

Generación de señales IR-UWB mediante filtrado fotónico

Autor: Mario Bolea Boluda

Director1: Dra. Beatriz Ortega Tamarit

Director2: Dr. José Mora Almerich

Resumen — En este trabajo se presenta una nueva arquitectura para la generación de señales de RF aplicable a las transmisiones UWB. Dicha arquitectura está basada en un filtro fotónico de microondas de N muestras que permite implementar coeficientes positivos y negativos mediante la inversión de fase en moduladores electro-ópticos. Se ha realizado una revisión de las principales técnicas propuestas hasta el momento para la generación de señales UWB con el fin de dar solución a las limitaciones existentes en estas arquitecturas. El sistema propuesto es analizado teórica y experimentalmente mostrando una buena capacidad de reconfiguración y sintonización frente a configuraciones propuestas previamente. Se muestran medidas experimentales que demuestran la capacidad del sistema para cumplir los requerimientos espectrales de la FCC así como la posibilidad de adaptarse a distintos formatos de modulación como *PAM*, *OOK*, *BPM*, *OPM* y *PPM*.

Abstract — In this work it is proposed a novel photonic architecture for RF signals generation applied to UWB transmissions. This architecture is based on a N-tap microwave photonic filter which allows to implement positive and negative coefficients by means of phase inversion in electro-optic modulators. It is realized a review of the main techniques proposed in the literature for UWB signals generation in order to bring a solution for existing limitations of these architectures. The proposed system is theoretically and experimentally analyzed showing better reconfiguration and tuneable capabilities than previously proposed configurations. Experimental measurements demonstrate the system capabilities for fulfilling FCC spectral requirements and also its adaptation to different modulation formats as *PAM*, *OOK*, *BPM*, *OPM* y *PPM*.

Autor: Bolea Boluda, Mario, email: mabobol@iteam.upv.es
Director 1: Ortega Tamarit, Beatriz, email: bortega@ocom.upv.es
Director 2: Mora Almerich, José, email: jmalmer@iteam.upv.es
Fecha de entrega: 2-12-09

INDICE

I. Introducción	3
II. Estado del arte	6
II.1. Técnicas de generación de señales UWB	6
II.1.1. Conversión de modulación de fase a modulación de intensidad (PM-IM)	7
II.1.2. Conformación espectral coherente y mapeo de frecuencia-tiempo	9
II.1.3. Filtrado fotónico de microondas	11
II.2. Formatos de modulación	15
III. Análisis teórico de la propuesta para generación de IR-UWB	17
IV. Resultados experimentales	24
IV.1. Estudio del comportamiento del sistema	25
IV.2. Generación de pulsos UWB	26
IV.3. Adaptación a formatos de modulación	30
V. Conclusiones y líneas futuras	33
V.1. Conclusiones	33
V.2. Líneas futuras	34
Agradecimientos	36
Referencias	37
Anexos	39

I. Introducción.

En los últimos años se ha producido un enorme crecimiento de las comunicaciones inalámbricas, tanto a nivel tecnológico como comercial. En este sentido, los avances producidos en sistemas radio de nueva generación, el progresivo abandono de las comunicaciones telefónicas analógicas frente a la telefonía celular y el interés despertado por la utilización de tecnologías como Wi-Fi o Bluetooth han permitido que los usuarios puedan acceder a un amplio rango de información desde cualquier lugar y en cualquier momento. Por tanto, el número de servicios ofrecidos vía radio es cada vez mayor así como la capacidad, seguridad y rapidez demandada lo que complica su encaje en un espectro radioeléctrico cada vez más saturado y escaso. Así pues, el interés por la generación de señales arbitrarias de microondas, su control y procesado ha aumentado de forma considerable en los últimos años debido al amplio número de aplicaciones donde se encuentran presentes como radares pulsados, sistemas inalámbricos de alta frecuencia, seguridad y sistemas de comunicación de radiofrecuencia multiacceso [1,2].

En este contexto, la tecnología UWB (UltraWide Band) se ha convertido en una solución interesante dada su capacidad para coexistir con los servicios radio ya existentes con un nivel de interferencia mínimo e incluso nulo en algunos casos [3]. La tecnología UWB se puede definir como un esquema de transmisión caracterizado por tener un ancho de banda a 10-dB superior a 500 MHz o un ancho de banda fraccional mayor que el 20 % de su frecuencia central [4]. Los sistemas UWB presentan un gran número de ventajas frente a los sistemas de banda estrecha como son: bajo consumo de potencia, buen rendimiento en entornos multicamino, posibilidad de mitigar las interferencias aplicando técnicas de espectro ensanchado, ausencia de portadora, elevada tasa de bits y capacidad para penetrar a través de obstáculos [4-6]. El interés en la comercialización de sistemas UWB provocó algunos operadores y fabricantes presionaran a la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC) de los Estados Unidos con el fin de que aprobara una norma para uso comercial de estos sistemas. Así, en febrero de 2002, la FCC dio a conocer el primer informe de normas (*First Report and Order, R&O*) para el uso comercial de la tecnología UWB bajo unos estrictos límites de potencia emitida para varios dispositivos [6]. En el caso de las comunicaciones inalámbricas *indoor*, la FCC reguló el uso sin licencia del espectro UWB desde 3.1 a 10.6 GHz con una restricción en la densidad espectral de potencia máxima de -41.3dBm/MHz [4]. Estas consideraciones implican que las transmisiones UWB inalámbricas deben ajustarse a una máscara de frecuencia como la que se muestra en la Fig. 1 donde se puede observar que la mayor restricción corresponde con la banda de operación de los receptores GPS (0.96-1.61 GHz). La razón de esta limitación en potencia se debe a la necesidad de proteger a los servicios radio ya existentes en esta región del espectro radioeléctrico.

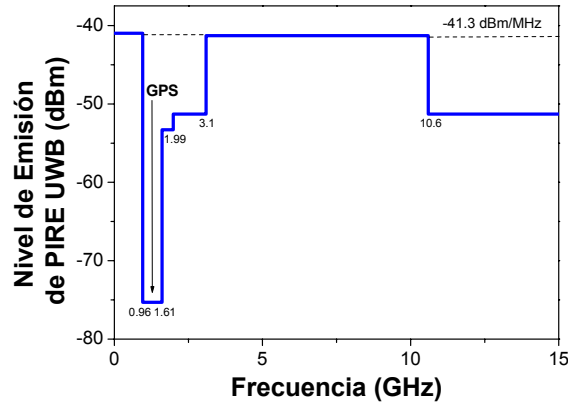


Fig. 1. Máscara espectral de la FCC para transmisiones UWB inalámbricas *indoor*.

Dentro de las comunicaciones UWB existen, principalmente, dos formatos de señalización distintos: *Impulse Radio UWB* (IR-UWB) y *Multiband UWB* (MB-UWB). Por una parte, en el caso de IR-UWB se hace uso de pulsos de corta duración temporal para transportar la información y que, por tanto, tienen un amplio espectro que se extiende a lo largo de toda la región de frecuencias UWB disponibles. Por otra parte, el formato MB-UWB divide el rango de frecuencias UWB en distintos canales de un ancho de banda menor al del caso anterior y, por tanto, las señales temporales tienen una mayor duración [4-6].

En cuanto al formato IR-UWB, la elección del tipo de señales a transmitir determina el rendimiento de los sistemas. En este sentido, los pulsos gaussianos son las formas de onda más utilizadas debido a su simplicidad. No obstante, el nivel de señal que presentan estos pulsos a bajas frecuencias hace que no se satisfagan los requerimientos espectrales de la FCC ya que, como hemos comentado anteriormente, en la banda de frecuencias destinadas a los receptores GPS existe una restricción en cuanto a la densidad espectral de potencia radiada de -75dBm/MHz [4]. Es por ello que las formas de onda más extendidas dentro de las comunicaciones UWB son el monociclo (Fig. 2a) y doblete (Fig. 2b) que se corresponden con las derivadas de primer y segundo orden de un pulso gaussiano, respectivamente [7]. La ausencia de componente continua de dichas formas de onda hace que sus espectros se adapten mejor a las especificaciones de transmisión propuestas por la FCC.

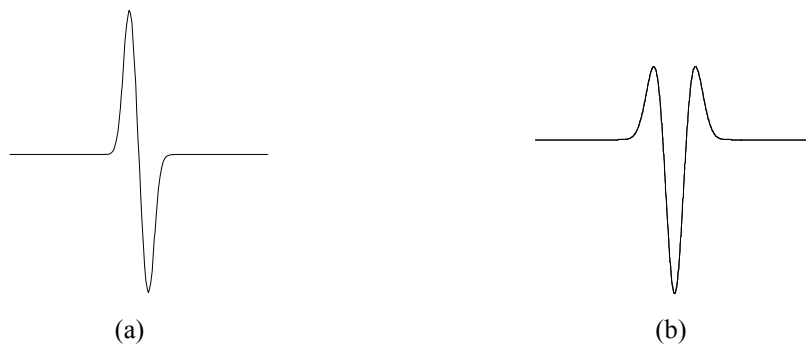


Fig. 2. Formas de onda de (a) monociclo y (b) doblete.

