  $\lambda_c = 1535\text{--}1565$  nm;  $T_{FWHM} = 0.1\text{--}1$  ps;  $P_{pk}$  = máxima calculada a partir de PRF (50 MHz),  $T_{FWHM}$ , y potencia media máxima de unos 100 mW. Asimismo, se ha variado la longitud de fibra ( $L_{SC} \leq 900$  m).

Se han obtenido SC para muchas combinaciones de parámetros  $\lambda_c$ ,  $T_{FWHM}$ ,  $P_{pk}$ , y  $L_{SC}$ . En el anexo B, se presentan algunos de los SC más interesantes que se podrían generar por ejemplo en cuanto a rango de longitud de onda, planitud y PSD. Asimismo, se comentan algunas conclusiones acerca del comportamiento del SC en función de los parámetros así como el posible filtrado multicanal mediante un filtro comercial seleccionado.

Los resultados de simulación sugieren que con la arquitectura de fuente SC basada en el FPL se pueden generar diversos SC que pueden ser adecuados para un procesador fotónico TS para diversas combinaciones de parámetros.

#### III.3.2. SIMULACIÓN CON PEDESTALES Y/O CHIRP LINEAL

En la práctica, los pulsos del FPL pueden presentar pedestales y/o chirp. Se ha simulado el efecto en el espectro SC de estas características individualmente (pulsos *sech* con pedestales / pulsos gaussianos con chirp lineal) y conjuntamente (pulsos *sech* con pedestales y chirp lineal), fijadas las restantes especificaciones del láser pulsado (1550 nm, 200 fs,  $P_{av}$  máxima 50 mW,  $P_{pk}$  máxima 4.4 kW @ 50 MHz), únicamente se ha variado  $P_{pk}$ .

### III.3.2.1. SIMULACIÓN CON PEDESTALES

La Fig. 12 muestra la autocorrelación que hemos medido en laboratorio de los pulsos de un láser con las características que se están considerando, para hacerse una idea de la forma real de los pedestales de cara a generarlos en simulación. Se ha utilizado un autocorrelador Ape PulseCheck 150 fs y no se ha compensado la dispersión del camino de fibra FPL-autocorrelador.

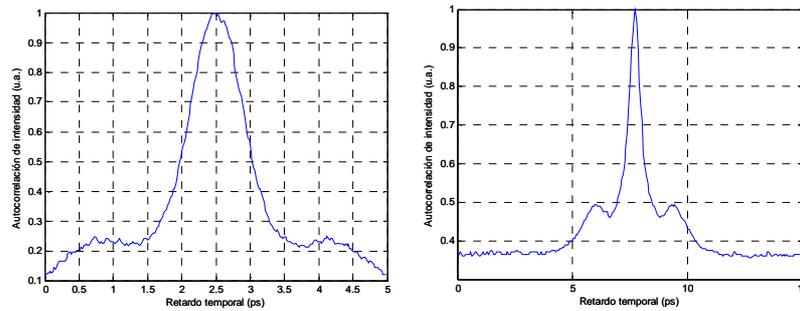


Fig. 12. Autocorrelación experimental de los pulsos del FPL

Se añaden los pedestales sumando al pulso dos pulsos de menor potencia ( $P_{pk}/factor$ ) desplazados  $\pm$  posición. Se compensa el cambio de  $P_{pk}$  al añadir los pedestales. Se ha comprobado que el ligero cambio de ancho de pulso al añadir los pedestales no afecta significativamente al SC.

Los resultados de simulación para pulsos *sech* con pedestales se muestran en el anexo C.1. La Tabla 2 contiene los parámetros de estos SC simulados de rango de longitud de onda aproximado, planitud en 20 nm alrededor de 1551 nm y nivel máximo de potencia espectral.

Figura Anexo C.1	$P_{pk}$ (W)	Posición	Factor	Rango Longitud de onda (nm)	Rizado pico-pico en rango 20 nm alrededor 1551 nm (dB)	Potencia** (dBm)
1(a)	4.4	-	-	45	8.5	< -33
2(b).1	4.4	0.0007	8	50	12.2	< -28
2(b).2	4.4	0.0007	6	50	13.8	< -27.7
2(b).3	4.4	0.0007	4	54	17.6	< -27.2
2(b).4	4.4	0.0007	2	60	20.8	< -26.2
3(b).1	4.4	0.0009	8	60	10.7	< -28.3
3(b).2	4.4	0.0009	6	60	11.3	< -27.7
3(b).3	4.4	0.0009	4	60	10.7	< -27.2
3(b).4	4.4	0.0009	2	60	8.3	< -27.1

1(b)	13.9	-	-	80	8.2	< -26.9
4.1	13.9	0.0007	8	90	23	< -24.3
4.2	13.9	0.0007	6	86	49.8	< -25.9
4.3	13.9	0.0007	4	150	46	< -26.8
4.4	13.9	0.0007	2	150	12.3	< -25.6

\*\*corregir restando 28 dB. Para pasar a PSD(dBm/nm) tener en cuenta un BW de resolución de 0.01 nm

Tabla 2: Parámetros de los espectros SC simulados con FPL y HNLF con pedestales en los pulsos láser

### III.3.2.2. SIMULACIÓN CON CHIRP

Para simular pulsos con chirp, se generan pulsos gaussianos cuya envolvente de campo eléctrico viene dada por la ecuación (3).

$$A(t) = A_0 \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 \right] \exp \left[ \frac{-jC}{2} \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 \right] \quad (3)$$

donde  $T_{FWHM} = 2\sqrt{\ln(2)}T_0$ . El parámetro  $C$  gobierna el chirp de frecuencia lineal impuesto al pulso, que viene dado por la ecuación (4).

$$\Delta\omega(t) = -\frac{\delta\phi}{\delta t} = \frac{C}{T_0^2} t \quad (4)$$

En simulación se varía el parámetro  $C$  según los valores de la Tabla 3.

$C$	Pendiente de chirp= $C/2\pi T_0^2$ (Hz/s)
0	0
+0.1	+1.2363e24
+0.3	+3.7090e24
+0.5	+6.1817e24
+1	+1.2363e25

Tabla 3: Valores de chirp establecidos en simulación

Los resultados de simulación para pulsos gaussianos con chirp lineal se muestran en el anexo C.2. La Tabla 4 contiene los parámetros de estos SC simulados de rango de longitud de onda aproximado, planitud en 20 nm alrededor de 1551 nm y nivel máximo de potencia espectral.

Figura Anexo C.2	$P_{pk}$ (W)	Chirp $C$	Rango Longitud de onda (nm)	Rizado pico-pico en rango 20 nm alrededor 1551 nm (dB)	Potencia** (dBm)
6(a).0	4.4	0	50	7.2	< -33.5
6(a).1	4.4	+0.1	50	6.8	< -33.7
6(a).2	4.4	+0.3	50	6.1	< -33.8
6(a).3	4.4	+0.5	50	5.3	< -34
6(a).4	4.4	+1	50	3	< -34.6
6(b).0	4.4	0	50	7.2	< -33.5
6(b).1	4.4	-0.1	50	7.5	< -33.5
6(b).2	4.4	-0.3	50	7.9	< -33.4
6(b).3	4.4	-0.5	50	8.2	< -33.4
6(b).4	4.4	-1	55	8.1	< -33.9
7(a).0	13.9	0	75	8.8	< -27.3
7(a).1	13.9	+0.1	75	12	< -27
7(a).2	13.9	+0.3	75	8.6	< -26.8
7(a).3	13.9	+0.5	75	11.1	< -27.1
7(a).4	13.9	+1	70	28.6	< -28.1
7(b).0	13.9	0	75	8.8	< -27.3
7(b).1	13.9	-0.1	75	7.5	< -27.7
7(b).2	13.9	-0.3	75	10.7	< -27.7
7(b).3	13.9	-0.5	75	15.1	< -27.9
7(b).4	13.9	-1	70	15.6	< -28.8

\*\*corregir restando 28 dB. Para pasar a PSD(dBm/nm) tener en cuenta un BW de resolución de 0.01 nm

Tabla 4: Parámetros de los espectros SC simulados con FPL y HNLF con chirp en los pulsos láser

### III.3.2.3. SIMULACIÓN CON PEDESTALES Y CHIRP

Para simular pulsos con pedestales más chirp, no es válido generar pulsos gaussianos directamente con chirp porque al añadir los pedestales el chirp cambia. Por ello, primero se ha probado a introducir el chirp externamente una vez añadidos los pedestales mediante el módulo “*ModulatorChirp*” de VPI. Sin embargo, el chirp introducido de este modo tiene el mismo signo en todo el pulso por lo que el espectro se desplaza en longitud de onda significativamente –el desplazamiento es igual al valor del chirp en el centro del pulso. Para evitar esto, se introduce el chirp mediante un modulador de fase “*ModulatorPhase*” con función de transferencia

$\exp(j\Delta\phi data(t))$ . Igualando ésta a  $\exp\left(-j\frac{C}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right)$  se obtiene que la señal eléctrica con la que

hay que modular los pulsos viene dada por  $data(t) = \frac{-C}{4\pi}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2$ . Esta señal se ha generado

integrando una rampa temporal de pendiente  $-C/2\pi T_0^2$  y con valor 0 en el centro del pulso. De este modo, el espectro se desplaza ligeramente en longitud de onda (-0.72 nm), lo que se atribuye a la generación discreta de la rampa en VPI. No obstante, esta forma se acepta como válida ya que es como si el espectro del láser estuviera centrado en 1549.3 nm.

Los resultados de simulación para pulsos *sech* con pedestales y chirp lineal se muestran en el anexo C.3, para planitud pico-pico < 2 dB en unos 20 nm alrededor de 1551 nm. La Tabla 5 contiene los parámetros de estos SC simulados de rango de longitud de onda aproximado, planitud en 20 nm alrededor de 1551 nm y nivel máximo de potencia espectral.

Posición 0.0007, factor= 10					
Figura Anexo C.3	$P_{pk}$ (W)	$C$	Rango Longitud de onda (nm)	Rizado pico-pico en rango 20 nm alrededor 1551 nm (dB)	Potencia** (dBm)
9	0.214	-0.3	25	< 1	-45.6
9	2.7	+0.3	30	1.6	-35.2
9	0.17	-0.5	40	1.3	-47.4
9	1.7	+0.5	30	1.6	-36.4
9	0.17	-1	50	1	-49.1
9	1.1	+1	30	1.8 en 13 nm	-39.6

\*\*corregir restando 28 dB. Para pasar a PSD(dBm/nm) tener en cuenta un BW de resolución de 0.01 nm

Tabla 5: Parámetros de espectros SC simulados con FPL y HNLF con pedestales y chirp en los pulsos láser

### III.4. CONCLUSIONES

El proceso de generación de SC no es trivial, lo que hace necesario el uso de modelos de simulación consistentes para poder diseñar fuentes SC que proporcionen espectros SC con las características deseadas. Los láseres de enganche de modos pasivo proporcionan características adecuadas (pulsos de femtosegundos y PRF de MHz) para generar, con fibras HNLF comerciales convencionales, SC adecuados para procesadores fotónicos TS, sin componentes adicionales para evitar solapamiento entre pulsos. En la práctica, los pulsos de estos láseres pueden presentar chirp y/o pedestales que tanto individualmente como conjuntamente tienen un efecto significativo en la evolución del pulso en la fibra no lineal. Las simulaciones muestran que a mayor pedestal mayor ancho de banda y PSD, que el ancho de banda del SC se incrementa con el chirp lineal y que una pendiente de chirp positiva proporciona mayor ancho de banda.

## IV. CARACTERIZACIÓN DE ESTABILIDAD ESPECTRAL A CORTO Y LARGO PLAZO DE FUENTES LÁSER SC

Se anexa la siguiente publicación que incluye el trabajo informado en esta sección:

Llorente, R.; Beltran, M.; Perez, J.; Noboru Uehara; Md. Saad Khan; Marti, J., "Long-term and Short-term Spectral Stability Characterization of Supercontinuum Laser Sources," *Lasers & Electro-Optics Society, IEEE*, pp.685-686, Oct. 2006

### IV.1. ESTABILIDAD ESPECTRAL EN FUENTES SC

En todas las aplicaciones de fuentes SC, las prestaciones finales de la aplicación están directamente relacionadas con la estabilidad espectral de la fuente. En particular, en la aplicación que estamos considerando de TS-PADC, esta especificación es clave ya que determina un límite fundamental en la SNR del sistema.

La estabilidad del SC depende de la estabilidad de la forma temporal del pulso sin ensanchar y de la planitud del espectro SC [59], que a su vez dependen de si los pulsos sin ensanchar son pulsos ultracortos o burst de ruido [60]. La estabilidad espectral se evalúa comúnmente a partir de la diferencia entre un espectro de referencia (capturado en un instante arbitrario  $t=0$ ) y el espectro capturado en función del tiempo [61]. Esta técnica no tiene en cuenta los diferentes mecanismos subyacentes que originan la fluctuación del espectro SC, como efectos ambientales. La especificación de estabilidad espectral requiere un valor de fluctuación espectral que sea consistente con la aplicación de la fuente SC.

Hemos propuesto y demostrado experimentalmente un método estadístico para caracterización de estabilidad espectral que decorrela las componentes de fluctuación a largo plazo (~horas, en la que se reflejan factores ambientales) y a corto plazo (~minutos, depende del sistema). Este método se aplica a una fuente SC comercial resultando que una fluctuación espectral de  $\pm 0.03$  dB se traslada a una estabilidad espectral a corto plazo de  $\pm 0.01$  dB en el rango de longitud de onda desde 1100 nm hasta 1700 nm con probabilidad 89.4%.

### IV.2. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL

#### IV.2.1. SETUP Y DINÁMICA DE ESTABILIDAD ESPECTRAL

En la Fig. 13 se muestra una fuente láser SC comercial (Santec, UWS-1000) que consta de un acoplador WDM, una fibra dopada con Erblio de dispersión normal (EDF, del inglés Erbium-Doped Fiber), y una fibra monomodo (SMF) para ajuste de dispersión. Las longitudes de las fibras de dispersión normal y anómala se ajustan para soportar un pulso burst de ruido estable [61]. La fuente se conecta a un OSA (ANDO, AQ6317B) a través de un latiguillo de fibra SMF estándar de

10 cm. El OSA captura las trazas espectrales continuamente y transfiere los datos a un ordenador vía un bus GPIB. El OSA captura el espectro con ancho de banda de resolución mínimo de 0.01 nm y -90 dBm de sensibilidad mínima.

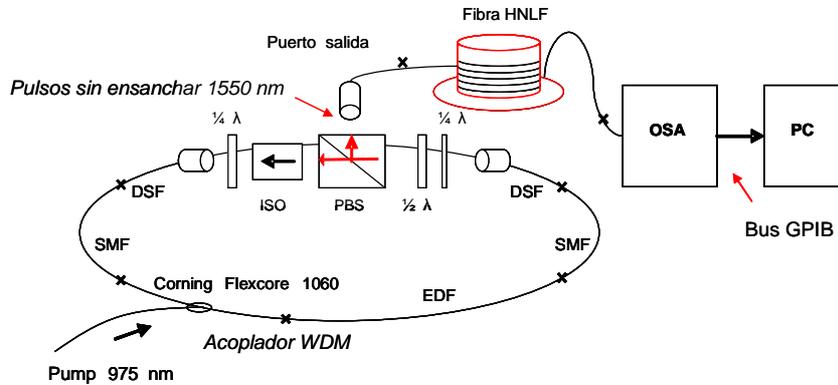


Fig. 13. Montaje de caracterización de fuente SC.

Se han realizado diversas capturas de 24 h, éstas se resumen en la Fig. 14.

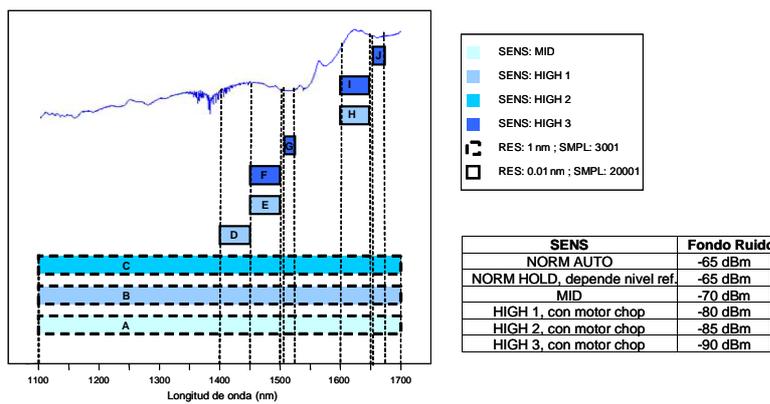


Fig. 14. Parámetros de medida de las capturas A-J. Tabla: modos de sensibilidad del OSA.

En la Fig. 15 se muestra el espectro capturado durante 24 h en el rango 1100-1700 nm. La fluctuación espectral de las trazas observadas está por debajo de  $\pm 0.03$  dB.

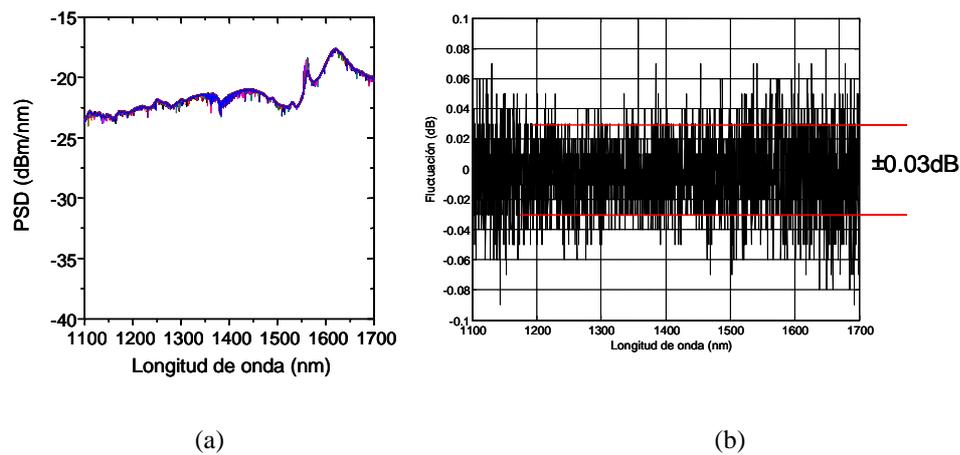


Fig. 15. (a) Evolución del espectro SC en el tiempo durante 24 h. (b) Fluctuación espectral respecto al espectro en  $t=0$ . Tiempo entre trazas 12 s, tiempo total 5.8 min (30 trazas).