Los principales objetivos que se persiguen con este trabajo de investigación son los siguientes:

- Justificar la generación de las señales UWB en el dominio óptico frente a los sistemas que trabajan en el dominio eléctrico.
- Conocer las distintas técnicas propuestas hasta el momento para la generación de señales UWB en el dominio óptico.
- Presentar un sistema flexible que permita la generación de pulsos UWB de orden superior que se adapten a los requerimientos espectrales de la FCC y que tenga la posibilidad de implementar los formatos de modulación más populares en comunicaciones UWB.
- Mostrar las capacidades del sistema propuesto a través de medidas experimentales.

Este trabajo de investigación se encuentra estructurado a partir de esta introducción en cuatro secciones principales. En primer lugar, se presenta el estado del arte actual referido a la generación de señales UWB en el dominio óptico donde se muestran los fundamentos de las principales técnicas propuestas así como los principales formatos de modulación utilizados en las comunicaciones UWB. A continuación, en la sección II, se realiza un análisis teórico del sistema propuesto para la generación de señales UWB basado en el filtrado fotónico con el fin de conocer las capacidades del mismo. La sección IV muestra los resultados experimentales obtenidos con dicho filtro fotónico comparando con la predicción teórica de la sección anterior. Además en este apartado se presentan las potencialidades del sistema a la hora de generar distintos tipos de señales y su adaptabilidad a distintos formatos de modulación. Finalmente, en la última sección para concluir la memoria del trabajo de investigación se realiza una recopilación de los principales resultados presentados y se plantean líneas futuras de estudio en las que se pretende seguir trabajando.

II. Estado del arte.

II.1. Técnicas de generación de señales UWB.

En la Fig. 1 se han mostrado los requerimientos espectrales que deben cumplir las señales UWB para transmisiones inalámbricas *indoor*. En esta figura se pueden observar las estrictas limitaciones de potencia que se deben asumir con una densidad de potencia que no debe superar los -41.3dBm/MHz . Esto hace que la distancia de cobertura de las transmisiones UWB se encuentre limitada a unas decenas de metros. En este punto, es donde cobra especial interés el concepto de *UWB-over-fiber* que consiste en la distribución de las señales UWB con la información a transmitir desde el lugar donde se generan (estación central) hasta los puntos de acceso (PA) donde se radian [7] mediante fibra óptica. En la Fig. 3, se muestra una arquitectura típica de *UWB-over-fiber*, en este caso, si se dispusiera únicamente de un punto desde donde se radiasen las señales UWB, no sería posible alcanzar a todos los dispositivos. Sin embargo, al realizar una distribución de la señal a través de fibra, es posible trabajar con celdas de menos tamaño de cobertura pero que abarquen la totalidad de los dispositivos a los que se le quiere dar servicio.

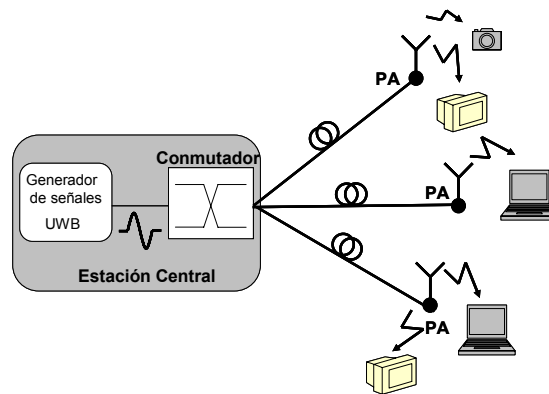


Fig. 3. *UWB-over-fiber* para comunicaciones inalámbricas.

La distribución de las señales UWB a través de fibra óptica conlleva unas conversiones eléctrico-ópticas y óptico-eléctricas que pueden modificar su espectro debido a los efectos no lineales que introducen. De este modo, una señal que se hubiera generado inicialmente en el dominio eléctrico de acuerdo con los requerimientos espectrales de la FCC podría presentar problemas al ser radiada tras dichas conversiones. La generación directamente en el dominio óptico de las señales UWB permite compensar estos efectos no lineales además de beneficiarse de ventajas como: bajo peso, pequeño tamaño, gran sintonizabilidad, reconfigurabilidad, inmunidad frente a interferencias electromagnéticas,... [8]. En este contexto, en los últimos años se han propuesto diversas configuraciones para la generación de señales UWB en el dominio óptico que tradicionalmente se suelen englobar en tres grandes grupos según su principio de operación [7]: conversión de modulación de fase a modulación de intensidad [9,10], conformación espectral y mapeo frecuencia-tiempo [11,14,16], y, finalmente, filtrado fotónico de microondas [20,21,22].

II.1.1. *Conversión de modulación de fase a modulación de intensidad (PM-IM).*

En este caso se hace uso de las técnicas de conversión de modulación de fase en modulación de intensidad que han sido muy estudiadas en la literatura y cuyas características hacen posible que se pueda adaptar para la generación de señales UWB. El diagrama de bloques de un sistema para la generación de señales UWB basado en esta técnica muestra en la Fig. 4. Una portadora proveniente de un fuente óptica se modula con la información a transmitir $f(t)$ mediante un modulador de fase (PM). El campo eléctrico $e_{PM}(t)$ de la señal modulada vendrá dado por [7]:

$$e_{PM}(t) = e_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\phi(t)] \tag{1}$$

donde e_0 y ω_0 corresponden a la amplitud y la pulsación de la portadora óptica, mientras que $\Delta\phi(t)$ representa los cambios de fase producidos por la señal moduladora que se pueden expresar como [7]:

$$\Delta\phi(t) = \beta_{PM} \cdot f(t) \tag{2}$$

donde β_{PM} es el índice de modulación definido como el cambio de fase producido a la portadora óptica cuando se le aplica una unidad de voltaje (radianes/voltio).

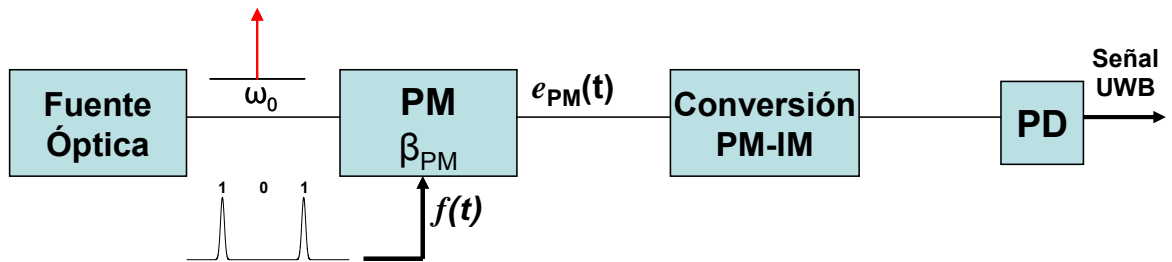


Fig. 4. Esquema general de un sistema para la generación señales UWB basado en conversión PM-IM.

No obstante, si se realiza la detección de $e_{PM}(t)$ mediante un fotodetector (PD) de intensidad, la señal moduladora $f(t)$ queda eliminada por el batido de las bandas laterales en dicho fotodetector de modo que sólo se recupera la portadora óptica [7]. Para poder recuperar $f(t)$ sería necesario realizar una detección coherente de la señal óptica lo que conllevaría el uso de un oscilador local. Sin embargo, conseguir un dispositivo que trabaje a frecuencias tan elevadas para enganchar con la fase de la señal de entrada es muy complejo. Por ello se han desarrollado distintas técnicas para realizar una conversión de modulación de fase a una modulación de intensidad y de este modo poder utilizar un fotodetector de intensidad. En este sentido existen técnicas que hacen uso de un elemento dispersivo [9] o un discriminador de frecuencia [10]. Para el caso de un elemento dispersivo, en [7] se realiza un estudio siendo $f(t)$ un tono de frecuencia ω_m , obteniéndose una función de transferencia para un sistema como el de la Fig. 4 dada por:

$$H(\omega) = \underbrace{\sin\left(\frac{1}{2}D_\omega\omega_m^2\right)}_{H_{PM-IM}(\omega)} \cdot H_{PM} \cdot H_{PD} \quad (3)$$

donde D_ω es la dispersión cromática (en ps^2) y H_{PM} y H_{PD} las respuestas del modulador de fase y del fotodetector respectivamente. En la Fig. 5a. se puede observar como es el comportamiento del término $H_{PM-IM}(\omega)$ donde el primer pico y el segundo nulo vienen determinados por la dispersión cromática D_ω según $D_\omega\omega_m^2/2 = \pi/2$ y π respectivamente. Utilizando una señal moduladora $f(t)$ que tenga un espectro dado por $F(\omega)$, la fotocorriente a la salida del detector se puede expresar como:

$$i_{PD} \propto \text{TF}^{-1}[F(\omega) \cdot H(\omega)] \quad (4)$$

De este modo, si se toma como $f(t)$, por ejemplo, una gaussiana, se puede hacer uso del comportamiento paso banda de $H_{PM-IM}(\omega)$ y del control que se tiene sobre la misma mediante D_ω para conformar su espectro y obtener de ese modo una señal UWB tras la fotodetección.