En la Fig. 16 se muestra la evolución en el tiempo de la fluctuación espectral  $\zeta$  (pico-pico) en un período de 24 h.  $\zeta$  se calcula como la diferencia en dB entre el máximo y el mínimo de la diferencia (referida a la captura en  $t=0$ ) de PSD en todo el rango de longitud de onda. Se puede observar una clara dependencia con factores ambientales –marcado en la figura- introducidos en el laboratorio, como cambios de temperatura, humedad, vibración, y actividad humana. La evolución de  $\zeta$  indica la existencia de una evolución a largo plazo lenta en el tiempo del espectro SC. Aparte de esta componente, se puede observar en la PSD en la Fig. 15(a) una fluctuación espectral rápida.

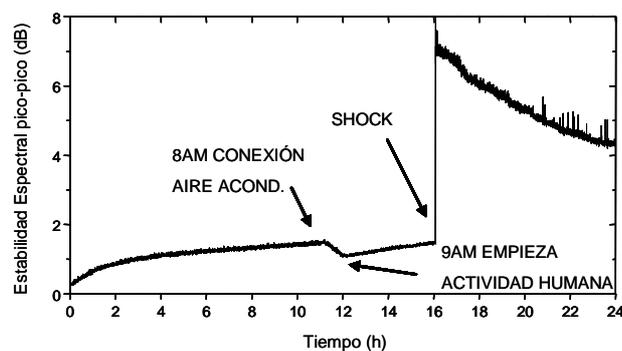


Fig. 16. Evolución a largo plazo de la fluctuación espectral  $\zeta$  (pico-pico) en 1100-1700 nm. Captura de 24 h.

Una especificación precisa de estabilidad espectral requiere decorrelar de la medida la componente de fluctuación a largo plazo. La evolución del espectro a largo plazo distorsiona la especificación de estabilidad espectral, como se muestra en la Fig. 17.

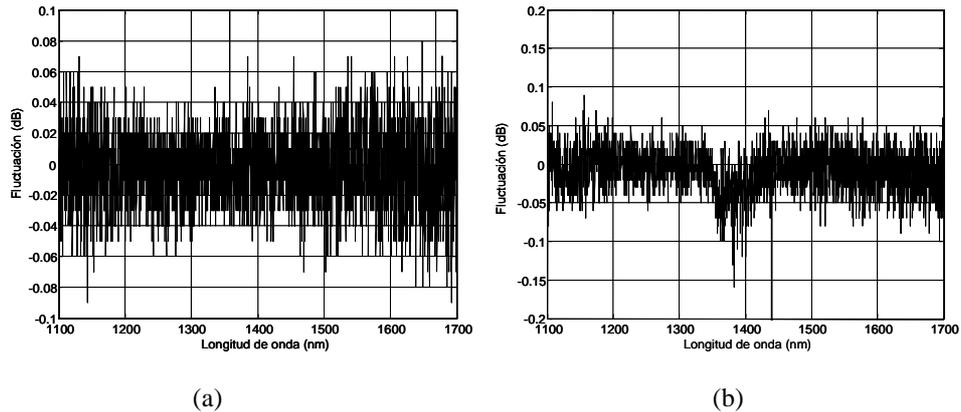


Fig. 17. Variación del espectro respecto al espectro en  $t=0$  después de (a) 5.8 min (30 trazas). (b) 75 min (376 trazas).

#### IV.2.2. DECORRELACIÓN DE COMPONENTES DE ESTABILIDAD A LARGO Y CORTO PLAZO

La dinámica del comportamiento a largo plazo viene descrita por el tiempo de coherencia a -3 dB,  $\Delta t_c$ . El tiempo de coherencia marca el umbral entre la evolución a largo plazo y la fluctuación a corto plazo. Este tiempo viene dado por la matriz de autocorrelación bidimensional de la PSD en función de la longitud de onda y del tiempo [62] (ver Anexo A). Para un espacio de tiempo de medida mucho menor que el ancho a mitad de máximo de la autocorrelación en tiempo, el comportamiento temporal se puede considerar estacionario. Si el tiempo de funcionamiento es mucho más pequeño que el tiempo de coherencia, la componente a largo plazo se puede eliminar mediante calibración. En nuestro test, la fuente SC comercial exhibe un tiempo de coherencia de 8.5 h (captura C en la Fig. 14), como se muestra en la Fig. 18. Para decorrelar de la medida la fluctuación a largo plazo, se debe analizar la fluctuación espectral rápida restando la media espectral. En nuestro caso, se considera la media sobre los 60 min (32 trazas) previos al instante de medida y un espacio de tiempo de medida de 75 min (39 trazas).

Asimismo, el ancho a mitad de máximo de la autocorrelación en longitud de onda da el ancho de banda de coherencia a -3 dB,  $\Delta \lambda_c$ . El ancho de banda de la señal (del espectro utilizado en la aplicación) debe ser mucho menor que el ancho de banda de coherencia. En nuestro test, la fuente SC comercial exhibe un ancho de banda de coherencia de 15.9 nm, como se muestra en la Fig. 18.

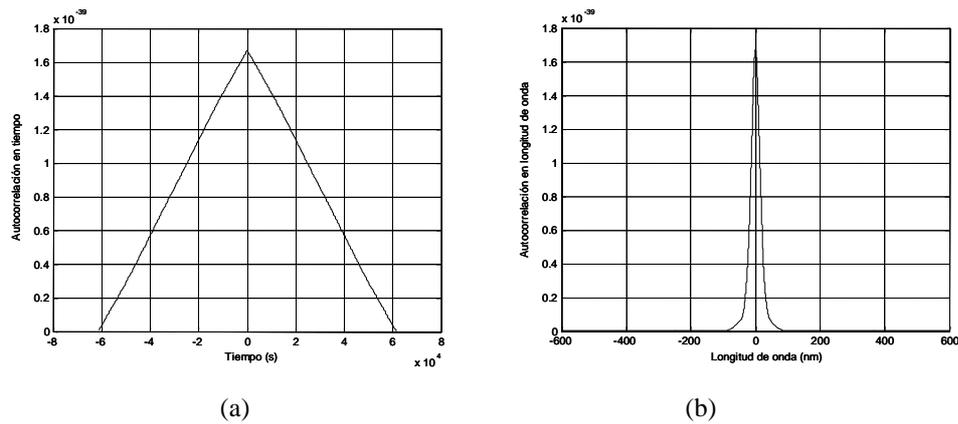


Fig. 18. (a) Tiempo de coherencia a -3 dB 8.5181 h. (b) Ancho de banda de coherencia a -3 dB 15.8795 nm.

#### IV.2.3. MODELO DE ESTABILIDAD A CORTO PLAZO

Para cada longitud de onda dentro de un rango, se obtiene la función densidad de probabilidad (PDF, del inglés Probability Density Function) de la fluctuación en función del tiempo (para el espacio de tiempo de medida seleccionado). La Fig. 19 muestra un ejemplo de fluctuación en función del tiempo y su PDF.

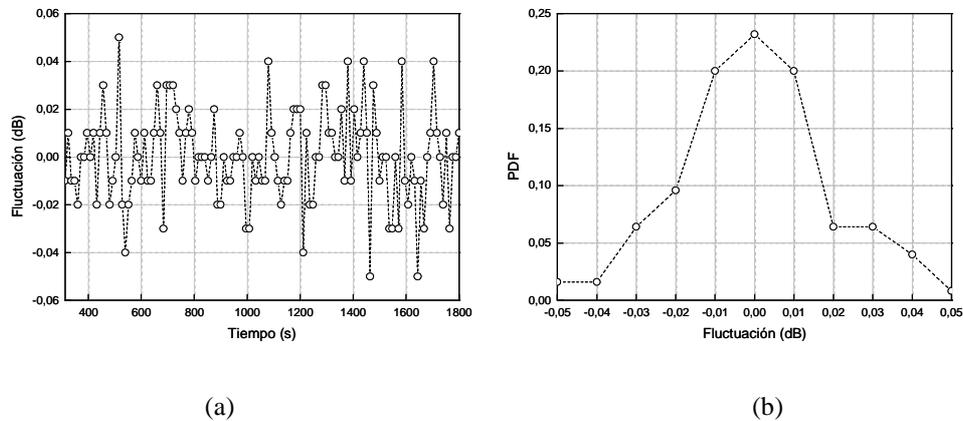


Fig. 19. (a) Fluctuación para 1400 nm en 30 min (media espectral en 5 min). (b) PDF de (a).

La Fig. 20 muestra la PDF de la fluctuación espectral a corto plazo  $\xi_{st}$  para el rango de longitud de onda 1100-1700 nm. Se puede observar a 1700 nm (borde del espectro) y a 1560 nm (longitud de onda central del láser de bombeo) una mayor fluctuación que degrada la estabilidad espectral. El conjunto de PDF mostrado en la Fig. 20 caracteriza completamente la estabilidad espectral a corto plazo.

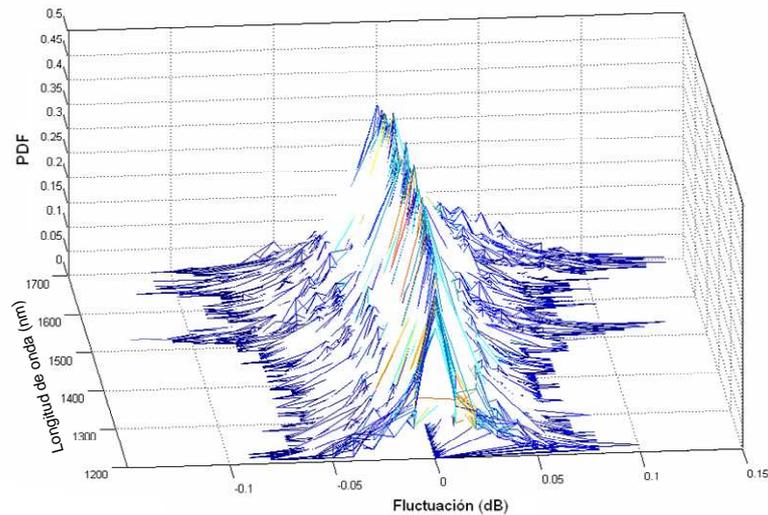


Fig. 20. Conjunto de PDFs  $\xi_{st}$  en función de la longitud de onda para la componente de estabilidad a corto plazo.

El conjunto de PDFs de  $\xi_{st}$ ,  $f_{\xi_{st}}$ , da la fluctuación espectral a corto plazo para el rango de longitud de onda considerado. Este es el factor más importante en aplicaciones prácticas SC. En sistemas que incluyen una fuente SC, una caracterización estadística requiere especificar el porcentaje de tiempo durante el que la fluctuación espectral está entre los valores límite  $\xi_{min}$  y  $\xi_{max}$ , en un rango de longitud de onda dado. Esta probabilidad viene dada por (5).

$$\Pr\{\xi_{min} \leq \xi_{st} \leq \xi_{max}\} = \int_{\xi_{min}}^{\xi_{max}} f_{\xi_{st}}(\xi_{st}) d\xi_{st} \quad (5)$$

La Fig. 21(a) muestra la probabilidad calculada en el rango 1100-1700 nm para  $-0.01 \text{ dB} \leq \xi_{st} \leq 0.01 \text{ dB}$ . La probabilidad media es 89.36%.

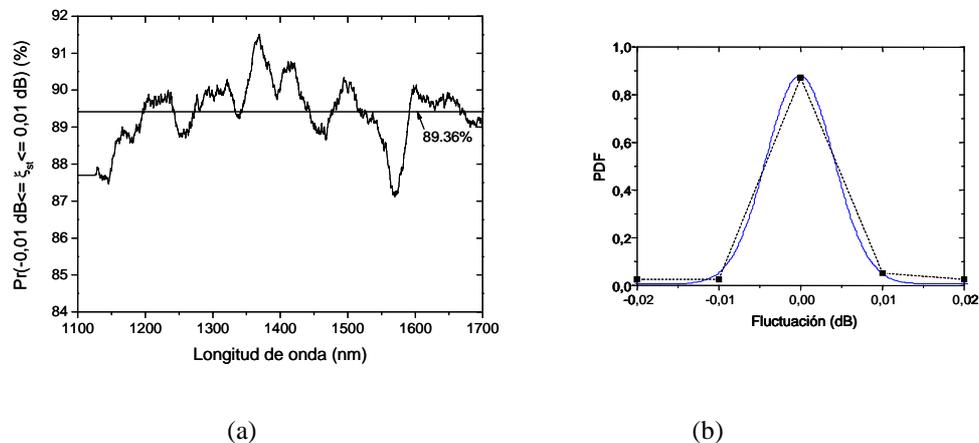


Fig. 21. (a) Probabilidad para  $\xi_{st}$  derivada de las medidas. La línea horizontal indica la probabilidad media.

(b) Cálculo teórico a partir de un ajuste Gaussiano.

Especificación fuente SC UWS-1000: estabilidad espectral  $\pm 0.03$  dB.

Medidas:

Estabilidad espectral a corto plazo  $\pm 0.03$  dB con probabilidad 99.5%.

Estabilidad espectral a corto plazo  $\pm 0.01$  dB con probabilidad 89.4%.

...

La distribución teórica detrás de este proceso se puede considerar Gaussiana. Esto se puede demostrar ajustando la PDF media del conjunto mostrado en la Fig. 20, con una distribución Gaussiana teórica. La Fig. 21(b) muestra la PDF media (puntos). Esta PDF se ajusta mediante una distribución Gaussiana de media nula y desviación estándar  $\sigma_{\xi_{ST}} = 0.0042$ . La probabilidad asociada para la aproximación Gaussiana es 89.8% en excelente correspondencia con los valores medidos. En la Fig. 21 se puede observar que la correspondencia es mejor en áreas lejos de la longitud de onda del láser de bombeo. Esto indica que en áreas del espectro no afectadas por el láser de bombeo ni por los bordes del espectro, una distribución Gaussiana puede describir apropiadamente la estabilidad espectral a corto plazo.

#### IV.2.4. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD PARA DISTINTOS PARÁMETROS DE MEDIDA

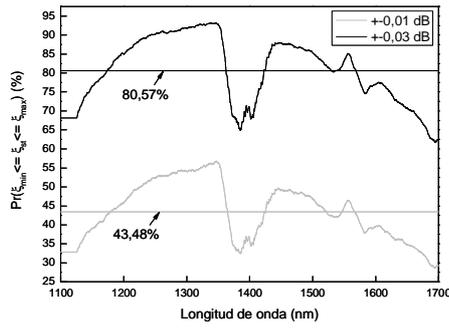
Hemos evaluado el tiempo y ancho de banda de coherencia a partir de las medidas realizadas para las configuraciones A-J resumidas en la Fig. 14. La Tabla 6 contiene el tiempo y ancho de banda de coherencia estimados, medidos para tiempo  $>0$  y longitud de onda  $>0$  (mitad de la autocorrelación). Señalar que para algunas capturas se ha considerado un número de trazas inferior al disponible y/o se ha realizado un diezmado para reducir el número de muestras de cada traza para reducir el tiempo de cálculo de la matriz de autocorrelación.

Captura	Trazas / Tiempo total (h)	Muestras	$(\Delta t)_c$ (h)	$(\Delta \lambda)_c$ (nm)
A	(0-4800) / 16	501	7.7125	20.537
B	(0-1000) / 16	3001	6.2733	21.527
C	(0-520) / 17	3001	8.5181	15.8795
D	(0-230) / 14	2858	7.13	22
E	(0-280) / 16	2858	7.9772	14.6838
F	(0-16) / 3	2858	1.6172	13.884

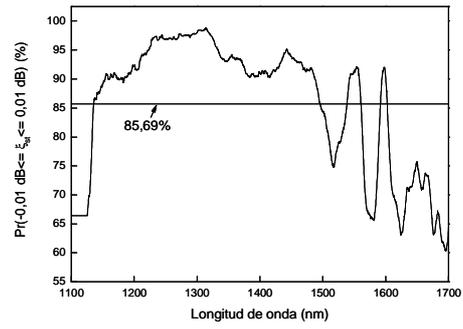
G	(0-74) / 14	2858	7.1225	9.5625
H	(0-246) / 14	2858	6.9714	14.8239
I	(0-16) / 3	2858	1.6193	15.6537
J	(0-63) / 12	2858	6.0903	9.441

Tabla 6: Tiempo y ancho de banda de coherencia evaluado para las capturas A-J de la Fig. 14.

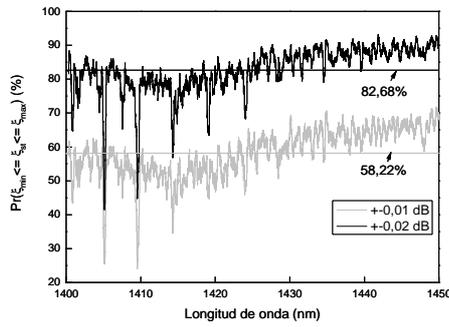
El análisis estadístico de estabilidad espectral se ha realizado para cada una de las capturas resumidas en la Fig. 14, considerando la media espectral sobre los 60 min previos al instante de medida y un espacio de tiempo de medida de 75 min, llegándose a fluctuación a corto plazo  $\pm 0.01$  dB  $\sim 90$  % en 1100-1700 nm y  $\pm 0.02$  dB  $\sim 90$  % en algunos rangos de longitud de onda seleccionados. Estas probabilidades se muestran en la Fig. 22, excepto para la probabilidad para la captura C que ya se ha mostrado en la Fig. 21.



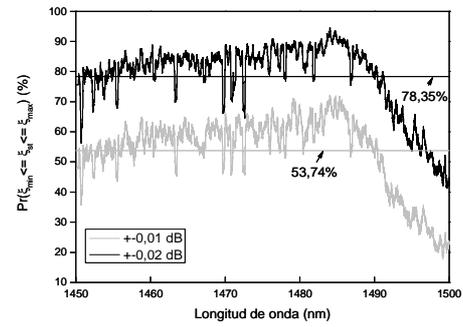
Captura A. 301 trazas avg, 376 trazas total.



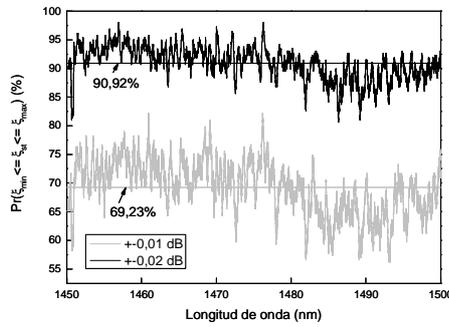
Captura B. 64 trazas avg, 80 trazas total.



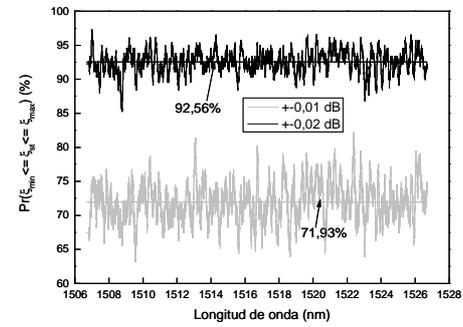
Captura D. 17 trazas avg, 21 trazas total.



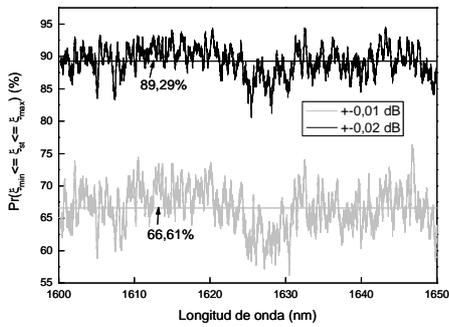
Captura E. 19 trazas avg, 23 trazas total.



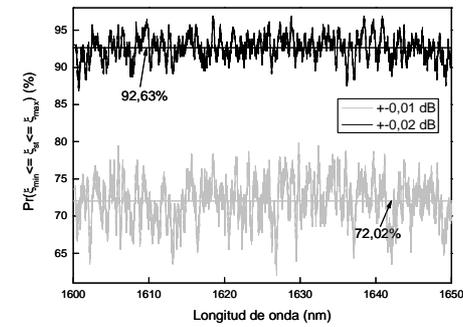
Captura F. 6 trazas avg, 8 trazas total.



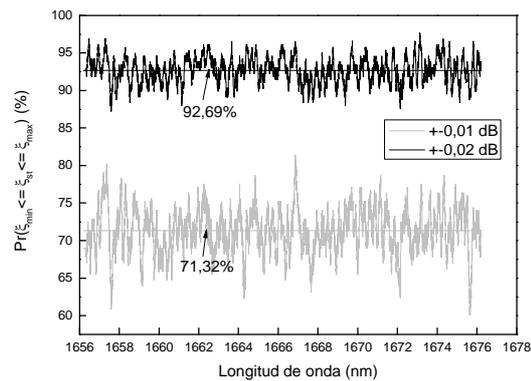
Captura G. 6 trazas avg, 8 trazas total.



Captura H. 19 trazas avg, 23 trazas total.



Captura I. 6 trazas avg, 8 trazas total.



Captura J. 6 trazas avg, 8 trazas total.

Fig. 22. Probabilidad para  $\xi_{st}$  derivada de las medidas en función de los límites de fluctuación para las capturas A-J de la Fig. 14. La línea horizontal indica la probabilidad media.

#### IV.2.5. VALIDACIÓN DEL MODELO DE ESTABILIDAD

Se ha comprobado que dado un tiempo sobre el que se considera la media espectral ( $t_{avg}$ ), para un espacio de tiempo de medida mucho menor que el tiempo de coherencia, el comportamiento se puede considerar estacionario, como se muestra en la Fig. 23. Asimismo, se ha comprobado que dado un espacio de tiempo de medida los resultados obtenidos son similares independientemente del tiempo  $t_{avg}$ , como se muestra en la Fig. 24.

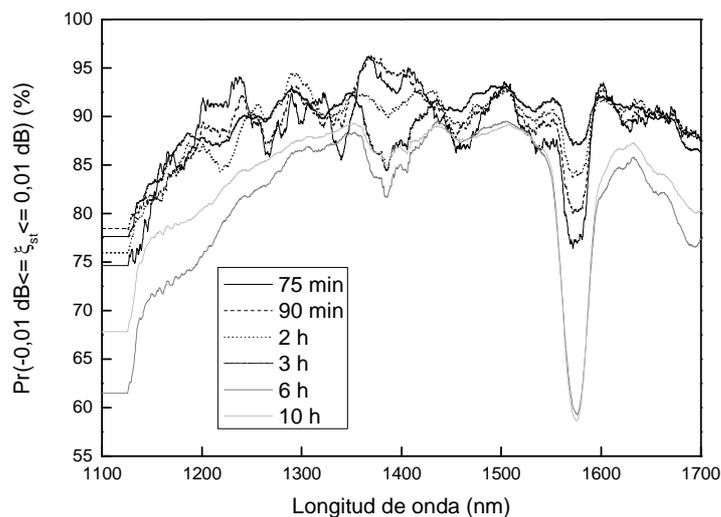


Fig. 23. Efecto del espacio de tiempo de medida en los resultados de probabilidad.  $t_{avg} = 60$  min.

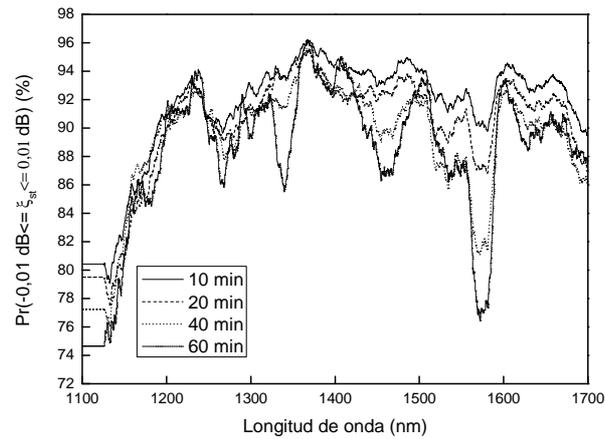


Fig. 24. Efecto de  $t_{avg}$  en los resultados de probabilidad. Tiempo de medida= 75 min.

Adicionalmente, se ha estudiado la dependencia de los resultados de probabilidad con los parámetros de medida del OSA de sensibilidad (SENS) y ancho de banda de resolución (RES).

Comparando las probabilidades para las capturas A y B en la Fig. 22 y C en la Fig. 21, y para las capturas H e I en la Fig. 22, se obtiene probabilidad similar para SENS igual a HIGH1, HIGH2 y HIGH3 (la ligera diferencia se atribuye a la diferencia en el fondo de ruido para cada modo, ver Fig. 14) mientras que para MID hay un cambio significativo (-30%). Esto se atribuye a que para MID la forma de medir la amplitud es diferente y mucho menos precisa.

Comparando los resultados para las capturas C (seleccionando el rango 1400-1450 nm) de  $\pm 0.01$  dB  $\sim 90\%$  y D de  $\pm 0.02$  dB  $\sim 90\%$ , o capturas C (seleccionando el rango 1600-1650 nm) de  $\pm 0.01$  dB  $\sim 90\%$  y H, I de  $\pm 0.02$  dB  $\sim 90\%$ , para peor RES probabilidad más baja. Esto es lógico porque para peor RES el OSA integra la potencia espectral en un ancho de banda mayor, mayor promediado, menos precisión. El valor de RES a establecer vendrá determinado por la aplicación.

### IV.3. CONCLUSIONES

Hemos analizado la estabilidad espectral de una fuente SC Santec UWS-1000 experimentalmente mediante un método de caracterización estadística. Se observa que esta caracterización requiere decorrelación de las componentes de fluctuación a largo y corto plazo. Los efectos ambientales a largo plazo se eliminan de la especificación ya que se pueden corregir mediante calibración en las aplicaciones SC actuales. La caracterización estadística a corto plazo aplica dentro del tiempo/ancho de banda de coherencia. Una vez eliminado el comportamiento a largo plazo, la fuente SC comercial con estabilidad espectral  $\pm 0.03$  dB exhibe una estabilidad a corto plazo de  $\pm 0.03$  dB con probabilidad 99.9%, y  $\pm 0.01$  dB con probabilidad 89.36% en el rango de longitud de onda 1100-1700 nm. La fluctuación espectral se puede aproximar bien mediante una PDF Gaussiana (en áreas espectrales lejos de la longitud de onda de bombeo y bordes del espectro).

## V. CONCLUSIONES Y LÍNEAS ABIERTAS

Se ha presentado el estado del arte de técnicas ADC fotónicas y se han identificado aplicaciones en Telecomunicaciones. Estas técnicas mejoran las prestaciones de ADC electrónicos y en particular la técnica basada en ensanchamiento en el tiempo presenta ventajas clave sobre las demás. Se ha analizado esta técnica centrándose en una especificación clave, la estabilidad espectral de la fuente óptica, y se ha realizado un experimento en laboratorio que ha demostrado su principio de funcionamiento. Para el experimento, se ha implementado una fuente SC basada en láser pulsado (con selección de pulsos) y fibra, una vez evaluada su utilidad en simulación. El modelo de simulación que se ha desarrollado, se ha validado a partir de medidas experimentales y ha mostrado que una arquitectura de fuente SC basada en un láser de femtosegundos comercial, fibra HNLF comercial convencional y un posible filtro multicanal comercial, es adecuada para un TS-PADC en desarrollo. Al mismo tiempo, los resultados de simulación han permitido estudiar el efecto de algunos parámetros en el SC, mostrando que los pedestales y/o chirp en los pulsos del láser tienen un impacto significativo. Además, se ha demostrado un nuevo método estadístico para caracterizar la estabilidad espectral de fuentes SC que al decorrelar la componente de fluctuación a largo plazo da una especificación más consistente con las aplicaciones de estas fuentes.

Una correcta caracterización de estabilidad espectral permite estimar si es necesario utilizar técnicas de estabilización, como las que hemos identificado, y validar la funcionalidad de éstas. Un siguiente objetivo siguiendo la línea de fuentes SC es el estudio de técnicas de estabilización ya que hay aplicaciones, como los TS-PADC de alta resolución ( $>8$  ENOB), que requieren una especificación muy restrictiva de estabilidad, más allá de la que poseen fuentes SC comerciales. También interesa el estudio de técnicas de conformación y control de SC y el uso de fuentes SC en otras aplicaciones de Telecomunicación tales como UWB.

## PUBLICACIONES GENERADAS

A continuación se listan las publicaciones relacionadas con la tesina, incluidas al final de este documento excepto las publicaciones [1] [4] [5] que tienen carácter confidencial.

- [1] M. A. Piqueras, "Estado del Arte de la Conversión ADC Fotónica," Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D1.3 (DASDE000100100003RW00), Diciembre 2006.
- [2] Roberto Llorente, Joaquín Pérez, Marta Beltrán, and Javier Martí, "Convertidores Analógico-Digital Fotónicos: Tecnología y Aplicaciones en Telecomunicación," Telecom I+D 2007, Sesión de Pósters, Oct. 2007.
- [3] J. Pérez, M. Beltrán et al, "Performance Evaluation of the Parallel Mach-Zehnder Differential Linearization Architecture", E-photon one Summer school 2007.
- [4] A. Zafra, J. Puche, V. Perales, C. Vernich, J. Pérez, M. Beltrán, J. L. Torralba, "Arquitectura y Especificaciones del ADC Fotónico," Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D2.1 (DASDE000100100004ES00), Junio 2007.
- [5] M. Beltrán, J. Puche, "Especificaciones de la Fuente Láser Supercontinuum," Proyecto FREDIT (PROFIT 2006 FIT-330100-2006-95), Entregable D2.2 (DASDE000100100005ES00), Junio 2007.
- [6] Llorente, R.; Beltran, M.; Perez, J.; Noboru Uehara; Md. Saad Khan; Marti, J., "Long-term and Short-term Spectral Stability Characterization of Supercontinuum Laser Sources," *Lasers & Electro-Optics Society, IEEE*, pp.685-686, Oct. 2006.

## **AGRADECIMIENTOS**

Este trabajo ha sido realizado en el marco de los siguientes proyectos:

Proyecto europeo UROOF (FP6 IST-033615). En UROOF se estudia la coexistencia y distribución en fibra óptica de señales UWB.

Proyecto FREDIT (FIT-330100-2006-95) de la convocatoria PROFIT 2006. En FREDIT se estudia un procesador fotónico para receptor digital.

**BIBLIOGRAFÍA**

- [1] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, pp. 539–550, Apr. 1999.
- [2] Y. Han and B. Jalali, "Photonic time-stretched analog-to-digital converter: Fundamental concepts and practical considerations," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21 no.12, pp. 3085-3103, Dec. 2003.
- [3] Agilent DSO81204B 80000B Series Infiniium High Performance Oscilloscope DATASHEET.
- [4] Federal Communications Commission, FCC. Report and Order 03- 324, Feb. 2004.
- [5] M. G. Di Benedetto et al., *UWB communication systems—a comprehensive overview*. EURASIP Book Series on SP&C, vol. 5, 2006.
- [6] ATMEL, 10-bit 2.2Gsps AT84AS008 DATASHEET.
- [7] G. C. Valley, J. P. Hurrell, and G. A. Sefler, "Photonic analog-to-digital converters: fundamental and practical limits," *Proc. SPIE* 5618, 96-106 (2004).
- [8] B. L. Shoop. *Photonic Analog-to-Digital Conversion*. Springer, 2001.
- [9] J.N. Mait, et al., "Design of diffractive elements for photonic processors", Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 1996. Volume 1, 3-6 Nov. 1996.
- [10] A.S. Bhushan, P. Kelkar and B. Jalali, "30 Gsample/s time-stretch analogue-to-digital converter," *Electron. Lett.* 36, 1526-1527, Aug. 2000.
- [11] A.S. Bhushan, P. V. Kelkar, B. Jalali, O. Boyraz, and M. Islam, "130-GSa/s photonic Analog-to-digital converter with time stretch preprocessor," *IEEE Photonic Technol. Lett.* 14, 684-686, (2002).
- [12] Y. Han, O. Boyraz, and B. Jalali, "Real-time A/D conversion at 480 GSample/s using the phase diversity photonic time-stretch system," *Proc. Microwave Photonics 2004*, 186-189 (2004).
- [13] Y. Han, O. Boyraz, and B. Jalali, "Ultra-wideband signal detection using photonic signal preprocessing," 2005 Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, pp. 157–158, 25-27 July 2005.
- [14] J. Chou, et al., "Femtosecond real-time single-shot digitizer," American Physical Society, Mar. 2006.
- [15] W. R. Babbitt, M. A. Neifeld, and K. D. Merkel, "Broadband Analog to Digital Conversion with Spatial-Spectral Holography," *J. Lumin.* 127, 152-157, (2007).
- [16] K. Ioakeimidi, et al., "Photoelectronic analog-to-digital conversion: Sampling and quantizing at 100 GS/s," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 336–342, Jan. 2005.
- [17] E. W. Jacobs, et al., "Optically clocked track-and-hold for high-speed high-resolution analog-to-digital conversion," *Microwave Photonics 2004*, pp. 190-192, 4-6 Oct. 2004.
- [18] K. Ma, R. Urata, D. A. B. Miller and J. S. Harris, Jr., "Low-temperature growth of GaAs on Si used for ultrafast photoconductive switches," *IEEE J. Quantum Electron.* vol. 40, 800-804, 2004.
- [19] T.R. Clark; J.U. Kang; R.D Esman, "Performance of a time- and wavelength-interleaved photonic sampler for analog-digital conversion" *Photonics Tech. Letters*, vol. 11 no.9, pp. 1168–1170, Sept. 1999.
- [20] P. W. Juodawlkis, J. C. Twichell, G. E. Betts, et al., "Optically sampled analog-to-digital converters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49 no. 10, pp. 1840-1853, Oct. 2001.
- [21] R.C. Williamson, et al., "Precision calibration of an optically sampled analog-to-digital converter," IEEE LEOS Summer Topical Meeting on Photonic Time/Frequency Measurement and Control, 22-23 (2003).

- [22] J. Stigwall and S. Galt, "Analysis of the resolution-bandwidth-noise trade-off in wavelength-based photonic analog-to-digital converters," *Appl. Opt.* 45, 4310-4318 (2006).
- [23] H. Zmuda, et al., "Wavelength-based analog-to-digital conversion," *Proc. SPIE* 4547, 134-145 (2002).
- [24] M. Johansson, B. Lofving, S. Hard, et al., "Study of an ultrafast analog-to-digital conversion scheme based on diffractive optics," *Appl. Opt.* 39, 2881-2887 (2000).
- [25] H. F. Taylor, "An optical analog-to-digital converter – design and analysis," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 15 no. 4, pp. 210-216, Apr. 1979.
- [26] G. C. Valley, "Photonic analog-to-digital converters," *Opt. Express* 15, 1955-1982 (2007).
- [27] B.L. Shoop and J.W. Goodman, "Optical oversampled analog-to-digital conversion," *Applied Optics*, vol. 31, no. 6, pp. 5654-5660, Sept. 1992.
- [28] S. Jaganathan, et al., "An 18-GHz continuous time  $\Sigma$ - $\Delta$  analog-digital converter implemented in InP-transferred substrate HBT technology," *IEEE J. Solid-State Circuits* 36, 1343-1350 (2001).
- [29] Y. Han and B. Jalali, "Continuous-time time-stretched analog-to-digital converter array implemented using virtual time gating," *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers*, vol. 52 no. 8, pp. 1502-1507, Aug. 2005.
- [30] J. Azaña, M.A. Muriel, "Real-time optical spectrum analysis based on the time-space duality in chirped fiber gratings," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 36, iss. 5, pp. 517-526, May. 2000.
- [31] R.H. Walden, "Analog-to-digital converter technology comparison," in *IEEE GaAs IC Symp. Tech. Dig.*, Oct. 1994, pp. 217–219.
- [32] J.H. Reed, *Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*. Upper Saddle River, NJ: Pearson Education, Inc., 2002.
- [33] C. H. Cox, III, *Analog Optical Links*. Cambridge University Press, Cambridge UK (2004).
- [34] J. Pérez, M. Beltrán et al., "Performance Evaluation of the Parallel Mach-Zehnder Differential Linearization Architecture", E-photon one Summer school 2007.
- [35] A. Joshi, X. Wang, D. Mohr, D. Becker, and C. Wree, "Balanced photoreceivers for analog and digital fiber optic communications" *Proc. of SPIE*, vol. 5814, Paper 5814-5, Orlando, March 28-April 01, 2005.
- [36] Longhi, S. "Amplitude noise suppression in high-repetition-rate pulse train generation from a frequency-modulated Er-Yb laser." *Applied Physics. B, Lasers and Optics* 69.5-6 (1999):487-490.
- [37] Schibli T.R. "Control of Q-switched mode locking by active feedback." *Opt. Letters* 26.3(2001):148-150.
- [38] Grawert, F.J. "Automatic feedback control of an Er-doped fiber laser with an intracavity loss modulator." *Optics Letters* 30.9 (2005):1066-1068.
- [39] Oksenhendler, T. "Femtosecond laser pulse energy self-stabilization." *Applied Physics. B, Lasers and Optics* 79.8 (2004):933-935.
- [40] Huntington, E.H. "Feedback control of the intensity noise of injection locked lasers." *Optics Communications* 145.1-6 (1998):359-366.
- [41] Nuss, M.C. "Amplitude noise-reduction of 50 dB in colliding-pulse mode-locking dye lasers." *Optics Letters* 15.18 (1990):1026-1028.
- [42] Kim, Y.J. "Pulse stabilisation in harmonically FM modelocked erbium fibre ring laser with DFBLD." *Electronics Letters* 41.15 (2005):837-838.