Por otra parte, la forma de obtener una señal UWB con una configuración que hace uso de un discriminador de frecuencia, para realizar la conversión PM difiere del caso de un elemento dispersivo. Como se ha comentado en la sección I, los pulsos clásicos UWB monociclo y doblete se corresponden con las derivadas de primer y segundo orden de una gaussiana, respectivamente. En la Fig. 5b, se muestra la respuesta de un discriminador de frecuencia genérico (filtro óptico) de modo que si la señal modulada en fase $e_{PM}(t)$ se sitúa en las regiones lineales del mismo, la componente AC de la señal a la salida del fotodetector vendrá descrita por [7]:

$$r(t) \propto \begin{cases} 2PK^2(\omega_0 - \omega_1 + \Delta\omega)\beta_{PM}f'(t) & \omega_1 - \Delta\omega < \omega < \omega_1 \\ 0 & \omega_1 < \omega < \omega_2 \\ -2PK^2(\omega_2 + \Delta\omega - \omega_0)\beta_{PM}f'(t) & \omega_2 < \omega < \omega_2 + \Delta\omega \end{cases} \quad (5)$$

donde K corresponde a la pendiente del filtro, P es la potencia óptica a la entrada del fotodetector y ω_0 la frecuencia de la portadora óptica. Como puede verse en (5), la señal a la salida del fotodetector es proporcional a la derivada de la señal $f(t)$ [7,10]. De este modo, si se toma como señal moduladora $f(t)$ una señal gaussiana, lo que obtenemos como salida del sistema es proporcional a un monociclo. Por otra parte, cuando se utiliza como discriminador de frecuencia un filtro óptico real en las regiones de transición entre la banda de paso y las frecuencias eliminadas, no tendrá una pendiente totalmente lineal sino que se tendrán regiones cuadráticas. De este modo, si en lugar de situar $e_{PM}(t)$ en la región lineal del filtro se sitúa en la región cuadrática lo que se obtendrá a la salida del sistema será una señal proporcional a la segunda derivada de $f(t)$ lo que permite obtener también señales con la forma de doblete [10].

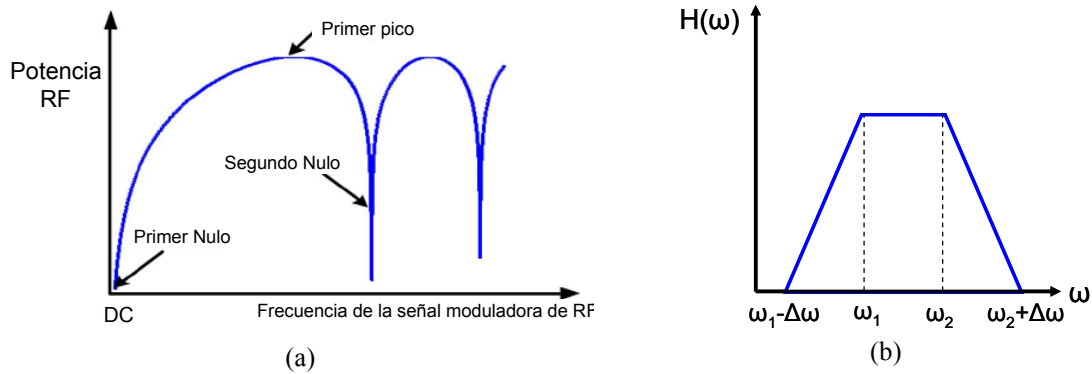


Fig. 5. (a) Función de transferencia $H_{PM-IM}(\omega)$ con un elemento dispersivo, (b) Función de transferencia de un filtro óptico paso banda

A continuación se muestran dos ejemplos correspondientes a los casos expuestos. En cuanto a la arquitectura con elementos dispersivos, en [9] se propone el uso de un enlace de fibra óptica monomodo (SMF) y cuyo montaje se puede observar en la Fig. 6a. En este caso la dispersión introducida por el enlace de fibra óptica será el que nos permita controlar la función de transferencia de la conversión PM-IM según (3). Sin embargo, en este caso el enlace de fibra óptica no sólo se utiliza para introducir la dispersión correspondiente sino también para realizar la distribución de la señal desde la salida del modulador de fase electro-óptico (EOPM) hasta el punto de acceso donde se radia. anulen en la fotodetección. Por lo que se refiere a una arquitectura con un discriminador de frecuencia, en [10] se propone el uso filtro óptico de una red de difracción de Bragg (FBG) como se muestra en la Fig. 6b. La respuesta de la FBG utilizada en este caso se muestra en color rojo de modo que cambiando la portadora óptica a la salida del diodo láser sintonizable (TLD) se puede situar la señal a la salida del modulador de fase (PM) en una región u otra. De este modo, como se ha visto anteriormente, al utilizar una señal $f(t)$ gaussiana se puede obtener como señal fotodetectada un monociclo (punto A) o un doblete (punto B). Además de sus versiones invertidas centrando la portadora óptica sobre los puntos C y D.

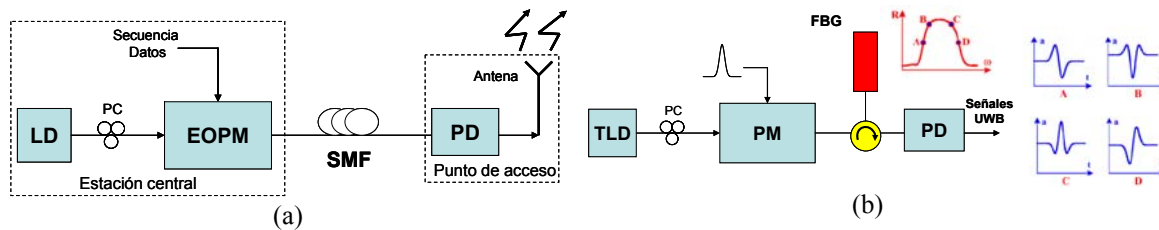


Fig. 6. Sistema UWB basado en conversión PM-IM con (a) elemento dispersivo y (b) discriminador de frecuencia.

II.1.2. Conformación espectral coherente y mapeo frecuencia-tiempo.

La técnica de conformación del espectro coherente y mapeo tiempo-frecuencia se ha estudiado para distintos tipos de aplicaciones como: generación de señales arbitrarias de microondas [11,12] o la medida de dispersión en fibras y evaluación de espectros de fuente óptica [13]. Dentro de la generación de señales arbitrarias de microondas, en la literatura se pueden encontrar diversas contribuciones centradas en la generación de señales UWB [11,14,15]. El diagrama de bloques

genérico para la generación de señales mediante esta técnica se puede observar en la Fig. 7. En primer término se tiene una fuente óptica pulsada y cuyo espectro de salida será muy ancho. Dicho espectro se modifica mediante un conformador espectral (filtro óptico) con una respuesta $X(\omega)$, de modo que el espectro de la señal óptica a la salida del conformador tenga la misma forma que $X(\omega)$. A continuación, se hace uso de un elemento dispersivo caracterizado por una dispersión cromática χ (ps/nm) que realiza un mapeo de frecuencia a tiempo de modo que al fotodetectar (PD) se obtenga una señal eléctrica ($y(t)$) con la misma forma que la dada al espectro a través del conformador pero con un factor de escalado [15]. No obstante, para que el sistema pueda funcionar de este modo se debe cumplir una condición relacionada con la dispersión introducida por el sistema (χ) y la anchura temporal del pulso tras el conformado espectral (Δt_0) dada por [7,15]:

$$\frac{\Delta t_0 c}{2\pi\lambda_0\chi} \ll 1 \quad (6)$$

donde λ_0 la longitud de onda central de la fuente óptica y c es la velocidad de la luz. De este modo, se puede afirmar que la potencia óptica media del pulso de salida es proporcional a la energía espectral de la envolvente del pulso resultado de la conformación, lo que se puede expresar como [7]:

$$|y(t)|^2 \propto |X(\omega)|_{\omega=(2\pi ct)/(\lambda_0^2\chi)}^2 \quad (7)$$

La relación entre el ancho de banda espectral $\Delta\lambda$ de la conformación y el ancho del pulso Δt al realizar el mapeo dependerá de la dispersión introducida y vendrá dada por [7,15]:

$$\Delta t = \chi\Delta\lambda \quad (8)$$

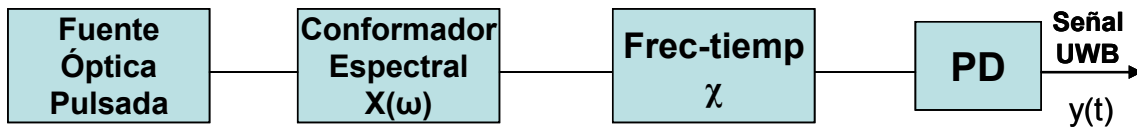


Fig. 7. Sistema para la generación de señales UWB basado con conformación espectral coherente y mapeo de frecuencia-tiempo.

Con el fin de ilustrar de forma práctica esta técnica y comprobar como puede adaptarse para la generación de señales UWB se ha escogido la implementación realizada en [16] que se muestra en la Fig. 8. La fuente óptica utilizada en este caso es un láser pulsado (Mode-Locked Fiber Laser, MLFL) que genera pulsos de muy corta duración (femtosegundos) cuyo espectro de potencia óptica es conformado mediante dos filtros ópticos. A continuación, un enlace de fibra monomodo (SMF)

realiza el mapeo frecuencia a tiempo además de encargarse de la distribución de la señal. Finalmente la señal óptica es detectada mediante un fotodetector (PD) de alta velocidad. La señal UWB generada tendrá una forma que se corresponderá con una versión escalada del espectro de potencia diseñado por el usuario con una anchura determinada por la dispersión total de la fibra. En este caso el conformador del espectro en potencia de salida de la fuente óptica está formado por dos acopladores 1x2 y 2x1 y dos filtros ópticos. La señal óptica proveniente de la fuente se divide en dos contribuciones mediante un acoplador de 1x2 y una de ellas se pasa por un filtro en transmisión (TOF) y la otra por un filtro en reflexión (FBG) modificando el espectro en potencia de cada una de las contribuciones. A continuación, ambas contribuciones se combinan mediante un acoplador 2x1 y se hacen pasar por el enlace de fibra óptica donde se realiza el mapeo. En [15], se plantea la siguiente condición con respecto a la duración del pulso filtrado (Δt_0):

De este modo, según (8) mediante la dispersión cromática que se introduce con el enlace de fibra óptica se puede controlar la anchura del pulso y por tanto del espectro de la señal UWB generada para ajustarla en mayor o menor grado a los requerimientos espectrales de la FCC. En [15] se muestra como mediante dos FBGs, una en transmisión y otra en reflexión, centradas a distinta longitud de onda y con la reflectividad se puede obtener tanto un monociclo como un doblete.

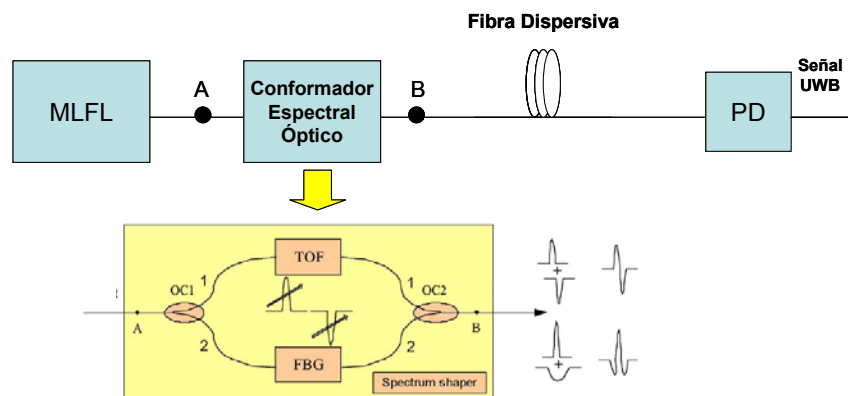


Fig. 8. Esquema de generador de señales UWB con conformación espectral coherente mediante filtro en transmisión y reflexión.

II.1.3. Filtrado fotónico de microondas.

De forma general, un generador de señales UWB se puede ver como un filtro fotónico de microondas donde el interés se centra en sintetizar una respuesta al impulso dada [17]. Un filtro fotónico de microondas es una estructura fotónica cuyo objetivo es realizar la misma función que un filtro de microondas de radiofrecuencia (RF) pero con las ventajas inherentes a los sistemas ópticos: bajo peso, pequeño tamaño, amplio rango de sintonizabilidad, capacidad de reconfiguración e inmunidad frente a interferencias electromagnéticas [8].

En la Fig. 9, se muestra el esquema general de un filtro fotónico de microondas con líneas de retardo. Dicha configuración se va a utilizar para exponer el funcionamiento de los filtros fotónicos

de microondas. En primer lugar, la señal de entrada ($s_i(t)$) modula directa o externamente una portadora proveniente de una fuente óptica. Con la señal en el dominio óptico se procede a extraer distintas muestras de la señal. En este caso basta con utilizar un acoplador de $1 \times N$ para obtener dichas muestras. A continuación, cada una de ellas se pondera por un determinado valor (a_i) y se introduce un retardo entre ellas múltiplo de un determinado tiempo base (T). Las muestras retardadas se combinan en un acoplador de $N \times 1$ y dicha combinación es detectada por un fotodetector. Reobteniéndose la señal de salida ($s_o(t)$) [17]. En esencia, se espera que exista una relación lineal entre la entrada y la salida que venga dada por la respuesta al impulso $h(t)$ en el dominio del tiempo y por la respuesta en frecuencia $H(\Omega)$ en el dominio de la frecuencia. No obstante, para que se cumpla esta relación de linealidad entre la entrada y la salida se debe garantizar que el sistema se encuentra trabajando en régimen de operación incoherente para lo cual el tiempo de coherencia de la fuente óptica (τ_{coh}) debe ser mucho menor que el retardo T introducido entre las distintas muestras de la señal ($\tau_{coh} \ll T$) [17].

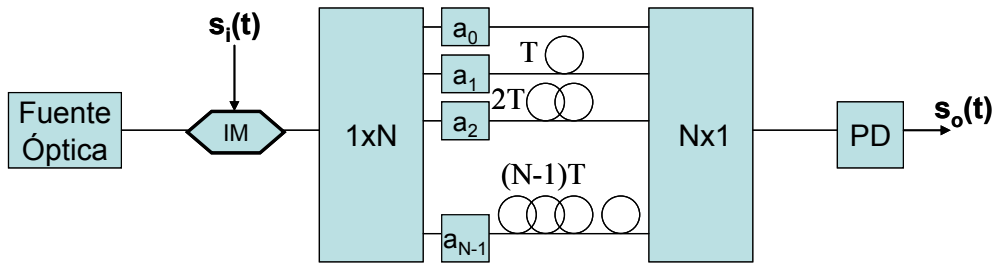


Figura 9. Esquema general de un filtro fotónico de microondas con líneas de retardo.

Por lo tanto, garantizando que un filtro se encuentra operando en régimen incoherente se puede caracterizar mediante su respuesta al impulso y la función de transferencia del siguiente modo:

$$h(n) = \sum_{k=0}^N h[k] \delta(t - kT) \quad (9)$$

$$H(\Omega) = \frac{Y(\Omega)}{X(\Omega)} = \sum_{k=0}^N h[k] e^{-j\Omega kT} \quad (10)$$

Los valores de $h[k]$ y T que aparecen en las expresiones (9) y (10) se pueden controlar en un filtro fotónico con elementos como amplificadores o atenuadores para ponderar y enlaces de fibra o FBGs con chirp para introducir los retardos.

La señal de salida salida de un sistema caracterizado por una respuesta al impulso y una función de transferencia como (9) y (10), para un señal de entrada $s_i(t)$, vendrá dada por:

$$s_o(t) = s_i(t) * h(t) = \sum_{k=0}^N h[k] s_i(t - kT) \quad (11)$$

$$S_o(\Omega) = S_i(\Omega) \cdot H(\Omega) \quad (12)$$

En el caso de las comunicaciones UWB, la generación tanto de un monociclo como de un doblete implica el uso de un filtro con dos y tres coeficientes como el que se puede observar de forma general en la Fig. 10 [7] donde se toma como entrada un pulso gaussiano dado por $x(t)$. Para el caso del monociclo se requiere de dos coeficientes con valores $a_0=1$ y $a_1=-1$, de modo que como $y(t)$ se obtiene a partir de (11) como la suma de dos gaussianas, una de ellas invertida y desplazada en el tiempo según la siguiente expresión:

$$y(t) = x(t) - x(t - T) \tag{13}$$

con una función de transferencia del sistema que viene dada por:

$$H(\Omega) = \frac{Y(\Omega)}{X(\Omega)} = 1 - e^{-j\Omega T} \tag{14}$$

Para el caso del doblete se debe hacer uso de tres coeficientes con valores $a_0=1$, $a_1=-2$ y $a_2=1$ de forma que, como para el monociclo, se obtiene una expresión final a la salida del sistema como:

$$y(t) = x(t) - 2x(t - T) + x(t - 2T) \tag{15}$$

donde lo que se tiene son tres gaussianas, dos de ellas retardadas un determinado tiempo y dentro de estas dos una invertida con amplitud el doble que las otras dos. En este caso la función de transferencia que se puede deducir a partir de (15) vendrá dada por la siguiente expresión:

$$H(\Omega) = \frac{Y(\Omega)}{X(\Omega)} = 1 - 2e^{-j\Omega T} + e^{-2j\Omega T} \tag{16}$$

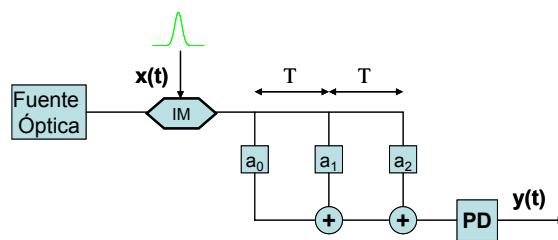


Fig. 10. Esquema de un filtro fotónico para la generación de un monociclo y un doblete.