- [43] Peter, D.S. "Passive stabilization of a synchronously pumped mode-locked dye laser with the use of a modified outcoupling mirror." *Optics Letters* 16.6 (1991):405-407.
- [44] Möllmann, K. "Passive stabilization of a synchronously mode-locked NaCl color-center laser by coherent photon seeding." *Optics Letters* 19.7 (1994):490-492.
- [45] Cerný, P. "Passive stabilization of a passively mode-locked laser by nonlinear absorption in indium phosphide." *Optics Letters* 29.12 (2004):1387-1389.
- [46] S. Taccheo, K. Ennsner, "Investigation of amplitude noise and timing jitter of supercontinuum spectrum-sliced pulses," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, iss. 8, pp. 1100-1102, Aug. 2002.
- [47] J. Zhao, L. Chen, C. Chan, C. Lin, "Performance sensitivity to system parameters in multiwavelength super-continuum," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 41, iss. 5, pp. 709-716, May. 2005.
- [48] Cundiff, S. T., Knox, W.H., and Nuss, M.C.: 'Active feed-forward channel equalisation for chirped pulse wavelength division multiplexing', *Electron. Lett.*, 1997, 33, (1), pp. 10-11.
- [49] P. C. Chou, H. A. Haus, and J. F. Brennan III, "Reconfigurable time-domain spectral shaping of an optical pulse stretched by a fiber Bragg grating," *Opt. Lett.* 25, 524-526 (2000).
- [50] Weiguoy Y., Feng H., et al., "Real-time adaptive amplitude feedback in an AOM-based ultrafast optical pulse shaping system," *Photonics Technology Letters, IEEE* , vol.11, no.12, pp.1665-1667, Dec 1999.
- [51] A. M. Weiner, "Femtosecond optical pulse shaping and processing," *Progr. Quantum Electron.*, vol. 3, pp. 161-233, 1995.
- [52] Taccheo, S.; Boivin, L., "Investigation and design rules of supercontinuum sources for WDM applications," *OFC 2000*, vol.3, no., pp.2-4 vol.3, 2000.
- [53] T. Morioka, et al., "More than 100-wavelength-channel picosecond optical pulse generation from single laser source using supercontinuum in optical fibers", *Electron. Lett.* 29 862 (1993).
- [54] B. Schenkel, et al., "Adaptive pulse compression to 3.7 fs of a cascaded hollow fiber supercontinuum", *CLEO paper CFI3* (2003).
- [55] S. T. Cundiff and J. Ye, "Colloquium: Femtosecond optical frequency combs", *Reviews of Modern Phys.* 75 325 (2003).
- [56] P.L. Baldeck, R.R. Alfano, Intensity effects on the stimulated four photon spectra generated by picosecond pulses in optical fibers, *J. Lightwave Technol.* 5 (1987) 1712-1715.
- [57] K. Shi, P. Li, S. Yin, and Z. Liu, "Chromatic confocal microscopy using supercontinuum light, " *Optics Express* 12, 2096-2101(2004).
- [58] I. Hartl, et. al., "Ultrahigh-resolution optical coherence tomography using continuum generation in air-silica microstructure optical fiber", *Opt. Lett.* 26 608 (2001).
- [59] Md. S. Khan, et al., "Short-term spectral stability of super-continuum source using noise-like pulses generated from an EDF laser," *CLEO*, paper CMV5, 2005.
- [60] K. Yasunaka, Y. Ozeki, Y. Takushima and K. Kikuchi , "87-nm bandwidth noise-like pulse generation from Erbium-doped fiber laser," *CLEO/IQEC 2004 Tech. Dig.*, paper CThGG6 (2004).
- [61] Md. S. Khan, et al., "Broadband SC generation with excellent spectral stability from a highly-nonlinear fibre using an amplified noiselike-pulse train," *ECOC*, paper Mo3.5.5, 2005.
- [62] John G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill International Editions. Second edition, 1989.

## ANEXOS

### A. EVALUACIÓN DEL TIEMPO Y ANCHO DE BANDA DE COHERENCIA

Uno de los pasos en la caracterización estadística de la estabilidad espectral de una fuente SC consiste en el cálculo del tiempo de coherencia y del ancho de banda de coherencia de la fuente.

#### A.1. ANÁLISIS TEÓRICO

Para hallar el ancho de banda  $(\Delta\lambda)_c$  y el tiempo de coherencia  $(\Delta t)_c$  de la fuente se van aplicar las mismas técnicas utilizadas en los canales multicamino variantes con el tiempo [PRO89]. Se parte de la función de transferencia variante con el tiempo del canal  $C(f; t)$ , donde  $f$  es la variable frecuencia y  $t$  la variable tiempo. Bajo el supuesto de que el canal es estacionario en sentido amplio, se puede definir la función de autocorrelación de la siguiente manera:

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (1)$$

La función de autocorrelación también se puede definir como  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ , donde  $\Delta f = f_2 - f_1$ .  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  es la función de autocorrelación espaciada en el tiempo y espaciada en frecuencia del canal. En la práctica puede obtenerse transmitiendo un par de sinusoides separadas  $\Delta f$  y calculando la correlación cruzada de las dos señales recibidas separadamente con un retardo relativo de  $\Delta t$ .

Si se hace  $\Delta t = 0$ , entonces  $\phi_c(\Delta f; 0) = \phi_c(\Delta f)$  que es la función de autocorrelación en frecuencia, y da una medida de la frecuencia de coherencia del canal como muestra la Fig. 1(a).

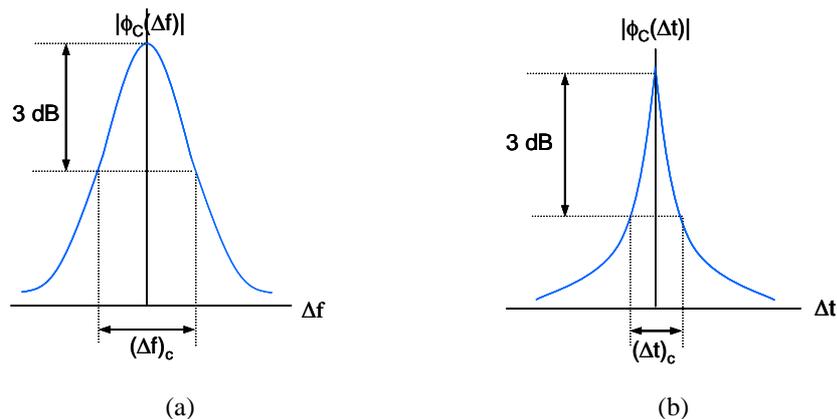


Fig. 1. (a) Ancho de banda de coherencia. (b) Tiempo de coherencia.

$(\Delta f)_c$  es el ancho de banda de coherencia del canal. Esto significa que dos sinusoides con una separación en frecuencia mayor que  $(\Delta f)_c$  son afectadas de forma diferente por el canal. Cuando una señal es transmitida a través del canal, si  $(\Delta f)_c$  es pequeño en comparación con el ancho de

banda de la señal transmitida, se dice que el canal es selectivo en frecuencia. En este caso la señal es seriamente distorsionada por el canal. En cambio, si  $(\Delta f)_c$  es grande en comparación con el ancho de banda de la señal transmitida, se dice que el canal es no selectivo en frecuencia.

Las variaciones con el tiempo del canal pueden observarse en la Fig. 1(b), obtenida al hacer  $\Delta f = 0$ , entonces  $\phi_c(0; \Delta t) = \phi_c(\Delta t)$  que es la función de autocorrelación en tiempo, y proporciona una medida del tiempo de coherencia del canal.

## A.2. PROCESADO DE LAS MEDIDAS

Para calcular el ancho de banda y el tiempo de coherencia de la fuente se parte de un conjunto de trazas significativo de la PSD de la fuente en función de la longitud de onda y del tiempo,  $PSD(\lambda; t)$ . Se obtienen  $M$  trazas en un margen de tiempo  $[tini, tfin]$ , siendo la resolución temporal igual al tiempo entre trazas  $\Delta t$ . Las trazas se obtienen en un margen de longitud de onda  $[\lambda ini, \lambda fin]$ . Cada traza tiene un número de muestras  $N$ , siendo la resolución en longitud de onda  $\Delta \lambda = (\lambda fin - \lambda ini) / (N - 1)$ . Debe elegirse  $N$  teniendo en cuenta:

- Por una parte, debe ser suficientemente elevado para que la resolución en longitud de onda sea buena, ya que de ello depende la exactitud en la determinación de  $(\Delta f)_c$ .
- Por otra parte, no puede ser demasiado elevado porque el tiempo de medida del OSA a mayor número de muestras aumenta y se pierde resolución temporal, y por tanto, la resolución del tiempo de coherencia sería peor.

Se construye la matriz  $PSD(\lambda; t)$  con la estructura mostrada en la Fig. 3(a). Cada fila corresponde a una de las trazas de la PSD capturadas. La PSD en unidades logarítmicas se pasa a unidades lineales. A continuación se calcula la matriz de autocorrelación de  $PSD(\lambda; t)$  (función *xcorr2* de MATLAB) cuya estructura se muestra en la Fig. 3(b).

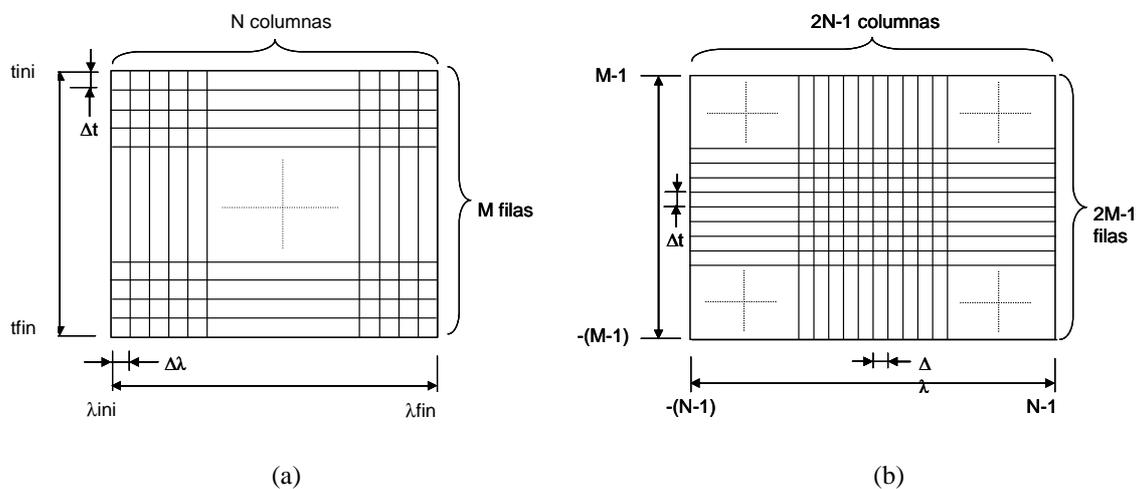


Fig. 3. (a) Estructura de la matriz de las trazas de PSD. (b) Estructura de la matriz de autocorrelación de la matriz (a).

La autocorrelación de la matriz de la PSD de la fuente es  $\varphi_p(\Delta\lambda; \Delta t)$ . Si se hace  $\Delta t = 0$ , entonces  $\varphi_p(\Delta\lambda; 0) = \phi_p(\Delta\lambda)$  (fila  $M$  de la matriz de autocorrelación) cuya caída a 3 dB (en lineal equivale a caída a mitad de máximo) da un valor del ancho de banda de coherencia. Igualmente, si se hace  $\Delta\lambda = 0$ , entonces  $\varphi_p(0; \Delta t) = \phi_p(\Delta t)$  (columna  $N$  de la matriz de autocorrelación) cuya caída a 3 dB da un valor del tiempo de coherencia.

El eje de longitud de onda es  $[-\lambda_{range}, \lambda_{range}]$  con  $2N-1$  puntos donde  $\lambda_{range} = \lambda_{fin} - \lambda_{ini}$ , mientras que el eje de tiempo es  $[-trange, trange]$  con  $2M-1$  puntos donde  $trange = (M-1)\Delta t$ .

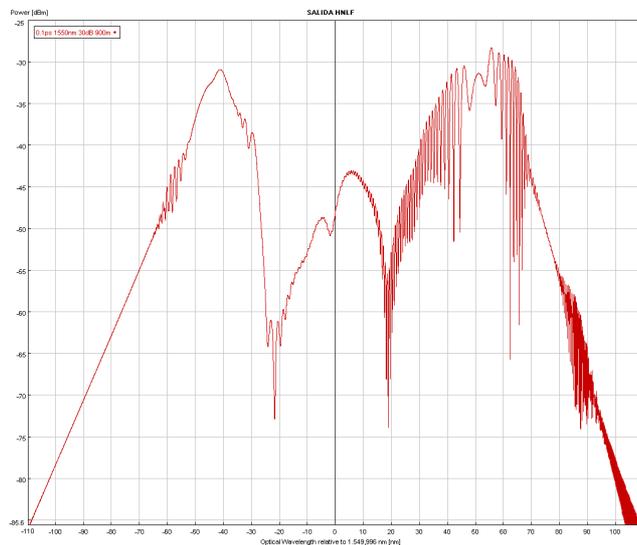
Señalar que la matriz de autocorrelación calculada no está normalizada.

## B. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DE FUENTE SC A PARTIR DE LÁSER DE FEMTOSEGUNDOS VARIANDO LONGITUD DE ONDA, ANCHO DE PULSO, POTENCIA DE PICO Y LONGITUD

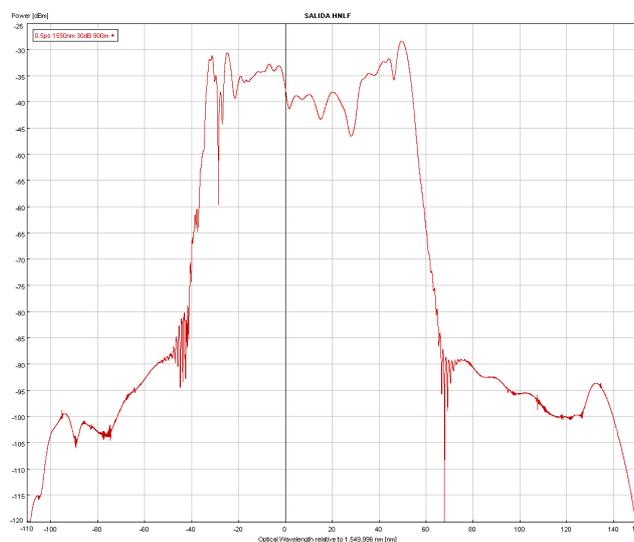
Bajo cada figura se indica  $T_{FWHM}$ ,  $\lambda_c$ , atenuación respecto a la  $P_{pk}$  máxima ( $P_{pk}$  exacta),  $L_{SC}$ , respectivamente. El nivel de potencia espectral correcto para PRF= 50 MHz es el mostrado en las figuras menos 28 dB. Para pasar a PSD(dBm/nm) tener en cuenta un ancho de banda de resolución de 0.010017 nm. Se comenta posible filtrado mediante filtro de 5 nm y mediante un módulo Mux/Demux C-CWDM del fabricante Santec (8 canales de 13 nm en distintas longitudes de onda).

Para  $T_{FWHM}$  variable, se clasifican 4 casos:

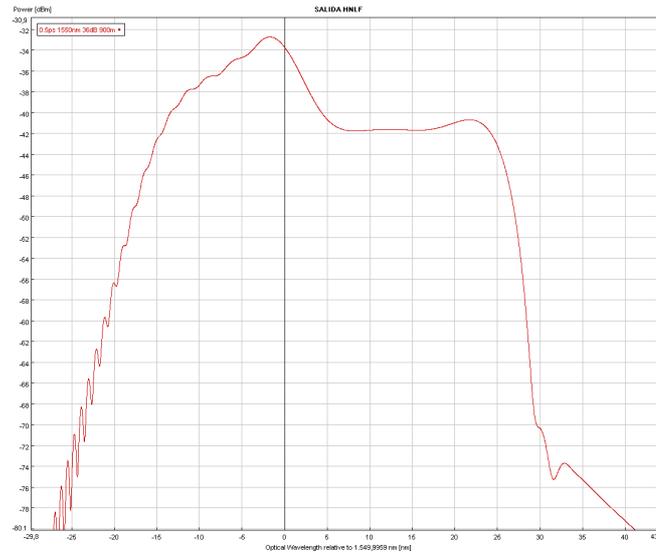
1)  $\lambda_c = 1550$  nm,  $P_{pk} =$  variable,  $L_{SC} = 900$  m



0.1 ps, 1550 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 22$  W), 900 m



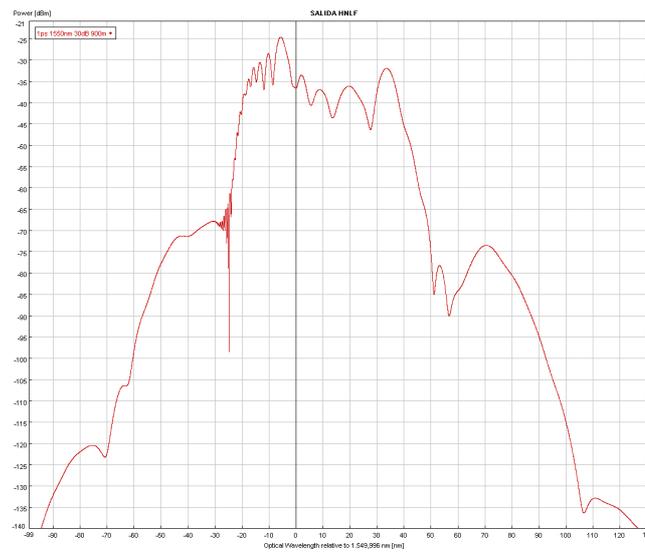
0.5 ps, 1550 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 4.41$  W), 900 m



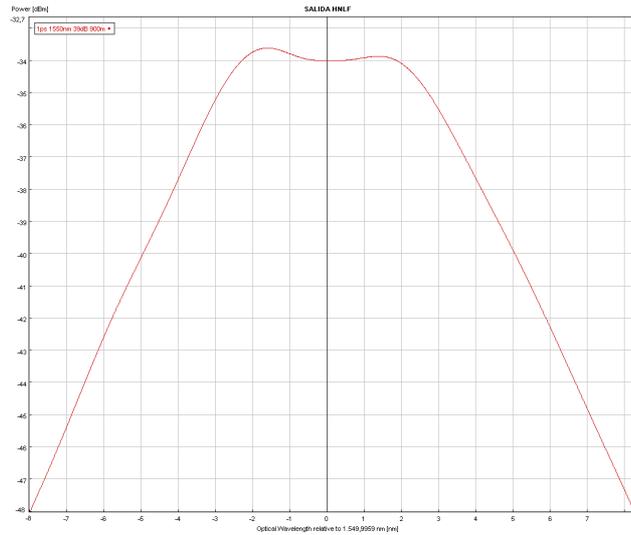
0.5 ps, 1550 nm, 36 dB ( $P_{pk}= 1.11$  W), 900 m

Ancho 18 nm con planitud 1 dB centrado en 1564.5 nm

2 canales de 5 nm muy planos



1 ps, 1550 nm, 30 dB ( $P_{pk}= 2.2$  W), 900 m



1 ps, 1550 nm, 39 dB ( $P_{pk}= 227$  mW), 900 m

1 canal de 5 nm muy plano

SC similar con 0.3ps 1550nm 35dB 100m, en este caso ancho de 25nm con planitud 0.6dB  $\rightarrow$  1 canal con Santec C-CWDM en 1551 nm

2)  $\lambda_c= 1550$  nm,  $P_{pk}=$  variable,  $L_{SC}=$  variable



0.1 ps, 1550 nm, 31 dB ( $P_{pk}= 17.48$  W), 15 m

3 canales con Santec C-CWDM (1 canal muy plano en 1571 nm)

2 canales de 5 nm muy planos

Misma forma de SC con menos ancho de banda mejor planitud total desplazado en longitud de onda, para atenuación mayor y longitud de fibra mayor:

40 dB, 100 m, 30 nm

35 dB, 35 m, 50 nm

31 dB, 15 m, 90 nm

29 dB, 10 m

27 dB, 6 m

Hay un límite de parámetros para el que se cumple el comportamiento anterior.