Recientemente se han producido numerosos avances en el campo del filtrado fotónico de microondas [18,19] que incluyen la posibilidad de implementar coeficientes negativos a través de distintas técnicas. Además, las formas de ponderación de las muestras de la señal y la capacidad de reconfiguración han permitido conseguir respuestas en frecuencia muy diversas. Se han propuesto distintas implementaciones de filtros fotónicos para la generación de señales UWB. En este sentido, se pueden encontrar arquitecturas basadas en el fenómeno de modulación cruzada de ganancia para

la implementación de coeficientes negativos [20], en la modulación cruzada de polarización [21] y en la dependencia del punto de polarización de un modulador Mach-Zehnder [22,23].

En [20] se propone una configuración de un filtro fotónico basada en la modulación cruzada de ganancia de un amplificador óptico de semiconductor (SOA) para la generación de un monociclo y cuyo esquema se puede observar en la Fig.11. En este caso se dispone de dos longitudes de onda diferentes provenientes de dos diodos láser (LD1 y LD2) uno de ellos modulado con una señal gaussiana y operando a alta potencia llamado de bombeo y el otro operando a baja potencia que recibe el nombre de referencia. Ambas longitudes de onda se introducen en un SOA donde, debido a la modulación cruzada de ganancia (XGM), la potencia óptica proveniente del láser de referencia sufrirá una variación opuesta a la del de bombeo. Como resultado se tienen dos pulsos ópticos gaussianos complementarios a dos longitudes de onda diferente. A continuación se hace uso de dos redes de difracción (FBG1 y FBG2) sintonizadas a las longitudes de onda de bombeo y referencia respectivamente para introducir el retardo entre ambos pulsos. Además, gracias al filtrado paso banda de las redes de difracción se elimina el ruido de emisión espontánea (ASE) proveniente del SOA. Una vez introducido el correspondiente retardo entre el pulso positivo y negativo se realiza la detección de la señal óptica mediante en un fotodetector obteniéndose como forma de onda un monociclo como se puede ver en trazo azul en la Fig. 11. La arquitectura propuesta en [20] se puede extender fácilmente para la generación de un doblete sin más que añadir un nuevo diodo láser de referencia sintonizado a una longitud de onda distinta y una tercera red de difracción. Ahora, por tanto, en el SOA por XGM se obtienen dos pulsos invertidos a las longitudes de onda de referencia con respecto al proveniente de la de bombeo. Mediante las FBGs se controla el retardo entre los pulsos y con las reflectividades se puede conseguir una relación entre los mismos de la forma [1:2:1] para poder obtener un doblete correctamente.

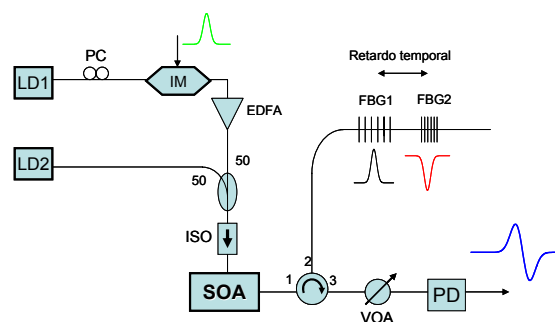


Fig. 11. Esquema de un filtro fotónico basado en XGM en un SOA para la generación de un monociclo

II.2. Formatos de modulación.

La información a transmitir se puede codificar en las señales UWB de distintas formas. Los formatos de modulación más populares que se suelen encontrar para las comunicaciones UWB son: modulación por amplitud de los pulsos (Pulse Amplitude Modulation, PAM), modulación on-off keying (OOK), modulación por inversión de los pulsos (Bi-Phase Modulation, BPM), modulación por pulsos ortogonales (Orthogonal Pulse Modulation, OPM) y modulación por posición de los pulsos (Pulse Position Modulation, PPM) [5,6].

Considerando $p(t)$ como una forma de onda sin modular, una señal modulada en amplitud, PAM, se puede expresar de forma matemática del siguiente modo:

$$s_i(t) = \sigma_i p(t) \quad (17)$$

donde el número de valores que puede tomar $\sigma_i > 0$ marca el número de niveles de modulación posibles. En la Fig. 12a se muestra el caso de dos niveles de modulación distintos para representar un bit. Dentro de las modulaciones de amplitud también se puede incluir el caso OOK y que corresponde con valores de σ_i de 0 ó 1. Este caso se presenta en la Fig. 12b donde el 0 se corresponde con la ausencia de pulso y el 1 con la presencia del mismo.

Por lo que se refiere a la BPM lo que se realiza en ese caso es una modulación de la polaridad del pulso base $p(t)$ y que vendrá dada por (17) pero con σ_i tomando valores de 1 y -1. En la Fig. 12c, se puede observar como, tomando como pulso básico un doblete se ha codificado un 0 y con el mismo pulso pero invertido un 1.

En cuanto a la modulación OPM, para la codificación de la información se utilizan un conjunto de formas de onda $p_i(t)$ que son ortogonales entre sí cada una de ellas representando un estado de la modulación. Como ejemplo, la Fig. 12d muestra una modulación donde se hace uso de un monociclo para codificar un 0 y de un doblete para codificar el 1.

Finalmente, la modulación PPM consiste en desplazar en el tiempo un determinado pulso a partir de una posición de referencia para representar los distintos estados de la modulación. A partir de la forma de onda básica $p(t)$ se puede expresar matemáticamente esta modulación del siguiente modo:

$$s_i(t) = \sigma_i p(t - \tau_i) \quad (18)$$

donde τ_i es el desplazamiento en el tiempo del estado de modulación i -ésimo. Para ilustrar este caso, en la Fig. 12e se muestra una modulación con 2 estados donde el pulso base tomado es un monociclo. En este caso, se ha optado por retrasar respecto de la posición de referencia el monociclo para representar un 0 y adelantarlo el mismo tiempo para representar un 1. El desplazamiento temporal entre las posiciones que representan los distintos estados de modulación

es típicamente del orden de los nanosegundos, mientras que el tiempo entre bits transmitidos es mucho mayor para eliminar posibles interferencias entre pulsos [5]. Por otra parte, cabe destacar el uso de este tipo de modulación en otros sistemas que no se dedican a las comunicaciones inalámbricas como son sistemas de posicionamiento, radares, etc,...

De entre los distintos tipos de modulación presentadas cabe destacar que los casos PAM, OPM y PPM son fácilmente extensibles a niveles de modulación de órdenes superiores a 2 por lo que se podrían utilizar para codificar conjuntos de bits. Por el contrario, la OOK y la BPM se limitan únicamente a representar dos niveles distintos de modulación.

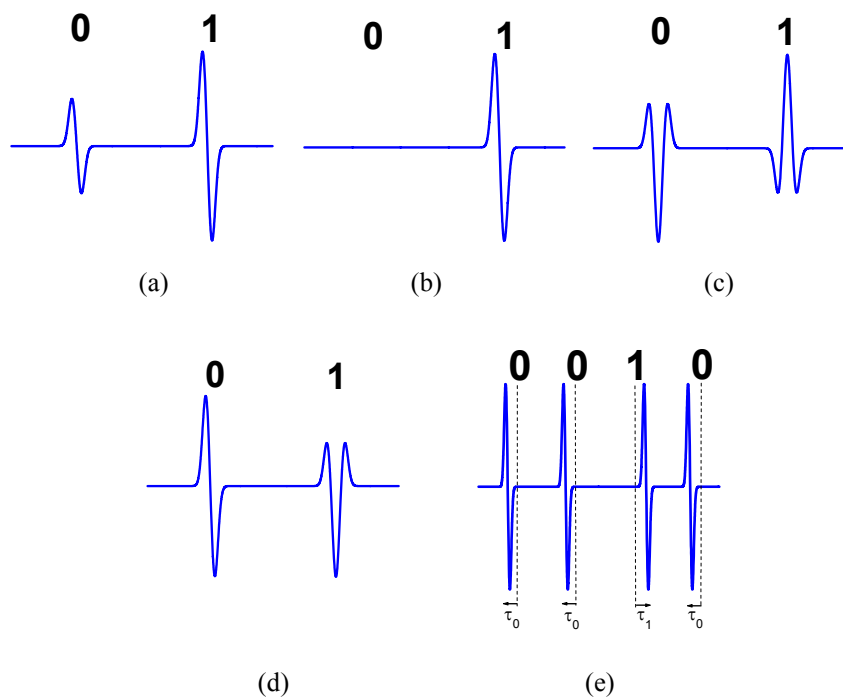


Fig. 12. Formatos de modulación para señales UWB: (a) PAM, (b) OOK, (c) BPM, (d) OPM y (e) PPM.

III. Análisis teórico de la propuesta para generación de IR-UWB.

La mayoría de las técnicas propuestas hasta este momento van dirigidas únicamente a la síntesis de los pulsos clásicos UWB, monociclo y doblete por su facilidad de generación. No obstante, dichos pulsos no satisfacen completamente los requerimientos espectrales de la FCC sobre todo por las estrictas condiciones que se deben cumplir a bajas frecuencias, en especial entorno a la banda de GPS (0.96-1.61 GHz). En este trabajo se propone una arquitectura para la generación de señales de RF adaptable a las comunicaciones UWB que permite sintetizar pulsos de orden superior que satisfagan esos requerimientos espectrales.

El sistema propuesto se basa en un filtro fotónico de microondas de N muestras totalmente reconfigurable y sintonizable que permite la implementación tanto de coeficientes positivos como negativos mediante de la adecuada polarización de unos moduladores electro-óptico tal y como se expone en [23]. El funcionamiento del sistema se basa en dos principios fundamentales: la elección del punto de polarización de los moduladores electro-óptico y el retardo introducido entre las distintas muestras de la señal a través de un elemento dispersivo.

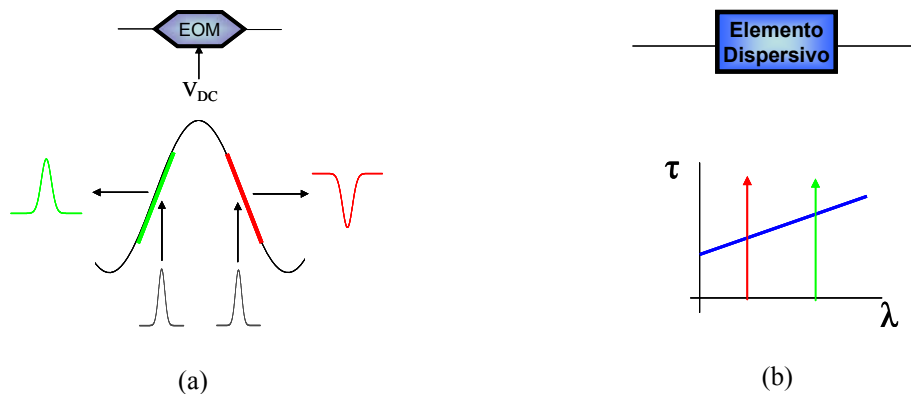


Fig. 13. (a) Curva característica de un modulador electro-óptico, zona lineal con pendiente positiva (verde) y zona lineal con pendiente negativa (rojo). (b) Relación entre el retardo y la longitud de onda en un elemento dispersivo.

En Fig. 13a, se puede observar el fenómeno de inversión de fase que se puede conseguir en un modulador electro-óptico. La curva característica tiene una forma de coseno alzado donde aparecen dos zonas prácticamente lineales pero con pendientes opuestas de color verde y rojo en la Fig. 13a. Por tanto, mediante el voltaje de polarización V_{DC} se puede seleccionar la región donde va a operar el modulador y obtener así en el dominio óptico una versión de la señal moduladora o su inversa. Para ilustrar este hecho, en Fig. 13a se muestra pulso gaussiano como señal de entrada y como, en función de la región de operación, a la salida del modulador se obtiene un pulso con la misma polaridad que el de entrada o con la polaridad invertida. Por otra parte, para la introducción del retardo entre las muestras del filtro fotónico se va a hacer uso de un elemento dispersivo, en concreto un enlace de fibra óptica. En Fig. 13b podemos ver la curva que relaciona el retardo con la longitud de onda de la portadora utilizada de un elemento dispersivo general y que presenta un comportamiento lineal. Para introducir los retardos entre las muestras del filtro es necesario

conocer dicha relación y seleccionar de forma correcta las longitudes de onda de las fuentes ópticas que se utilicen.

En la Fig. 14 se muestra la arquitectura de un filtro fotónico de N coeficientes adaptado a la generación de pulsos UWB de orden superior. El principio de funcionamiento del sistema se basa en uso de dos moduladores electro-ópticos (EOM1 y EOM2) polarizados en su región lineal pero con pendientes opuestas mediante unas tensiones de polarización V_1^{DC} y V_2^{DC} respectivamente. Ambos son modulados por el mismo pulso eléctrico $\phi_{RF}(t)$ utilizando para ello un splitter de RF. Por lo tanto, la respuesta de cada modulador electro-óptico ($k=1,2$) $m_k(t)$ en pequeña señal se puede aproximar por la siguiente expresión:

$$m_k(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} [1 + (-1)^k \cdot \phi_{RF}(t)] \quad (19)$$

En este caso se tomará como pulso eléctrico un pulso gaussiano de la forma:

$$\phi_{RF}(t) = \phi_{RF} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2} \quad (20)$$

donde ϕ_{RF} corresponde a la amplitud máxima del pulso gaussiano y T_0 es la anchura del pulso gaussiano cuando dicha amplitud máxima cae $\frac{1}{\sqrt{e}}$ medida desde $t=0$. Para simplificar el estudio se supondrá que ambos moduladores poseen las mismas propiedades.

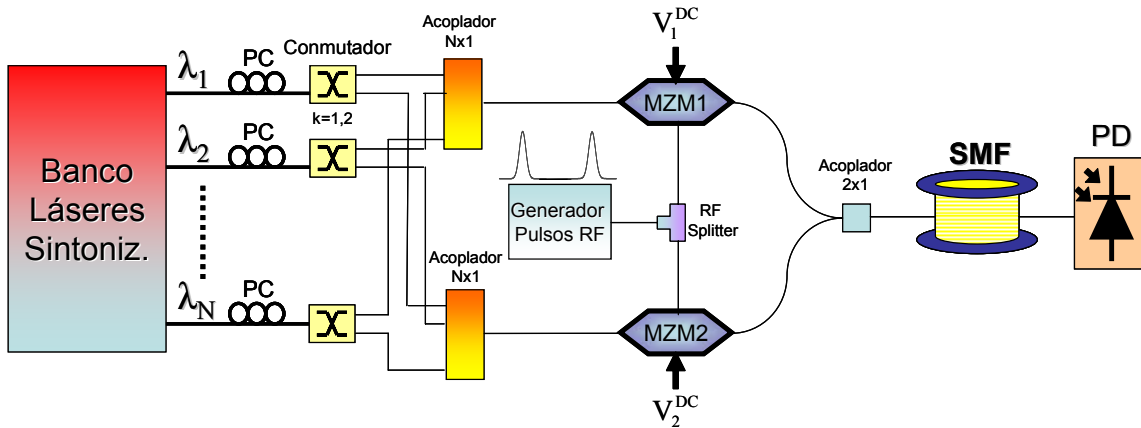


Fig. 14. Esquema de un generador de pulsos UWB de orden superior basado en filtro fotónico.

Las portadoras ópticas provenientes de un array de N láseres sintonizables se introducen en uno u otro modulador según el estado, cross o bar, en el que se encuentren unos conmutadores ópticos haciendo uso de acopladores ópticos Nx1. La densidad espectral de cada láser viene dada por $S(\omega)$:

$$S(\omega - \omega_{n,k}) = \frac{P_n}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\delta\omega} \cdot e^{-\left[\frac{\omega - \omega_{n,k}}{\delta\omega} \right]^2} \quad (21)$$

En la expresión (21) P_n es la potencia óptica total, $\delta\omega$ es el ancho de línea óptico de los láseres que se asume idéntico para todos y $\omega_{n,k}$ es la pulsación óptica central con la emite casa láser ($n=1,2,\dots,N$) donde el índice k indica a cual de los dos moduladores entra la correspondiente portadora óptica ($k= 1$ ó 2). Las señales ópticas moduladas procedentes de cada modulador se combinan y se introducen en un elemento dispersivo que produce distintos retardos para cada una de ellas. Al utilizar como elemento dispersivo un enlace de fibra óptica, éste se puede utilizar para realizar la distribución de la señal. La constante de propagación $\beta(\omega)$ para un enlace de fibra se puede aproximar por la expansión de segundo orden alrededor de la pulsación ω_0 :

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\beta_2(\omega - \omega_0)^2 \quad (22)$$

Para el análisis teórico del sistema se hace uso de la formulación desarrollada por Marcuse para propagación de pulsos en elementos dispersivos [24]. De este modo, la potencia óptica media que se desplaza una distancia z en una fibra óptica con una constante de propagación β se puede obtener como:

$$\langle P(z,t) \rangle = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega' - \omega_{n,k}) \cdot |R_k(\omega', t)|^2 d\omega' \quad (23)$$

$$\text{con } R_k(\omega', t) = \int_{-\infty}^{\infty} M_k(\omega - \omega') e^{j(\omega - \omega')t - (\beta - \beta')z} d\omega.$$

En el caso bajo estudio, el término $R_k(\omega', t)$ depende del índice k dado que cada láser puede ser modulado por uno u otro de los dos moduladores y $M_k(\omega)$ es el espectro de la señal moduladora $m_k(t)$ de la expresión (19).