Para el caso mostrado variando longitud de onda y reajustando la longitud de fibra: ver caso 4.



0.5 ps, 1550 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 4.41$  W), 40 m

1 canal con Santec C-CWDM en 1551 nm (unos 18 nm con planitud < 1 dB)

1 canal de 5 nm muy plano

Unos 8.7 nm con planitud < 0.5 dB para **1 ps** 1550 nm 35 dB 270 m;

Unos 10 nm con planitud < 0.7 dB para **1 ps** 1550 nm 30 dB 80 m;

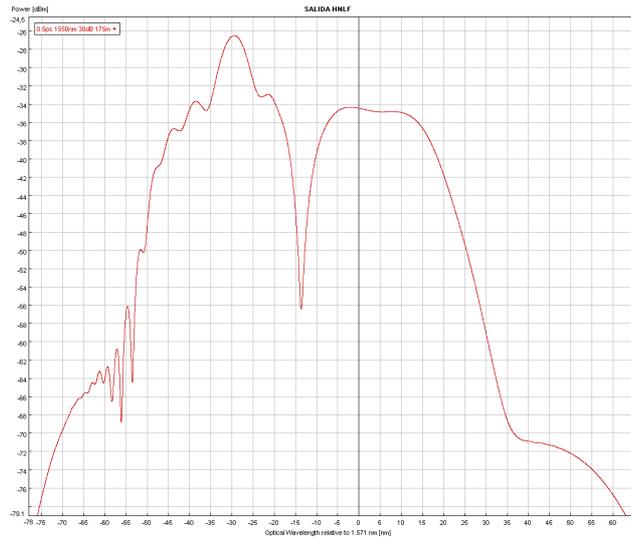
Unos 28.5 nm con planitud < 0.7 dB para **0.3ps** 1550nm 30dB 25m

Misma forma de SC con menos ancho de banda mejor planitud total desplazado en longitud de onda, para longitud de onda menor y longitud de fibra mayor:

1550nm, 40 m, 18 nm

1555nm, 39 m, 19 nm

1565nm, 37 m, 21 nm



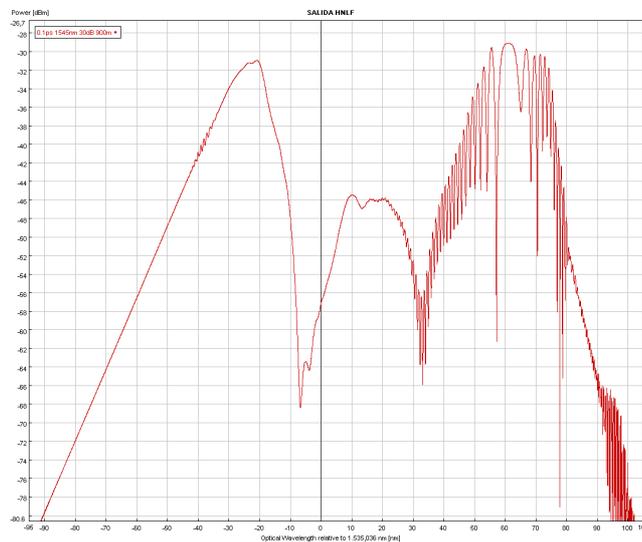
0.5 ps, 1550 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 4.41$  W), 175 m

1 canal con Santec C-CWDM en 1571 nm

1 canal de 5 nm muy plano

SC similar con 0.3ps 1550nm 30dB 75m

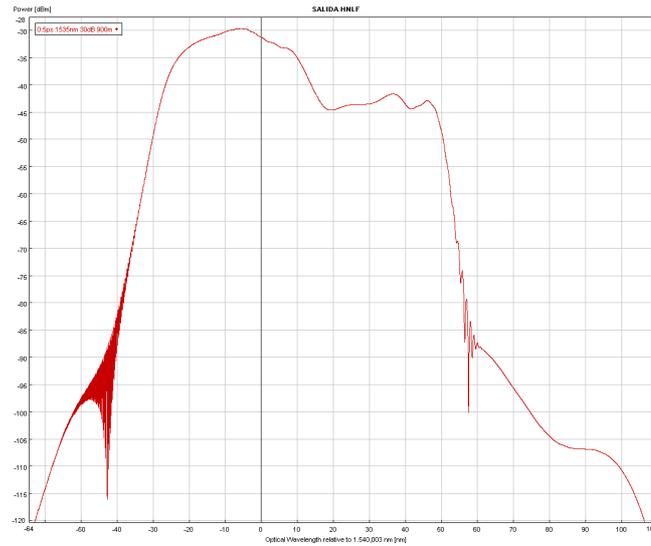
3)  $\lambda_c = \text{variable}$ ,  $P_{pk} = \text{variable}$ ,  $L_{SC} = 900$  m



0.1 ps, 1545 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 22$  W), 900 m

1 canal con Santec C-CWDM en 1551 nm

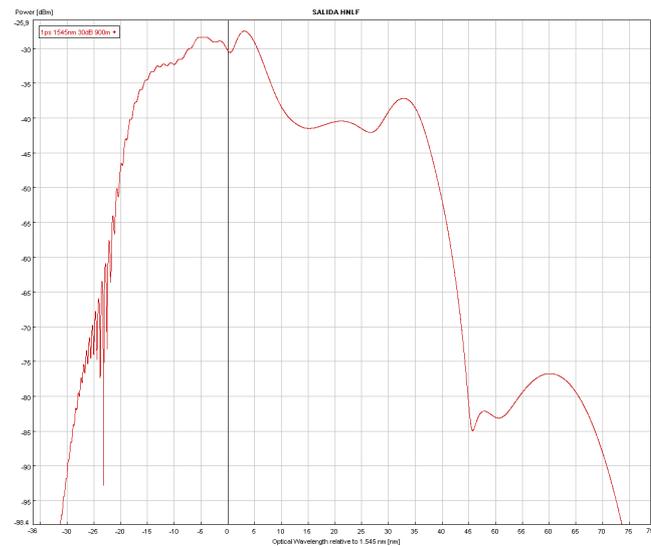
1 canal de 5 nm muy plano



0.5 ps, 1535 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 4.41$  W), 900 m

3 canales con SanteC C-CWDM (2 canales más planos en 1531 nm y 1571 nm)

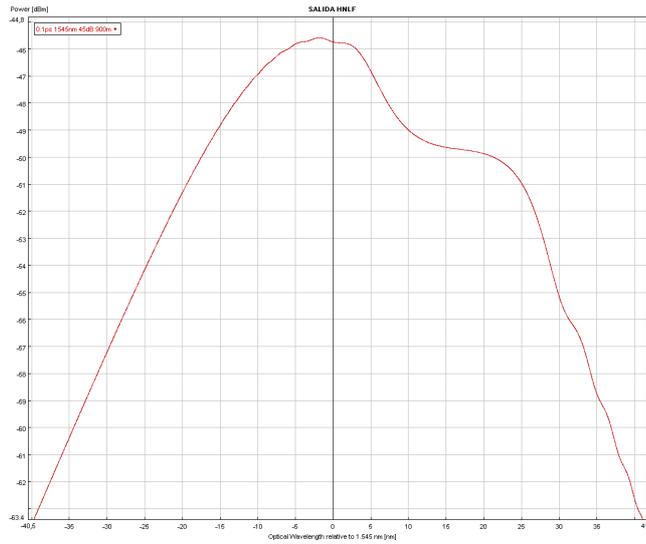
2 canales de 5 nm muy planos



1 ps, 1545 nm, 30 dB ( $P_{pk} = 2.2$  W), 900 m

SC similar al anterior pero con menos ancho de banda (55 nm vs. 80 nm)

SC similar al obtenido para 0.5ps 1550nm 36dB 900m pero con más ancho de banda (55 nm vs. 40 nm)



0.1 ps, 1545 nm, 45 dB ( $P_{pk}= 695.7$  mW), 900 m

$$P_{pk}= 695.7 \text{ mW}$$

SC similar al anterior con 40 nm

4)  $\lambda_c=$  variable,  $P_{pk}=$  variable,  $L_{SC}=$  variable



0.1 ps, 1560 nm, 31 dB ( $P_{pk}= 17.48$  W), 10 m

4 canales con Santec C-CWDM (2 canales muy planos en 1531 nm y 1571 nm)

2 canales de 5 nm muy planos

Al aumentar la longitud de onda, en general el ancho de banda aumenta y el rizado aumenta.

En este caso (0.1 ps) la forma del SC que se obtiene para longitud menor es similar a la de la zona central del SC correspondiente a 900 m.

Más observaciones:

Para  $P_{pk}$  más alta o  $L_{SC}$  más alta, mayor ancho de banda y en general mayor no uniformidad total.

El cambio de ancho de banda, planitud,  $L_{SC}$ , es mayor variando la atenuación para una longitud de onda dada que para una atenuación dada variando la longitud de onda.

Al aumentar  $T_{FWHM}$ , manteniendo la  $P_{pk}$ , el ancho de banda aumenta, el rizado aumenta.

Al aumentar  $T_{FWHM}$ , manteniendo la  $P_{av}$ , el ancho de banda disminuye, el rizado disminuye.

En simulación del SC con PSL, reducir  $L_{SC}$  manteniendo  $P_{pk}$ , equivale a mantener  $L_{SC}$  y reducir  $P_{pk}$  (en cuanto a ancho de banda y forma del SC); con FPL-M, al reducir  $L_{SC}$  manteniendo  $P_{pk}$ , el SC es más plano, además al reducir  $L_{SC}$  el ancho de banda del SC se mantiene para  $T_{FWHM}= 0.1$  ps mientras que se reduce para 0.5 ps.

## C. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DE FUENTE SC A PARTIR DE LÁSER DE FEMTOSEGUNDOS CON PEDESTALES Y/O CHIRP LINEAL

### C.1. SIMULACIÓN CON PEDESTALES

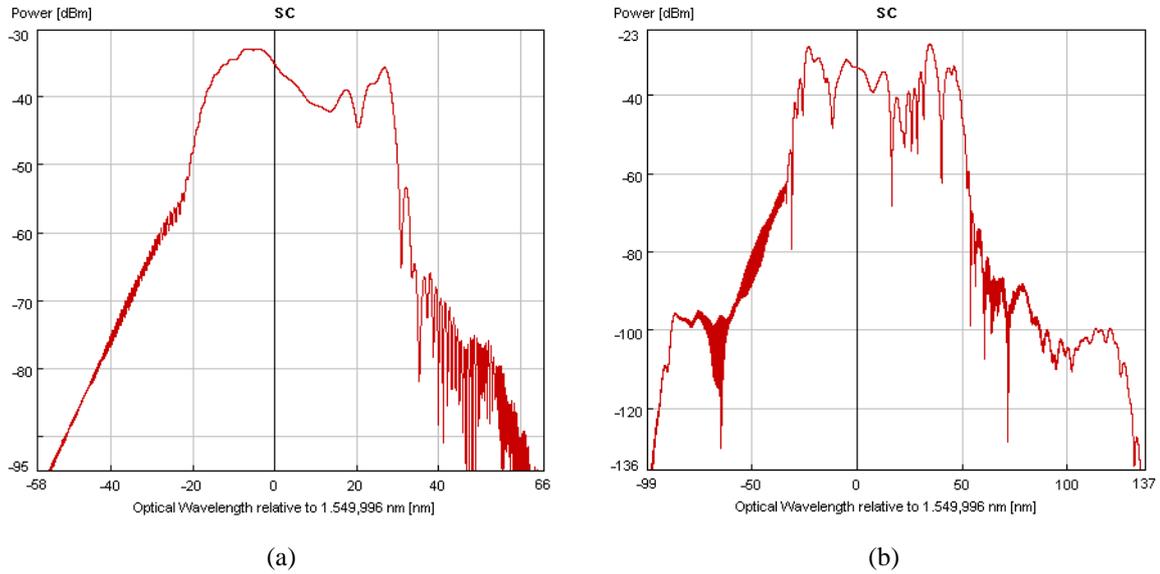


Fig. 1. SC sin pedestales. (a)  $P_{pk} = 4.4$  W. (b)  $P_{pk} = 13.9$  W.

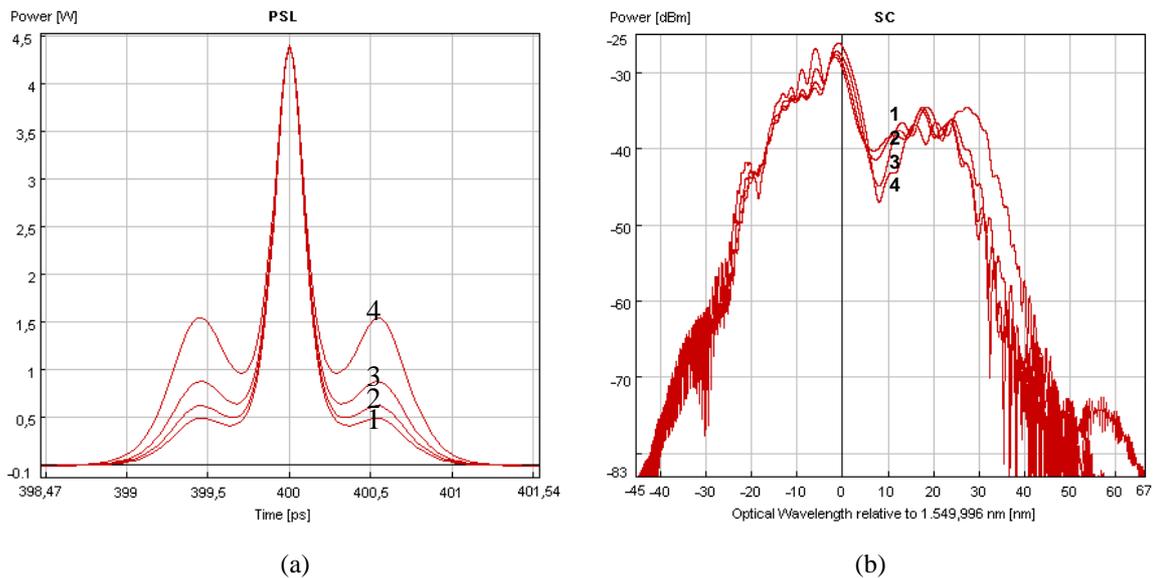


Fig. 2. (a) Pulsos láser ( $P_{pk} = 4.4$  W). (b) SC con pedestales. Posición 0.0007. Trazas 1, 2, 3, 4 se corresponden con factor 8, 6, 4, 2, respectivamente.

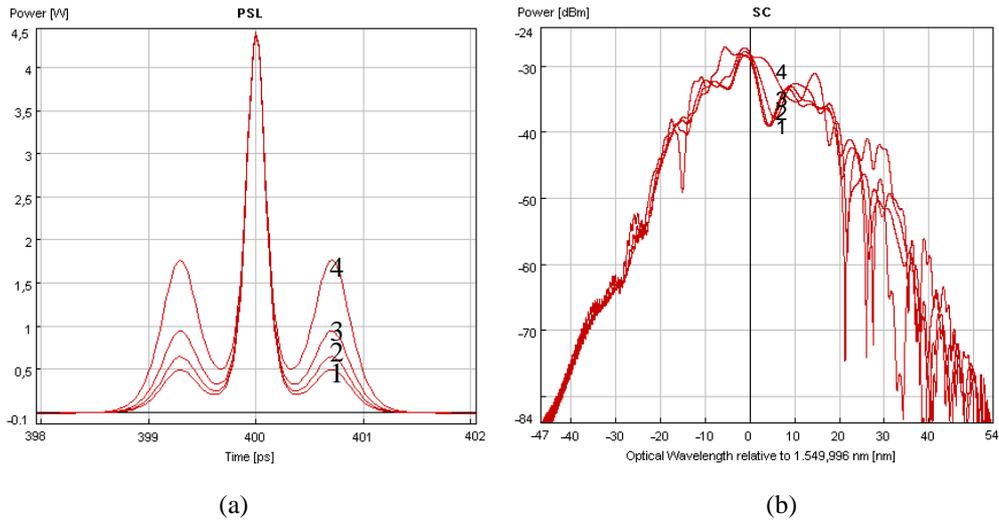


Fig. 3. (a) Pulsos láser ( $P_{pk}=4.4$  W). (b) SC con pedestales. Posición 0.0009. Trazas 1, 2, 3, 4 se corresponden con factor 8, 6, 4, 2, respectivamente.