El siguiente paso consiste en introducir las ecuaciones (19)-(21) en la ecuación (23), para obtener la potencia óptica $\langle P(z,t) \rangle$ a la salida del enlace de fibra que será detectada por el fotodetector (PD). Además, el teorema de Wiener-Khintchine permite obtener la densidad espectral de potencia de $\langle P(z,t) \rangle$ fácilmente. A partir esta densidad espectral de potencia se puede extraer la función de transferencia del sistema $H_{RF}(\Omega)$ cuya expresión vendrá dada por:

$$H_{RF}(\Omega) = H_{EOM}(\Omega) \cdot H_{PD}(\Omega) \cdot \underbrace{\frac{\sum_{n=1}^N P_n (-1)^k e^{j\Omega\tau_n}}{\sum_{n=1}^N P_n}}_{\text{FFM}} \cdot \underbrace{\cos\left(\frac{1}{2}\beta_2 z \Omega^2\right)}_{\text{CSE}} \cdot \underbrace{e^{-\left(\frac{\beta_2 z \cdot \delta\omega \cdot \Omega}{2}\right)^2}}_{\text{ETP}} \quad (24)$$

A la vista de (24), la representación de $\langle P(z,t) \rangle$ en el dominio de la frecuencia es útil ya que permite identificar los términos correspondientes a los diferentes efectos que actúan sobre el pulso de entrada $\phi_{RF}(t)$. En la ecuación (24) se tienen en cuenta las respuestas en frecuencia del

modulador y el fotodetector mediante los términos $H_{\text{EOM}}(\Omega)$ y $H_{\text{PD}}(\Omega)$ respectivamente. Por tanto, esta aproximación resulta de interés especial ya que al considerar las conversiones E/O y O/E como parte de la función de transferencia total del sistema, se puede ajustar el mismo para eliminar sus efectos no deseados sobre los pulsos UWB generados [24].

En (24), tras los términos del modulador y al fotodetector, se encuentra el término correspondiente a un filtro fotónico de N coeficientes (FFM). Cuando dicho término se combina con el pulso eléctrico de entrada se da lugar al espectro de N pulsos ópticos retardados por el elemento dispersivo un tiempo que viene dado por $\tau_n = \beta_2 L (\omega_{n,k} - \omega_0)$. El siguiente término de (24) se refiere al efecto de supresión de portadora (CSE) debido al batido de las componentes laterales superior e inferior con la portadora óptica en el fotodetector. En último lugar aparece el término que tiene en cuenta el ensanchamiento temporal del pulso (ETP) debido al ancho de línea finito de los láseres. Estos dos últimos términos (CSE y ETP) introducen un efecto paso bajo en el sistema y, dado que el ancho de banda típico de los pulsos eléctricos usados para implementar señales UWB es de alrededor de unos 10 GHz, se hace necesario que sus efectos no afecten a la región de UWB. Ambos términos pueden no tenerse en cuenta cuando se satisfagan las siguientes condiciones que hacen referencia a la distancia de propagación, anchura del pulso y anchura de línea del láser:

$$\frac{1}{2} \frac{\beta_2 z}{T_0^2} \ll 1 \quad \frac{1}{2} \frac{\beta_2 z \delta\omega}{T_0} \ll 1 \quad (25)$$

Para un pulso eléctrico y unos láseres dados (T_0 y $\delta\omega$ fijos), el cumplimiento de las condiciones de (25) dependerá de la dispersión introducida por el enlace de fibra óptica y en última instancia por su longitud. Con el fin de estudiar la importancia de dichas condiciones se va proceder a observar qué efecto se produce sobre un pulso gaussiano cuando se propaga por enlaces de fibra óptica de distintas longitudes. A partir de (20) se define un pulso gaussiano con una anchura T_0 de 25 ps y amplitud 1, como la que se puede ver en la Fig. 15a.

En primer lugar se va proceder con a la observación de los efectos producidos cuando se cumplen y cuando no se cumplen las condiciones de (25). Para ello, suponiendo una fibra estándar con un parámetro de dispersión β_2 de $-22 \text{ ps}^2/\text{km}$, se compara el pulso a la entrada y a la salida de la misma cuando tiene como longitudes 5 y 50 km, lo que se corresponde con una dispersión total de 110 y 1100 ps respectivamente. Para esos casos la condición que muestra la expresión (25) tomará los valores de 0.088 y 0.88 respectivamente. Por tanto, el primero (5 km) no se verá afectado por los efectos dispersivos no deseados ya que la condición es dos órdenes de magnitud menor que la unidad. Por el contrario, para el segundo caso (50 km), la condición toma un valor muy próximo a la unidad por lo que el pulso en este caso sí se verá afectado. En la Fig. 15b se muestra en color

negro el pulso a la entrada y en rojo y azul el pulso correspondiente al enlace de longitud 5 km y 50 km respectivamente. Se debe tener en cuenta que las amplitudes de los pulsos representados se encuentran normalizadas ya que en realidad disminuirán debido a la atenuación y a la dispersión cromática del enlace de fibra. Como se puede observar, el caso de menor dispersión el pulso a la salida de la fibra es prácticamente igual al pulso a la entrada, mientras que cuando la dispersión es mayor el pulso sufre un ensanchamiento. Por lo tanto, los efectos dispersivos pueden provocar modificaciones sobre los pulsos generados cuando la longitud de los enlaces de fibra utilizada es grande. No obstante, dado que el tipo de sistema propuesto se encuentra orientado a entornos de redes de acceso, las longitudes de los enlaces de fibra con los que se va a trabajar no deberían provocar efectos dispersivos importantes.

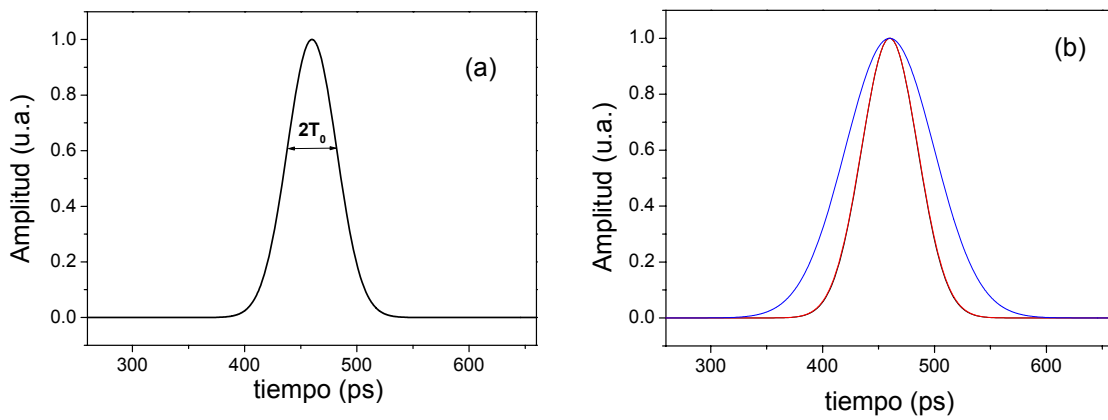


Fig. 15. (a) Pulso gaussiano de entrada al filtro con anchura de $2T_0$ cuando la amplitud cae a $1/\sqrt{e}$. (b) Pulso gaussiano a la entrada (línea negra), salida con enlace de 5 Km (línea roja) y salida con enlace de 50 Km (línea azul).

Si siguiendo con el pulso gaussiano definido anteriormente (Fig. 15a), su espectro en frecuencia tendrá también una forma gaussiana que vendrá dada por:

$$\Phi_{RF}(\Omega) = \Phi_0 e^{-\frac{T^2 \Omega^2}{2}} \tag{26}$$

A partir de (14), dada la función de transferencia del sistema $H_{RF}(\Omega)$, se puede obtener la el espectro de la señal de salida del siguiente modo:

$$S_o(\Omega) = \Phi_{RF}(\Omega) \cdot H_{RF}(\Omega) \tag{27}$$

De tal forma que la señal de salida se puede obtener mediante la Transformada de Fourier Inversa de (27). De este modo se va a mostrar de forma teórica la capacidad del sistema para generar distintos tipos de señales. En primer lugar, se va a generar un monociclo y para ello basta con que el filtro equivalente tenga unos coeficientes de la forma [1,-1]. Se toma como separación entre las dos muestras del filtro 70 ps simulando que se propagan a través de un enlace de fibra con las

mismas características que en el caso anterior obteniéndose a una función de transferencia como la de la Fig. 16b. La forma de onda generada correspondiente se puede observar en la Fig 16a con trazo negro. Como puede observarse la respuesta total del sistema del sistema, $H_{RF}(f)$ (línea negra), ven la región espectral de UWB viene determinada principalmente por el término FFM (línea roja) según (24). Para comprobar que es lo que ocurre cuando no se cumplen las condiciones de (25) se va a sintetizar un filtro similar pero para enlace de fibra óptica de 50 Km manteniendo la separación entre muestras en 70 ps. La función de transferencia resultante se muestra en la Fig. 16c y su correspondiente forma de onda en la Fig. 16a en trazo rojo. A la vista de los resultados obtenidos, en este caso la función de transferencia total del sistema, $H_{RF}(f)$ (línea negra), no viene determinada sólo por el término correspondiente al filtrado fotónico FFM (línea roja). En este caso, el término del efecto de supresión de portadora CSE (línea verde) determina en gran medida la función de transferencia total del sistema. Como resultado, la forma de onda de la Fig. 16a se corresponde con un monociclo pero ensanchado con respecto al que se obtenía cuando el enlace de fibra óptica del que se hacía era de 5 Km. Por tanto, cuando las condiciones de la expresión (25) se cumplan se puede garantizar que la función de transferencia total del sistema $H_{RF}(f)$ vendrá determinada únicamente por el término correspondiente a un filtro fotónico de microondas de N coeficientes.