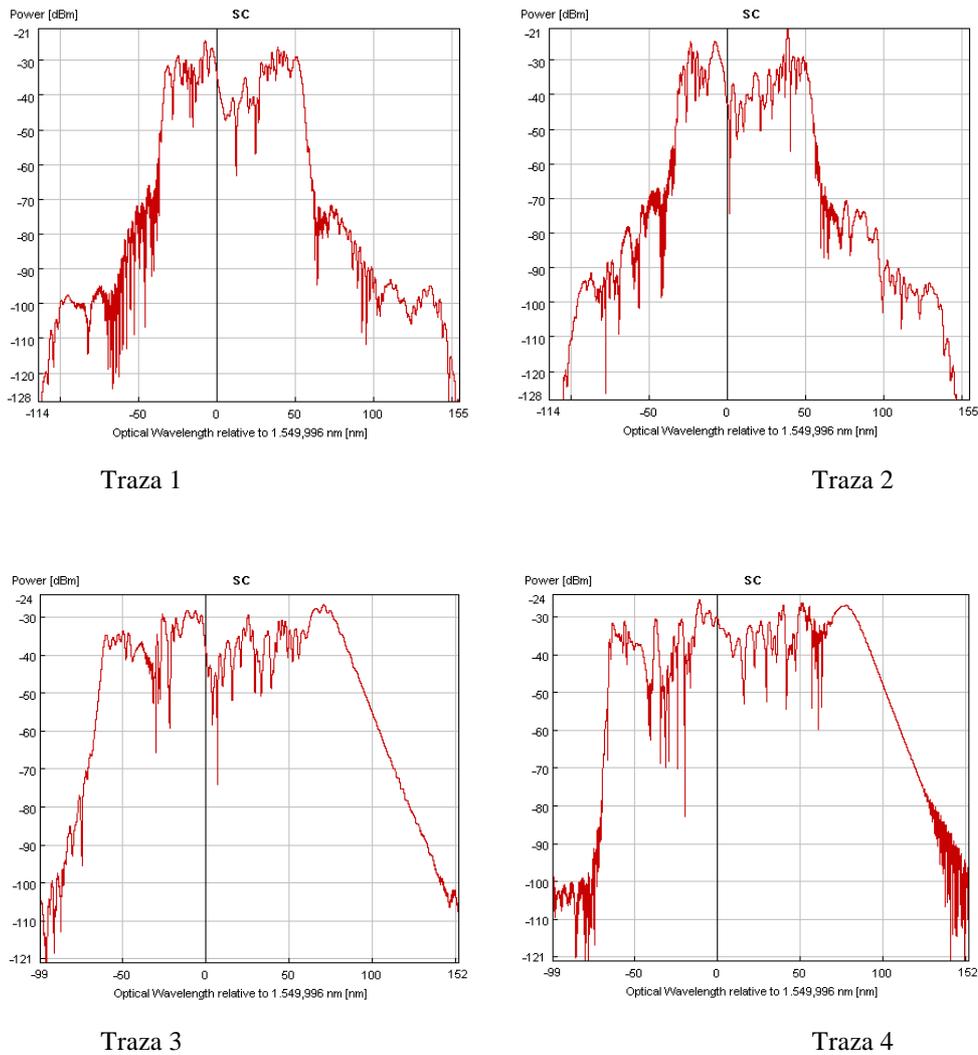


Fig. 4. SC con pedestales ( $P_{pk}=13.9$  W). Posición 0.0007. Trazas 1, 2, 3, 4 se corresponden con factor 8, 6, 4, 2, respectivamente.

C.2. SIMULACIÓN CON CHIRP

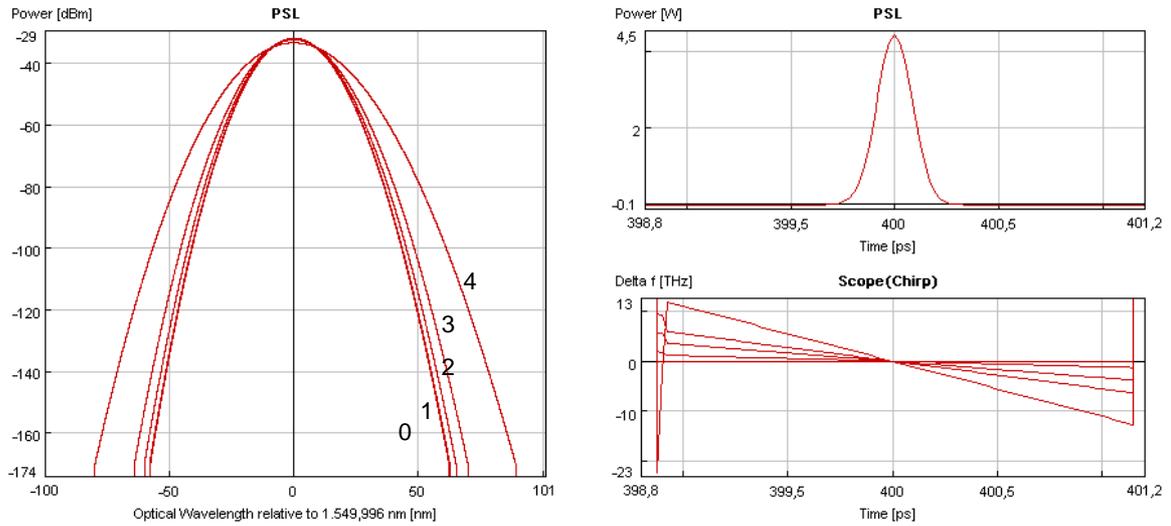


Fig. 5. Pulsos láser ( $P_{pk}= 4.4$  W). Trazas 0, 1, 2, 3, 4 se corresponden con C 0, 0.1, 0.3, 0.5, 1, respectivamente.

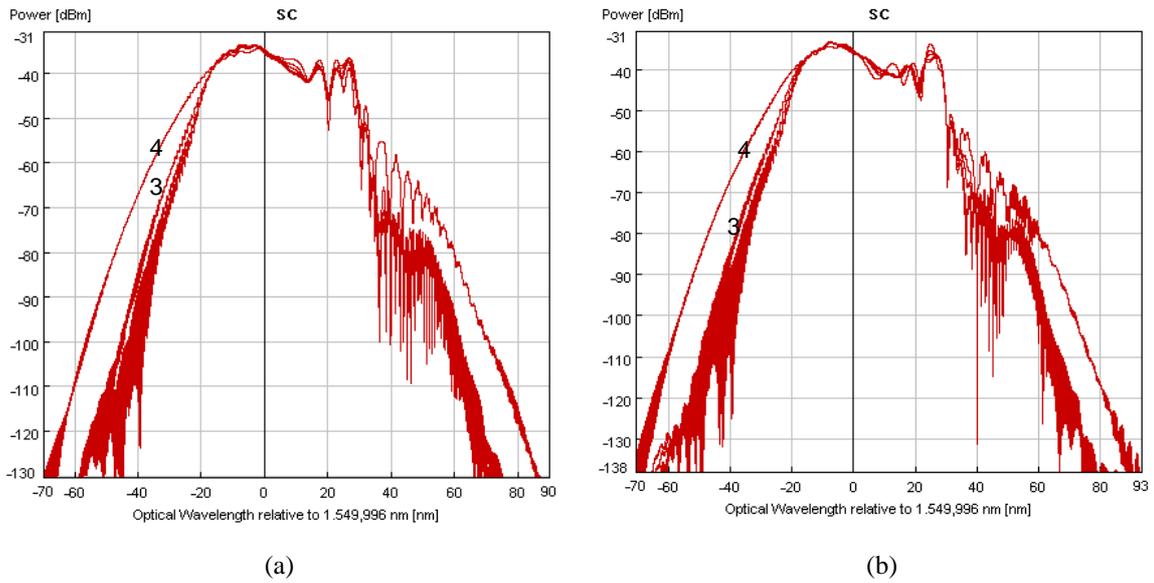
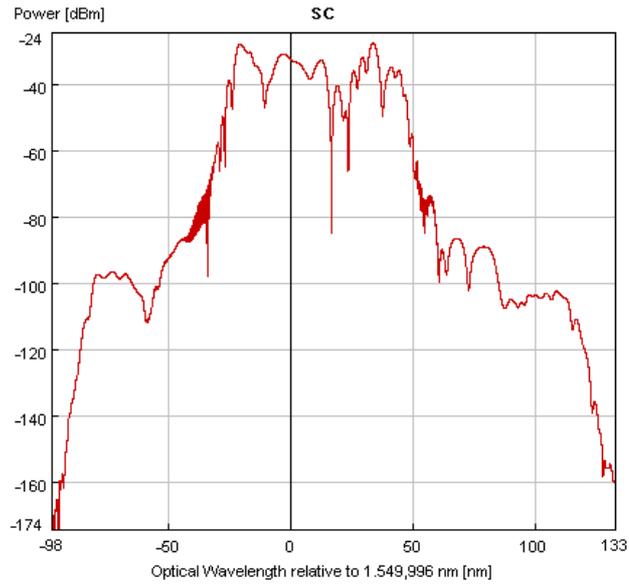
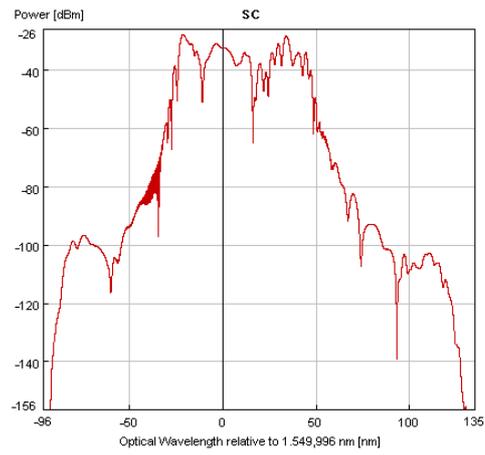
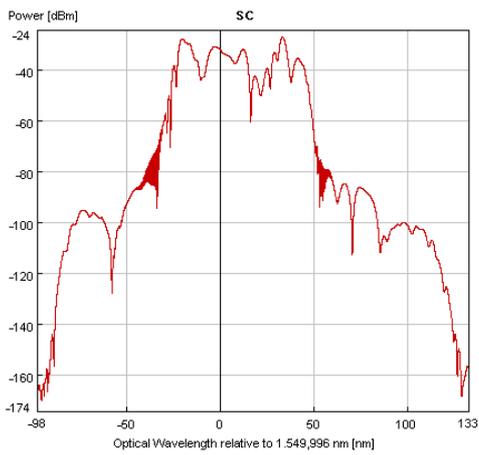


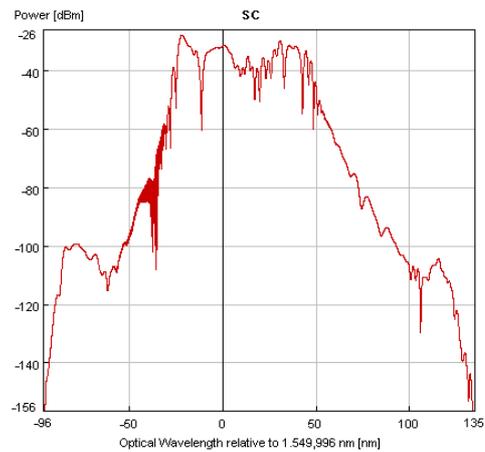
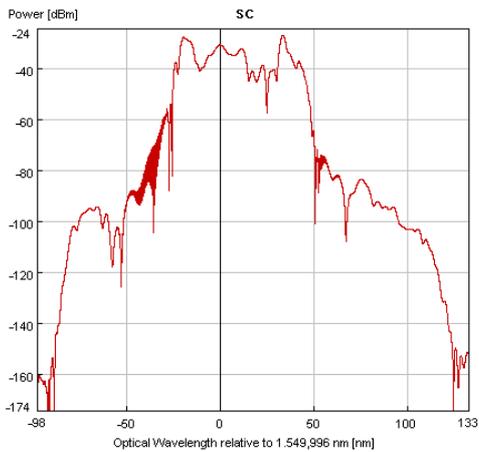
Fig.6. SC con chirp ( $P_{pk}= 4.4$  W). Pendiente chirp (a) negativa, (b) positiva. Trazas 0, 1, 2, 3, 4 se corresponden con C 0, 0.1, 0.3, 0.5, 1, respectivamente.



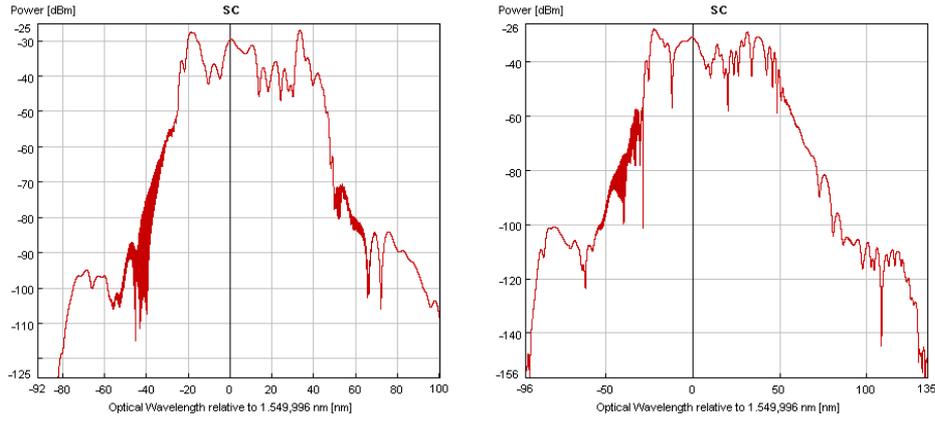
Traza 0



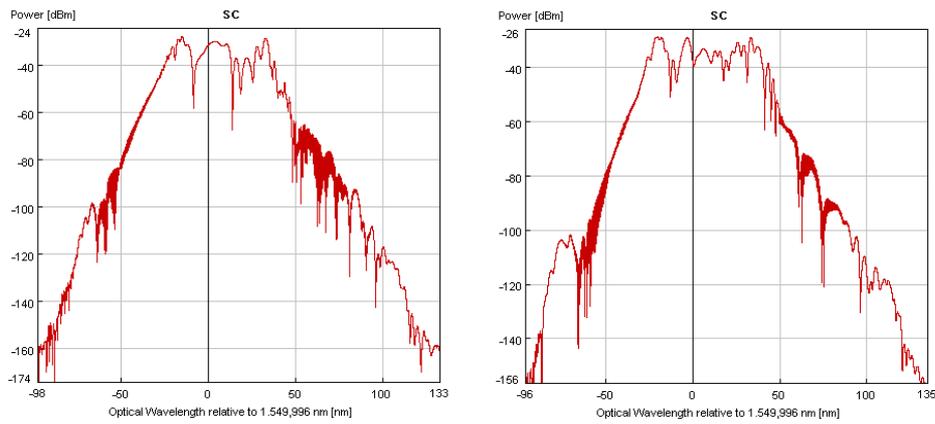
Traza 1



Traza 2



Traza 3



Traza 4

(a)

(b)

Fig.7. SC con chirp ( $P_{pk}= 13.9$  W). Pendiente chirp (a) negativa, (b) positiva. Trazas 0, 1, 2, 3, 4 se corresponden con C 0, 0.1, 0.3, 0.5, 1, respectivamente.

### C.3. SIMULACIÓN CON PEDESTALES Y CHIRP

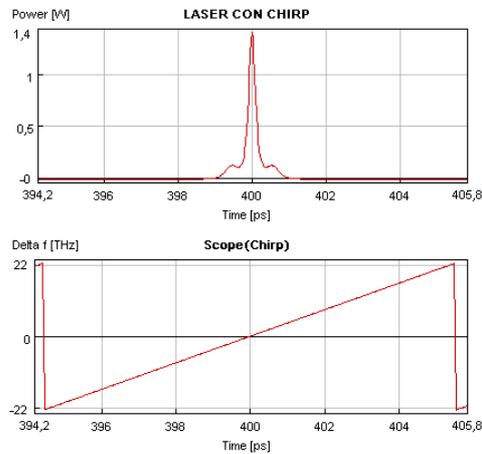
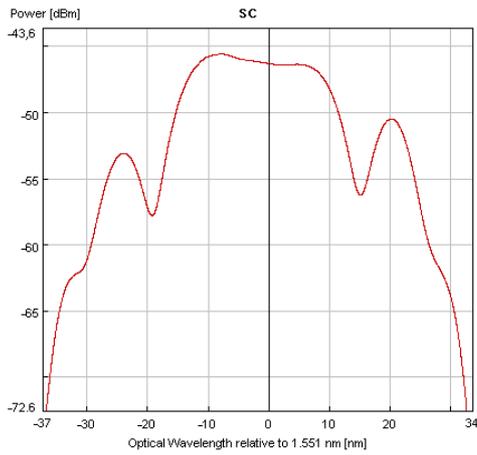
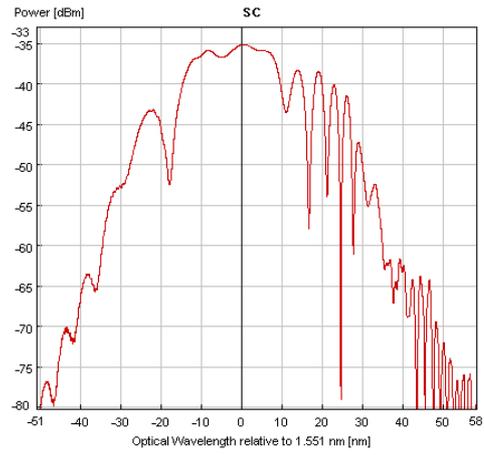


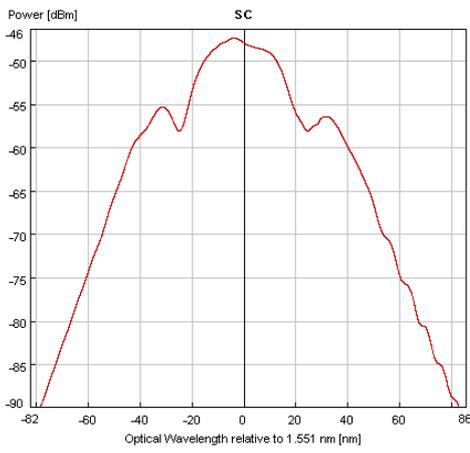
Fig. 8. Pulsos láser con pedestales y chirp.  $P_{pk}= 1.4$  W, posición 0.0007, factor 10, C -0.3 (pte  $3.73e24$  Hz/s).



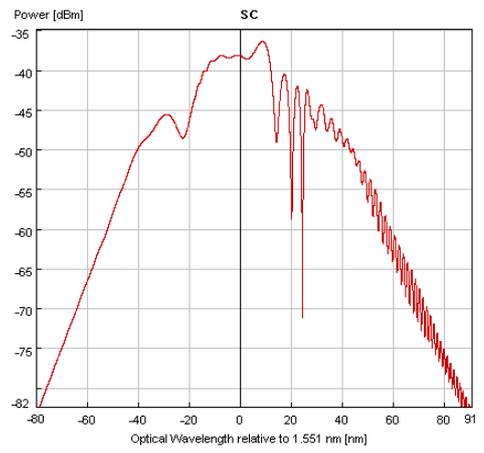
$$P_{pk} = 0.214 \text{ W}, C = -0.3$$



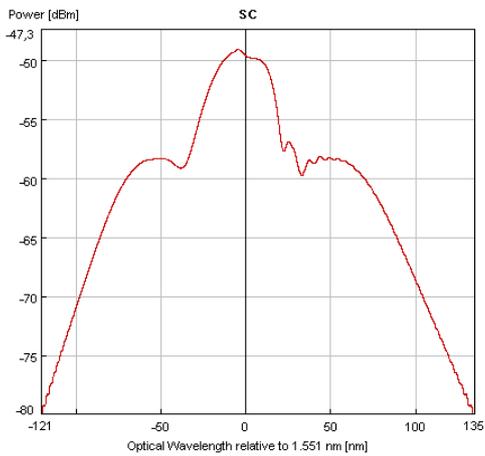
$$P_{pk} = 2.7 \text{ W}, C = +0.3$$



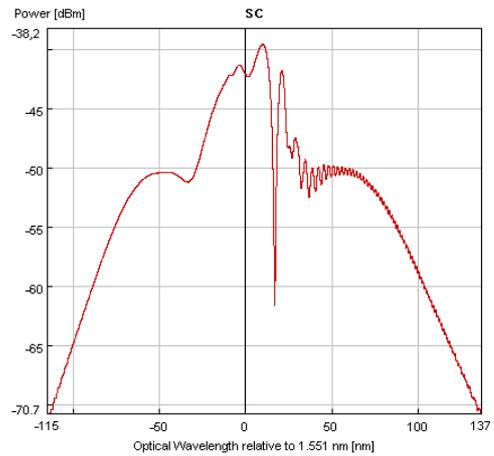
$$P_{pk} = 0.17 \text{ W}, C = -0.5$$



$$P_{pk} = 1.7 \text{ W}, C = +0.5$$



$$P_{pk} = 0.17 \text{ W}, C = -1$$



$$P_{pk} = 1.1 \text{ W}, C = +1$$

Fig. 9. SC con pedestales y chirp. Posición 0.0007, factor 10.



Expediente nº: 100306010000

## FREDIT:

Demostrador Tecnológico De Procesador Fotónico Para  
Receptores Digitales

### **Estado del Arte de la Conversión ADC Fotónica**

DASDE000100100003RW00

**V1**

**Diciembre 2006**

**Autor(s):** Miguel Ángel Piqueras  
**Participante(s):** Sebastián Pantoja  
**Revisado por:** David Zorrilla  
**Autorizado por:** David Zorrilla  
**Seguridad:** Público

# Convertidores analógico-digital fotónicos: Tecnología y aplicaciones en Telecomunicación

**Abstract :** This paper reviews the state of the art of Photonic-Analog to Digital Converters (Ph-ADC) and current and emerging applications in the Telecommunications area. The review covers the basic Ph-ADC architectures reported so far, and includes a detailed description of the time-stretching Ph-ADC architecture and its key design rules. A design guide for the time-stretch architecture and the key implementation pitfalls to avoid are also reported.

## Introducción

Nuevas técnicas de comunicaciones wireless [ **UWB, WIMAX, SDR** radio definidas por software] requieren **ADC de altas velocidades y gran margen dinámico DR**

Actuales e-ADC presentan un cuello de botella [  $f_s$  ENOB] lo cual conlleva un **aumento jitter temporal, ruido térmico y de cuantificación**

Necesarios **ADC fotónicos** que permiten **resolver este cuello de botella**

## Arquitecturas ADC Fotónicas

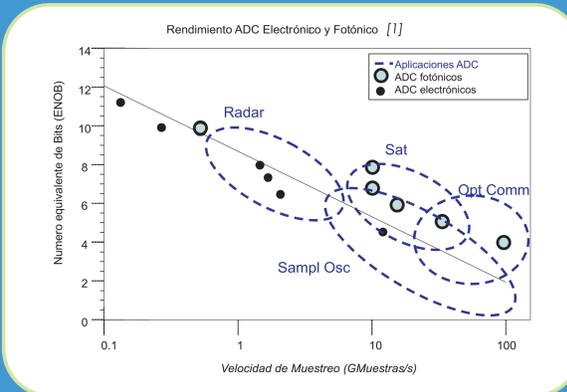
### ADCs de muestreo y cuantificación fotónicos

- Basada en ADC interferométrico de Taylor [2]
- Resolución limitada a menos de 4 bits, limitado por  $V_{\pi}$  de los moduladores
- ADC delta-sigma fotónico tren de pulsos (ps): similar al ADC sobremuestreo electrónico

### ADCs con ayuda fotónica (muestreo y cuantificación electrónicas)

- Holografía espacial-espectral: pre-procesado fotónico y ensanchamiento temporal
- Optically clocked track-and-hold obtiene **1 GS/s (1 GHz), 9.6 bits** [5]

Ensanchamiento en el tiempo TS-ADC: fibra óptica reduce  $BW_{RF}$  y  $f_s$   
 Resultados obtenidos **10 TS/s, 4.5 ENOB** y **130 GS/s, 7.2 ENOB** [3][4]



### ADC de muestreo fotónico (cuantificación electrónica)

- Muestreo con **Tren de pulsos ópticos cortos de alta PRF**
- Reducen  $f_s$  necesario para eADC y usan cuantificadores electrónicos convencionales
- Experimentos hasta **9.8 bits a 505 MS/s** [6]

### ADCs de cuantificación fotónica (muestreo electrónico)

- Señal eléctrica muestro "sample-and-hold" sintoniza  $\lambda$  láser
- Cuantificación óptica con elemento difractivo
- Número de  $\lambda$  bandas resolubles **limita resolución a 6.7 bits** [7]

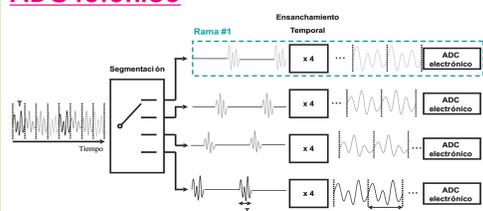


## TS-ADC ensanchamiento temporal

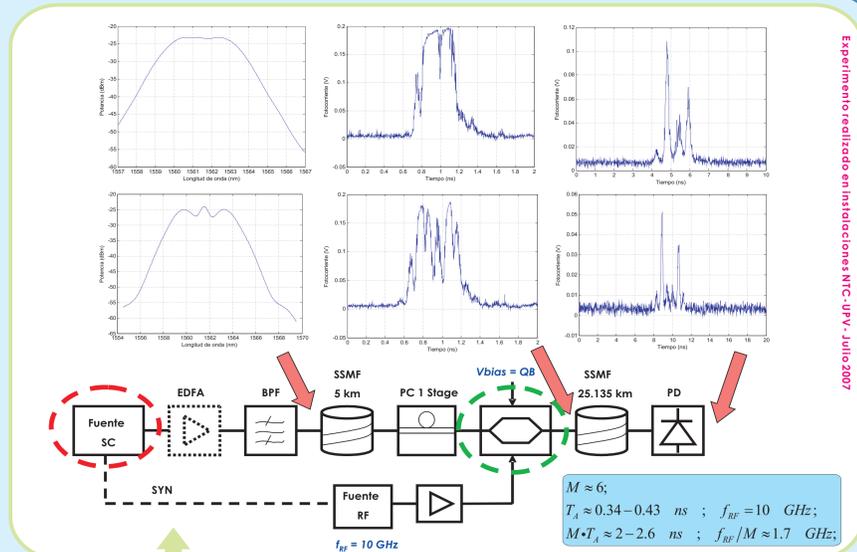
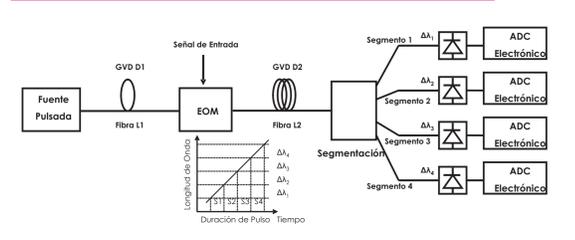
La señal analógica es estirada en el tiempo, previo al muestreo y cuantificación mediante un digitalizador electrónico, lo cual se traduce en ciertas ventajas

- Para un factor de ensanchamiento  $M$ , la  $f_s$  efectiva del ADC electrónico  $f_s$  aumenta a  $M \cdot f_s$
- El ancho de banda de entrada efectivo del ADC electrónico también se incrementa por  $M$
- El error asociado con el jitter en el reloj de muestreo del ADC se reduce

### Diagrama de bloques de un ADC fotónico



### Funcionamiento básico de un TS-ADC



### Prueba de concepto de un TS-ADC

- Estiramiento señal RF 10 MHz
- Láser SC -> Láser femtosegundos + fibra + EDFA + HNLF
- Estiramiento temporal  $M=6$

### EOM - margen dinámico (DR) y ancho de banda

- Distorsión limita DR y reduce ENOB del sistema
- Linealización moduladores **reducción distorsión en 15 dB**

### Láser SC - estabilidad y pulsos estrechos

- Período de repetición similar a  $M \cdot T_A$ , para evitar solape de pulsos tras EOM
- Técnicas de estabilización de la fuente láser para obtener **menos de 1 dB jitter**

### FACTORES CLAVE

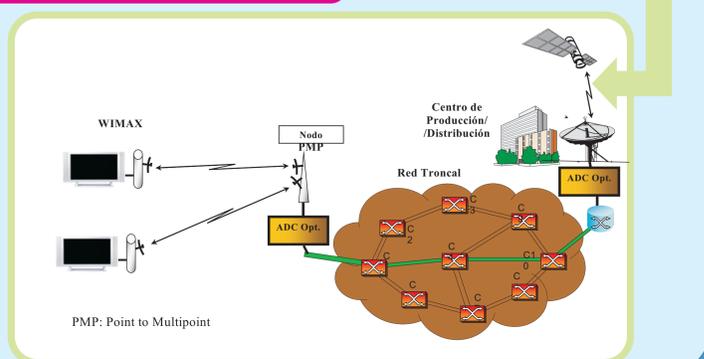
Factor de ensanchamiento  $\rightarrow M = 1 + D_{t,2} / D_{t,1}$   
 Apertura temporal  $T_A$   $\rightarrow$  ancho del pulso óptico en el EOM  
 Ancho de banda eléctrico  $\rightarrow$  limitado por el EOM

## Aplicaciones



UWB  
 $BW \sim 7$  GHz  
 $DR \sim 50$  dB

Solo ADC ópticos permiten la digitalización de la banda completa así pues el TS-ADC se aplica en estos sistemas



## Conclusiones

Las **técnicas fotónicas mejoran las prestaciones** de los convertidores ADC electrónicos

ADC ensanchamiento temporal de señales RF en el dominio óptico son implementables y aplicables

**Análisis espectral en tiempo real** de señales de RF en la banda radar, sin las etapas de filtrado y conversión a frecuencia intermedia

Demostrada para la **digitalización de señales de RF con  $f_s$  hasta 10 TS/s**

Evitan etapas RF de conversión de frecuencia, **Reducción IM y armónicos**

## Bibliografía

- G. C. Valley et al., "Photonic analog-to-digital converters: fundamental and practical limits," Proc. SPIE 5618, 2004
- H. F. Taylor, "An optical analog-to-digital converter - design and analysis," IEEE JQE, v.15 n.4, Apr. 1979
- J. Chou et al., "Femtosecond real-time single-shot digitizer," Meeting of the American Physical Society, Mar. 2006
- A.S. Bhushan et al., "130-GSa/s photonic Analog-to-digital converter with time stretch preprocessor," IEEE PTL v.14, 2002.
- E. W. Jacobs, et al., "Optically clocked track-and-hold for high-speed high-resolution analog-to-digital conversion," MWP'04, 2004.
- Williamson, "Precision calibration of an optically sampled analog-to-digital converter," IEEE LEOS, 2003
- M. Johansson et al., "Study of an ultrafast analog-to-digital conversion scheme based on diffractive optics," Appl. Opt. v.39, 2000.

## Agradecimientos

Este trabajo ha sido realizado en el marco del proyecto Europeo FP6 IST-033615-UROOF. El trabajo de Marta Beltrán está financiado por el MEC mediante la ayuda BES-2006-12066

# Performance Evaluation of the Parallel Mach-Zehnder Differential Linearization Architecture

J. Pérez<sup>1</sup>, M. Beltrán<sup>1</sup>, R. Llorente<sup>1</sup> and J. Martí<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Nanophotonics Technology Center, Universidad Politécnica de Valencia, Spain  
Email: [joapeso@ntc.upv.es](mailto:joapeso@ntc.upv.es)

## ABSTRACT

In this paper the performance of a differential parallel Mach-Zehnder broadband linearization architecture is analysed experimentally and by simulation with excellent agreement. The results demonstrate up to 20 dB 3rd-order intermodulation distortion enhancement for the proposed configuration.

## INTRODUCTION

Electro-optical modulators (EOM) exhibit an inherent non-linear behaviour, which is reflected in a non-linear transfer function, bias wavelength, environmental and polarization dependence. All these effects limit the EOM dynamic range (DR) and degrade modulation performance in analog applications where the EOM is a key element. Different techniques have been proposed to linearize the EOM transfer function. Some techniques perform a dynamic bias control [1] whereas other propose a proper electrode length design which decreases the wavelength dependence that limits EOM optical bandwidth [2]. Finally pure optical linearization techniques are based on serial or parallel Mach-Zehnder (MZ) arrangements [3]. These pure optical techniques exhibit the advantage of broadband MZ linearization [4]. In this paper we will focus on a broadband linearization technique, specifically on parallel-differential MZ architecture shown in Figure 1.

## PARALLEL-DIFFERENTIAL ARCHITECTURE

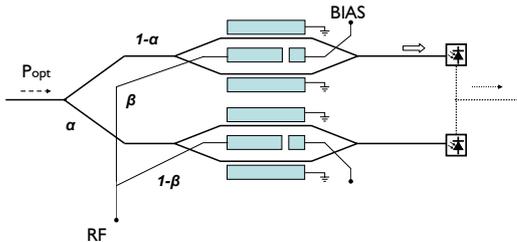


Figure 1 Parallel MZ internal architecture.

The parallel-differential Mach-Zehnder architecture is based on two MZ with asymmetric

RF feeding ( $\beta$ ) and optical feeding ( $\alpha$ ). This scheme provides a 10 dB improvement in DR and spurious-free dynamic range (SFDR) to be obtained with a single modulator configuration [3]. Combining differential detection and asymmetric feeding, the 3<sup>rd</sup>-order intermodulation (IM<sub>3</sub>) or harmonic distortions (HD<sub>3</sub>) are improved.

Let us analyse first the single MZ transfer function. This power transfer function is given by (1),

$$P_{out} = P_{in} \cdot L_{ff} \cdot \left( 1 + \cos\left(\frac{\pi}{V_{pi}}(V_1 - V_2)\right) \right) \quad (1)$$

where

$$\frac{\pi}{V_{pi}}(V_1 - V_2) = m_{DC} + m_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) + m_2 \sin(\omega_2 t + \phi_2),$$

and  $m_i = V_i/V_{pi}$ .

Let us now identify the terms generated due to non-linear distortion. Equation (1) gives the transfer function expanded in Bessel terms which provides two terms, one for even harmonic terms and other for odd harmonic terms due to sub-indexes  $j, k$  associated to  $(j, k) \cdot \omega$  harmonics [5].

$$P_{out} = P_{in} L_{ff} [1 + \cos(m_{dc})(Even) - \sin(m_{dc})(Odd)]; \quad (2)$$

where

$$\begin{aligned} Even & \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2j}(m_1) J_{2k}(m_2) \cos(2j\omega_1 t + 2k\omega_2 t) + \\ & + \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2j+1}(m_1) J_{2k+1}(m_2) \cos((2j+1)\omega_1 t + (2k+1)\omega_2 t); \\ Odd & \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2j+1}(m_1) J_{2k}(m_2) \sin((2j+1)\omega_1 t + 2k\omega_2 t) + \\ & + \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_{2j}(m_1) J_{2k+1}(m_2) \cos(2j\omega_1 t + (2k+1)\omega_2 t). \end{aligned} \quad (3)$$

If modulator is biased at  $m_{DC} = \pi/2$  -quadrature point QB- no even terms are present in (2). This is the most common modulator operation point configuration.

Given a QB configured modulator and two RF carriers modulated ( $\omega_1$  and  $\omega_2$  frequency respectively) on CW light, the distortion at the modulator output can be evaluated by photodetection. The photodetected current comprises a fundamental component ( $\omega_1$ ,  $H_0$ ),

intermodulation distortion products of second ( $\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $IM_2$ ) and third order ( $2\omega_1 \pm \omega_2$ ,  $IM_3$ ), and harmonic distortion products of second ( $2\omega_1$ ,  $HD_2$ ) and third order ( $3\omega_1$ ,  $HD_3$ ). These are given by

$$H_0 = -\sin(m_{DC})J_1(m)J_0(m), \quad (4)$$

$$HD_2 = \cos(m_{DC})J_2(m)J_0(m), \quad (5)$$

$$HD_3 = -\sin(m_{DC})J_3(m)J_0(m),$$

$$IM_2 = \pm \cos(m_{DC})J_1^2(m), \quad (6)$$

$$IM_3 = \mp \sin(m_{DC})J_2(m)J_1(m).$$

Let us now evaluate the dependence of (3) with the asymmetric feeding factors, which are the key parameters of the proposed design. Given two parallel MZs biased at QB, the photodetected signal given by (7) and (9) for each path, contains harmonic and intermodulation components. These are given by (9) and (10) respectively.

$$i_{out}(\omega_1) = P_{opt} \Re L_{ff} \left[ -\alpha J_1(\beta m) J_0(\beta m) + (1-\alpha) J_1((1-\beta)m) J_0((1-\beta)m) \right], \quad (7)$$

$$i_{out}(2\omega_1 - \omega_2) = P_{opt} \Re L_{ff} \left[ \alpha J_2(\beta m) J_1(\beta m) + (1-\alpha) J_2((1-\beta)m) J_1((1-\beta)m) \right], \quad (8)$$

for  $\{\alpha, \beta\} \in [0,1]$  where

$$IM_3 = i_{out}(\omega_1) / i_{out}(2\omega_1 - \omega_2), \quad (9)$$

$$HD_3 = i_{out}(\omega_1) / i_{out}(3\omega_1). \quad (10)$$

Equations (7)-(10) have been analysed to determine  $\alpha$  and  $\beta$  factors that provide the best third order intermodulation and harmonic distortion relations on a parallel MZ scheme. Figure 2 shows  $IM_3$  intermodulation values (9) with several values of  $\alpha$  and  $\beta$  factors.

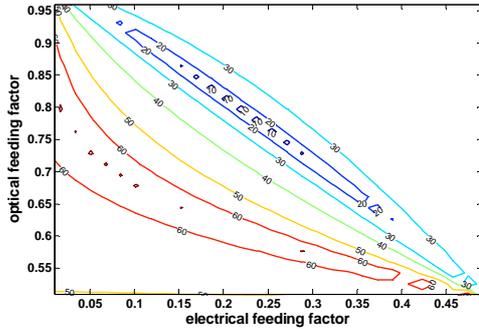


Figure 2  $IM_3$  values in dual parallel Mach-Zehnder with 2 RF tones 1 GHz and 1.1 GHz.

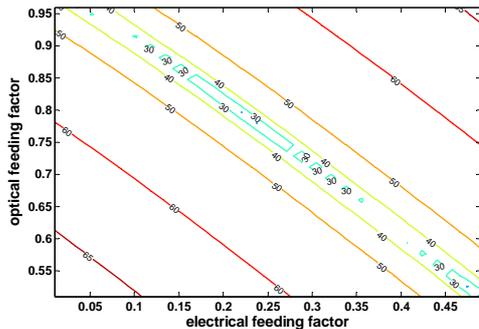


Figure 3 Carrier value for the same modulation as Figure 2.

This analysis has been done with MZ QB biased, with no impairments like insertion losses, on the parallel scheme under study.

Figures 2 and 3 show how an ideal dual Mach-Zehnder parallel configuration could improve  $IM_3$  on a two-tone modulation up to 20 dB from a single MZ ( $IM_3$  is 20 dB on MATLAB simulation with ideal conditions) with this asymmetric electrical and optical feedings. We show that a 15% electrical feeding and 65% optical feeding in one branch could provide nearly 60 dB  $IM_3$  with a 60 dB power carrier. With different  $\alpha$  and  $\beta$  feeding factors, carrier power would decrease to achieve maximum  $IM_3$ . This constraint has to be considered in order to analyse a real MZ parallel architecture.

## EXPERIMENTAL RESULTS

In the previous section, analytical equations have been derived showing a potential  $IM_3$  improvement of near 20 dB for the proposed configuration. These preliminary results have been checked by simulation on a commercial Split-Step Fourier tool [6].

This simulation consists on an ideal parallel architecture with a Mach-Zehnder modulator with 20 dB extinction ratio, 6 dB of insertion loss and  $V_\pi$  near  $1.5 V_{DC}$ . The simulation set-up comprises two RF sources ( $\omega_1$  and  $\omega_2$ ) which allows us to evaluate  $IM_3$  and  $HD_3$ . The optical attenuators implement the asymmetric feeding. The  $\alpha$  and  $\beta$  feeding parameters have been properly selected to check the analytical feeding factors evaluated in previous section. The experimental results agree with the analytical estimation. The Table 1 shows the optimum  $\alpha$  and  $\beta$  factors providing the best  $IM_3$  and  $HD_3$  performance.

Table 1 Optimal attenuation values for maximum  $HD_3$ .

RF att ( $\alpha$ , dB)	Optical att ( $\beta$ , dB)	$HD_3$ (dB)
3	18.5	37.63
4	20.5	39.60
5	21	41.66
6	25	43.67
7	26	45.60

Different values of maximum  $HD_3$  and  $IM_3$  between analytical and simulated schemes are consequence of insertion losses and other sources of noise that optical network simulator [6] parameters has implemented.

Figure 4 shows the experimental set-up. This set-up comprises two MZ biased at QB point to minimize  $IM_2$  [5]. Different RF and optical attenuation levels configure asymmetric feeding.

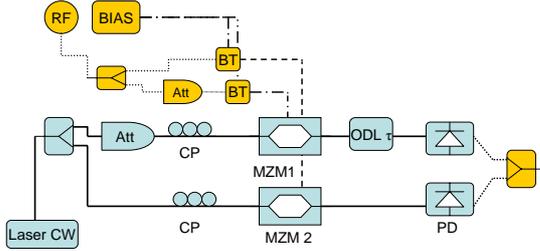


Figure 4 Differential-parallel MZ laboratory set-up.

This set-up includes 6 dBm CW laser source and a single-tone RF source centred at 5 GHz (15 dBm) to check  $HD_3$ . Also we have used two modulators MZ [7] with a low  $V_\pi$  (1.5 to 2  $V_{DC}$ ) and 6 to 8 dB insertion losses.

We have fixed RF attenuation (2 to 6 dB) and varied optical attenuation (0.5 to 22 dB), then we obtain  $HD_3$  results that show the best values for high RF attenuation. We obtain an  $HD_3$  improvement near to 20 dB over a single MZ (31.83 dB  $HD_3$  measured on a single MZ).

The experimental set-up was used to find the asymmetric feeding factors which provide better  $IM_3$  and  $HD_3$ . The best values were obtained for RF or electrical factor values from 0.05 to 0.20 and optical factor values from 0.65 to 0.95. This is in good agreement with the simulation results, where the range of values for best  $HD_3$  are RF factor from 0.4 to 0.2 RF (3.5 to 7 dB) and optical factor from 0.05 to 0.01 (18 to 25 dB). Figure 5 shows the comparative (simulation/experimental) results.

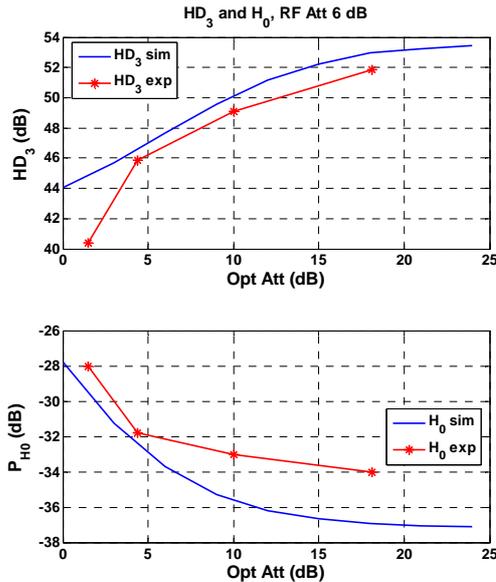


Figure 5 Simulation/experimental  $HD_3$  and carrier results.

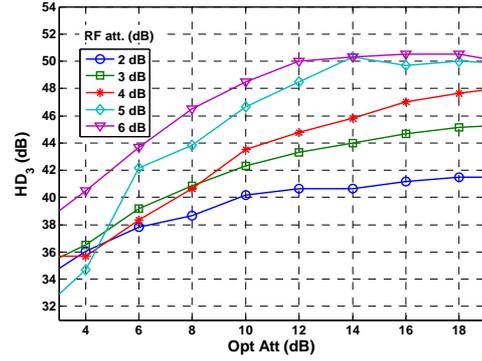


Figure 6 Experimental results with different RF fixed attenuation over a variable optical attenuation.

Figure 5 shows the experimental and simulation results overimposed confirming the asymmetric feeding enhancement expected from the study in section I. Enhancement figures reported are constrained by the carrier power output, as low power values difficult the measurements.

We have measured  $HD_3$  on a single MZ [7]; we obtained  $HD_3$  31.68 dB which provides 20 dB  $HD_3$  improvements thank to MZ parallel optimal configuration.

## CONCLUSIONS

Parallel configuration has an improvement of 20 dB  $HD_3$  over a single QB biased MZ modulator with adequate RF and optical asymmetrical feeding factors. It can be improved using balanced detection depending on final application [8]. This architecture is a broadband linearization scheme for MZ modulators.

## REFERENCES

- [1] H. Nagata et al, IEEE PTL vol. 16-7, 2004
- [2] S. Dubovitsky et al, IEEE JLT vol. 20-5, 2002
- [3] C. H. Cox III, Cambridge U.P., 2004
- [4] E. Ackerman, IEEE MTT vol. 47-12, 1999
- [5] J. L. Corral et al, IEEE MTT vol. 49-10, 2001
- [6] *VPItransmissionMaker7.1*
- [7] *Analog low  $V_\pi$  MZ LN058 COVEGA, Inc.*
- [8] A. Joshi et al, SPIE vol. 5814-5, 2005



Expediente nº: 100306010000

**FREDIT:**

**Demostrador Tecnológico De Procesador Fotónico Para Receptores Digitales**

## **Arquitectura y Especificaciones del ADC Fotónico**

DASDE000100100004ES00

**V4**

**Junio 2007**

**Autor(s):** A. Zafra, J. Puche, V. Perales, C. Vernich, J. Pérez, M. Beltrán, J. L. Torralba

**Participante(s):** R. Llorente, M.A. Piqueras, J.A. Nieto, J. Molinero, J.M. Pascual

**Revisado por:** S. Pantoja

**Autorizado por:** D. Zorrilla

**Seguridad:** CONFIDENCIAL

© Copyright 2007 DAS Photonics, S.L.

Este documento solo podrá ser reproducido total o parcialmente, almacenado en cualquier sistema, transmitido en cualquier forma, electrónica, mecánica, fotocopia u otro formato, con el permiso previo de DAS Photonics, S.L.



Expediente nº: 100306010000

**FREDIT:**  
**Demostrador Tecnológico De Procesador Fotónico Para Receptores Digitales**

**Especificaciones de la Fuente Láser  
Supercontinuum**

DASDE000100100005ES00

**V4**

**Junio 2007**

**Autor(s):** M. Beltrán, J. Puche

**Participante(s):** C. Vernich, M.A. Piqueras, R. Llorente.

**Revisado por:** S. Pantoja

**Autorizado por:** D. Zorrilla

**Seguridad:** CONFIDENCIAL

© Copyright 2007 DAS Photonics, S.L.

Este documento solo podrá ser reproducido total o parcialmente, almacenado en cualquier sistema, transmitido en cualquier forma, electrónica, mecánica, fotocopia u otro formato, con el permiso previo de DAS Photonics, S.L.

## Long-term and Short-term Spectral Stability Characterization of Supercontinuum Laser Sources

Roberto Llorente (1), Marta Beltran (1), Joaquin Perez (1), Noboru Uehara (2), Md. Saad Khan (2), Javier Marti (1)  
1 : Valencia Nanophotonics Technology Centre. Univ. Politécnica de Valencia.  
rllorent,marbelra,joapeso,jmarti@ntc.upv.es  
2 : Santec Corporation, 5823 Nenjyozaka, Ohkusa, Aichi 485-0802 Japan, uehara@santec-net.co.jp

**Abstract** A statistical spectral stability measurement technique for supercontinuum sources (SC) is proposed and experimentally demonstrated. Decorrelating short-term and long-term behaviour, a commercial source with  $\pm 0.03$  dB spectral stability exhibits  $\pm 0.01$  dB short-term stability with 89.36% probability.

### Introduction

Recent advances in supercontinuum (SC) generation techniques enable us to realize broadband light sources for a wide range of applications such as spectral slicing in communications DWDM systems [1], optical metrology [2], optical coherence tomography [3] and optical spectroscopy [4]. In all these applications, the final application performance is directly related to the spectral stability of the SC laser source.

Supercontinuum broadened spectrum stability depends on the seed pulse time shape stability and on the SC spectrum smoothness [5], which depends whether ultrashort pulses or noise-like pulses are used as SC seed [6]. Spectral stability from SC sources is commonly evaluated from the difference between a reference spectrum (captured at an arbitrary time  $t = 0$ ) and the recorded spectrum as a function of time [7]. This approach does not take into account the different underlying mechanism originating the SC spectrum fluctuations, as the environmental influence. The spectral stability specification requires a spectral fluctuation figure that is consistent with the SC source application. A statistical method for spectral stability characterization which decorrelates the environmental factors reflected in long-term (~hours) and short-term (~minutes) fluctuation components, is reported in this paper. This method is applied to a commercial SC source showing that a  $\pm 0.03$  dB spectral fluctuation is translated to a short-term spectral stability of  $\pm 0.01$  dB in the wavelength range from 1100 nm to 1700 nm with 89.4% probability.

### Experimental Characterization

In Figure 1(A) it is shown a commercial SC laser source (SANTEC, UWS-1000) which consist of a WDM coupler, a normal dispersion Er-doped fibre, and single-mode fibre (SMF) for dispersion adjustment. The lengths of the normal and anomalous fibres are adjusted to support a stable noise-like pulse [7]. The source is connected to an optical spectrum analyser (ANDO, AQ6317B) through a 10 cm SSMF

pigtail. The OSA records the spectrum traces continuously and transfer the data to a PC via a GPIB bus. The OSA captures the spectrum with 0.01 nm spectral resolution and -85dBm sensitivity. In Figure 1(B) are shown the spectrum captured during 24 hours operation in the 1100-1700 nm span. The spectral fluctuation of the observed traces is below  $\pm 0.03$  dB. In Figure 1(C) it is shown the spectral fluctuation  $\xi$  (peak-to-peak) evolution in time over a 24 hours period.  $\xi$  is calculated relative to the  $t=0$  capture. It can be observed a clear dependence with environmental factors –marked in the figure– introduced in the laboratory, as temperature changes or vibration due to human activity. The  $\xi$  evolution indicates the existence of a slow long-term evolution in time of the SC spectrum. Beside this component, a fast spectral fluctuation can be observed on the power spectral density in Figure 1(B).

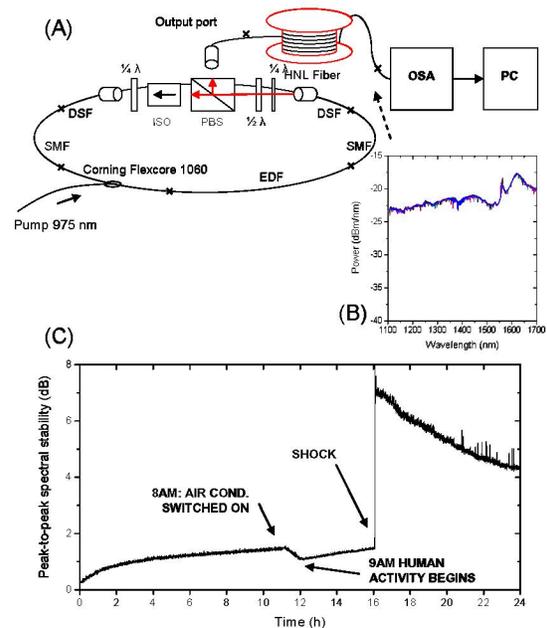


Fig.1 (A) SC source characterization set-up. (B) SC spectra (C) Spectral fluctuation  $\xi$  (peak-to-peak) long-term evolution.

The dynamics of long-term behaviour is described by

the coherence time at -3dB,  $\Delta t_c$ . The coherence time is given by the bidimensional autocorrelation matrix of the spectral power density as a function of wavelength and time [9]. For a time span much lower than the full-width half-maximum of the autocorrelation in time, the temporal behaviour can be considered stationary. If the operation time is much shorter than the coherence time, the long-term component can be removed by calibration. In our test, the commercial SC exhibits 8.5 hours coherence time. Accurate specification of the spectral stability requires the long-term fluctuation to be decorrelated from the measurement. The fast spectral fluctuation must be analyzed subtracting the spectrum average. In our case, it is considered the average over the 60 minutes previous to the measurement time.

Figure 2 shows the Probability Density Function (PDF) of the short-term spectral fluctuation ( $\xi_{st}$ ) over wavelength for the 1100-1700 nm span. It can be observed that at 1560 nm the pump laser central wavelength is translated to an increased fluctuation degrading the spectral stability. The PDF set shown in Figure 2 characterizes completely the short-term spectral stability.

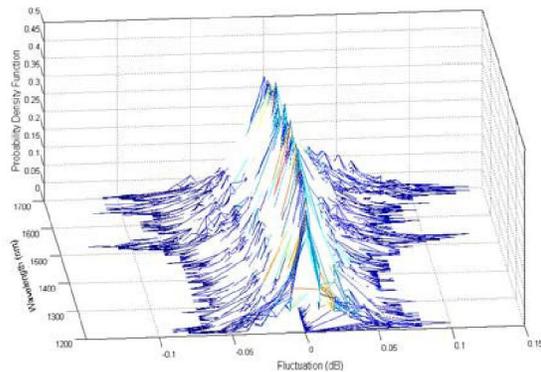


Fig.2 Set of  $\xi_{st}$  PDFs over wavelength for the short-term stability components.

The set of  $\xi_{st}$  PDFs,  $f_{\xi_{st}}$ , gives the short-term spectral fluctuation for the wavelength span considered. This is the most important factor in practical SC applications. In systems including a SC source it is required to specify the percentage of time that a the spectral fluctuation is between  $\xi_{min}$  and  $\xi_{max}$  values, in a given wavelength span. This probability is given by (1).

$$\Pr\{\xi_{min} \leq \xi_{st} \leq \xi_{max}\} = \int_{\xi_{min}}^{\xi_{max}} f_{\xi_{st}}(\xi_{st}) \xi_{st} \quad (1)$$

Figure 3 shows the calculated probability in the 1100-1700nm span for  $-0.01\text{dB} \leq \xi_{st} \leq 0.01\text{dB}$ . The average probability is 89.36%. The theoretical distribution behind this process can be considered Gaussian. This can be demonstrated adjusting the

average PDF from the set shown in Figure 2, with a theoretical Gaussian distribution. The Inset in Figure 3 shows the average PDF (dots). This PDF is adjusted by a Gaussian distribution of zero mean and  $\sigma_{\xi_{st}} = 0.0042$  standard deviation. The associated probability is 89.48% for the Gaussian approximation, in excellent correspondence with the measured values. In Figure 3 it can be seen that the correspondence is better in areas away from the pump laser wavelength. This indicates that in the spectrum areas not affected by the pump laser, the short-term spectral stability can be properly described by a Gaussian distribution.

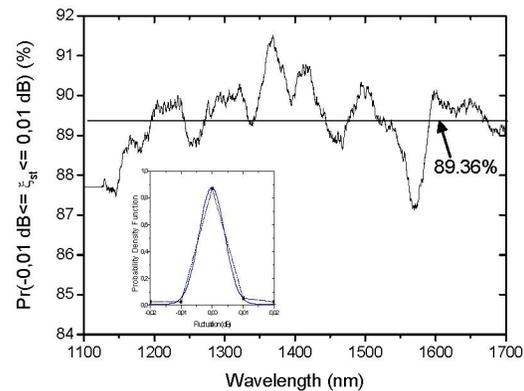


Fig.3  $\xi_{st}$  probability derived from the measurements. Inset: Theoretical calculation from Gaussian fit. The horizontal line indicates the average probability.

## Conclusions

We have investigated the spectral stability of a SC source experimentally by a statistical characterization method including long-term and short-term components, where the long-term environmental effects are removed from the specification as they can be corrected by calibration in actual SC applications. In a commercial SC source with  $\pm 0.03$  dB spectral stability, short-term stability is found to be  $\pm 0.01$  dB in the 1100-1700 nm wavelength range with 89.36% probability. The spectral fluctuation can be approximated by a Gaussian PDF in spectral areas away from the pump wavelength with excellent agreement.

## References

- 1 T. Morioka et al., Electron. Lett. 29 (1993) 862
- 2 D. J. Jones et al., Science 288 (2000) 635
- 3 I. Hartl et al., Opt. Lett. 26 (2001) 608
- 4 P.L. Baldeck et al., JLT LT-5 (1987) 1712
- 5 Md. S. Khan et al., CLEO 2005, paper CMV5.
- 6 K. Yasunaka et al., CLEO 2004, CThGG6 (2004)
- 7 Md. S. Khan et al., ECOC 2005, paper Mo3.5.5.
- 8 A. K. Abeeluck et al., to be published in PTL.
- 9 J.G. Proakis, "Digital Communications", 1989.