Del mismo modo, se ajusta el filtro para tener unos coeficientes de la forma $[0.5, -1, 0.5]$ manteniendo la misma separación entre muestras de la señal que en el caso del monociclo lo que supone una función de transferencia como la de Fig. 17b. La forma de onda generada en este caso es un doblete como puede observar en la Fig. 17a. Estableciendo una comparación entre las funciones de transferencia presentadas en Fig. 16b y Fig. 17b, cabe destacar el hecho de que a medida que el número de coeficientes del filtro va aumentando, la anchura de la banda del filtro va disminuyendo.

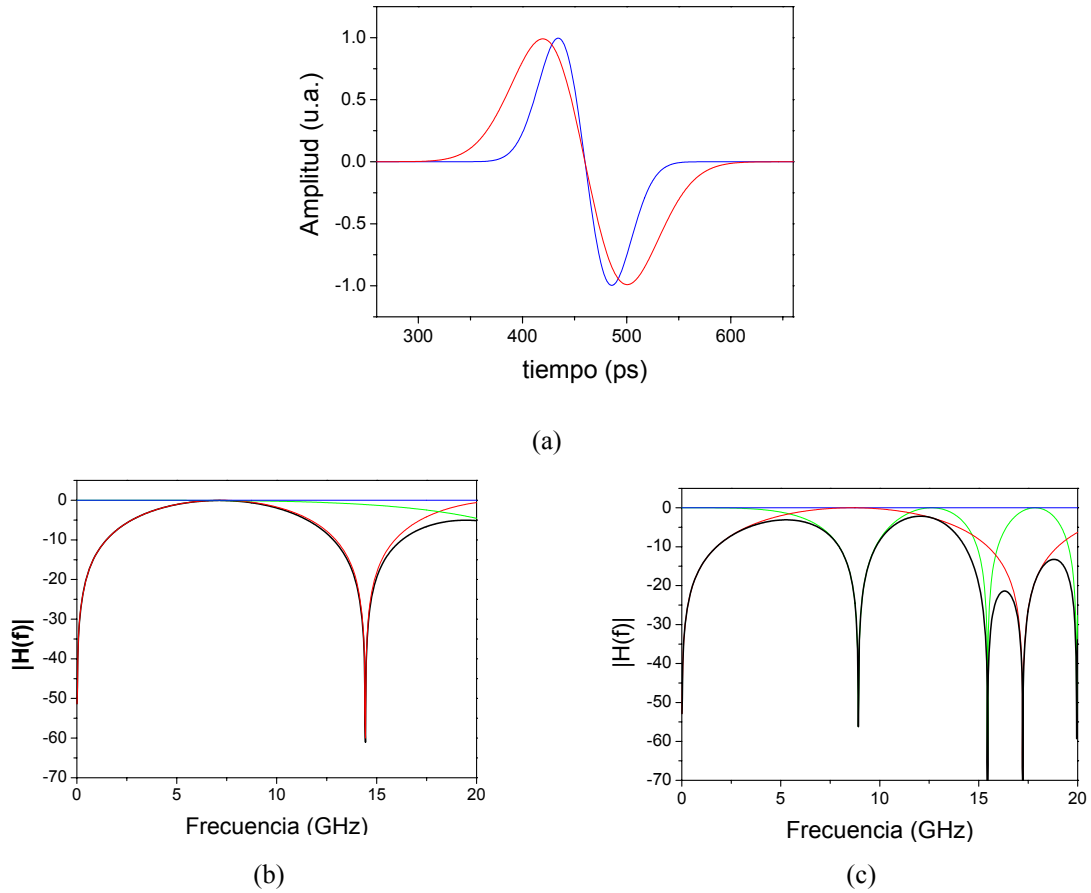


Fig. 16. (a) Monociclo generado para un enlace de fibra de 5 Km (línea azul) y 50 Km (línea roja). Función de Transferencia Eléctrica de filtro [1,-1] con $T=70$ ps para (b) 5 Km y (c) 50 Km con FFM(rojo), CSE (verde), ETP (azul) y $H_{RF}(f)$ (negro).

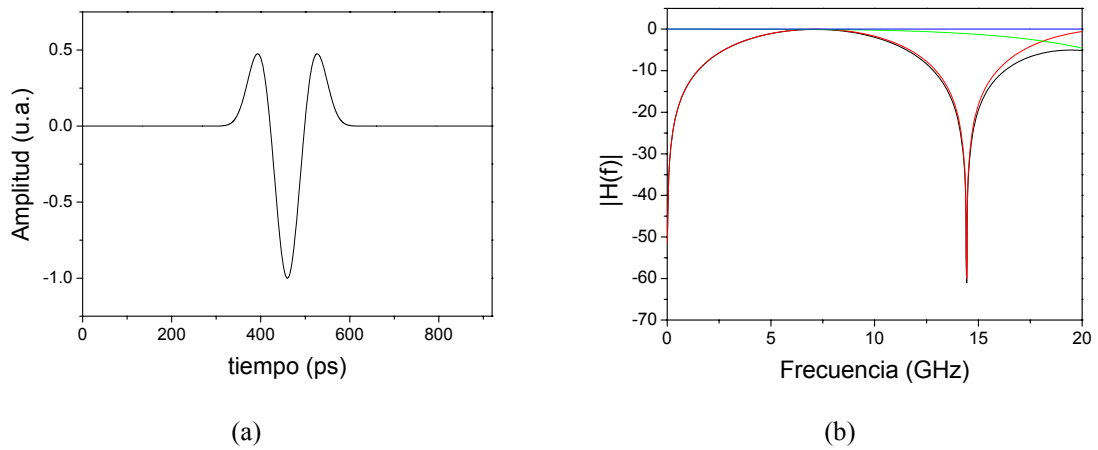


Fig. 17. (a) Doblete generado a partir del filtro [0.5,-1,0.5] con $T=70$ ps y un enlace de 5 Km de fibra óptica. (b) Función de transferencia Eléctrica del filtro con FFM(rojo), CSE (verde), ETP (azul) y $H_{RF}(f)$ (negro).

IV. Resultados Experimentales.

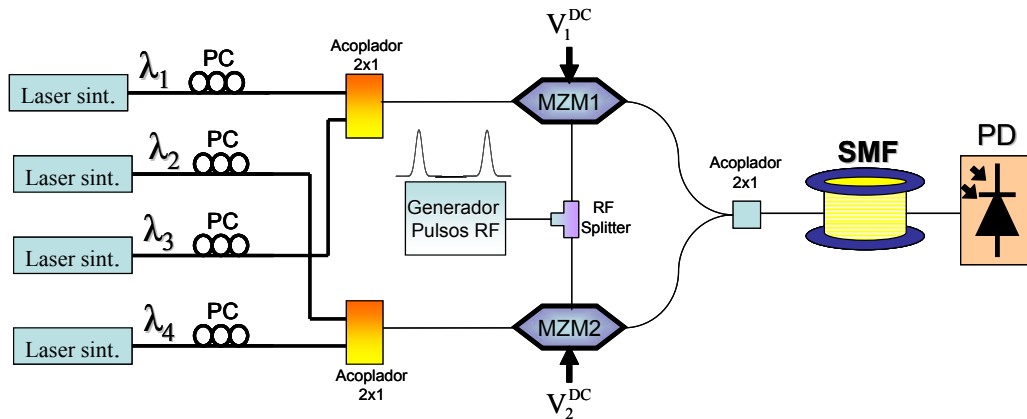


Fig. 18. Montaje experimental para la generación de pulsos UWB de orden superior

En la Fig. 18 se muestra el montaje experimental realizado para la generación de pulsos UWB. Básicamente consiste en cuatro láseres sintonizables Exfo IQS-2043BLD centrados a las longitudes de onda $\lambda_1=1548.52$, $\lambda_2=1549.32$, $\lambda_3=1550.12$ y $\lambda_4=1550.92$ nm respectivamente. El tipo de láseres utilizado posee un rango de sintonización de ± 1 nm entorno a su frecuencia central con ajuste en saltos de 0.01 nm y una anchura de línea de 100 MHz. Además la potencia óptica a la salida de todos ellos puede ser modificada de forma independiente. Las portadoras ópticas provenientes de cada uno de los láseres se combinan y se introducen en los moduladores MZM1 o MZM2, Avanex serie 7910507-A, que se encuentran polarizados con diferentes voltajes (V_1^{DC} y V_2^{DC}) para que operen en la región lineal pero con pendientes opuestas. Las portadoras ópticas se modulan con una señal eléctrica proveniente de un generador de pulsos Anritsu MP1800A eléctricos con un patrón fijo de un “1” y sesenta y tres “0” (para un total de 64 bits) que trabaja con una tasa de bits de 12.5 Gb/s. En Fig. 19 se puede observar esta señal eléctrica donde el periodo que separa cada pulso eléctrico se corresponde aproximadamente con 5.12 ns, lo que supone en una tasa de bits efectiva de aproximadamente 195 Mb/s. Las señales provenientes de cada modulador se combinan y se introducen en un carrete de fibra óptica estándar SMF-28 de longitud 5.43 km con una dispersión total de 93 ps/nm entorno a 1550 nm para finalmente detectar la señal óptica combinada mediante un fotodetector (PD) Discovery Semiconductor Inc. modelo DSC30S-73-FC/PC-K. El signo y valor de coeficientes del filtro correspondiente se puede controlar seleccionando a qué modulador entra la señal ($k=1,2$) y con la potencia óptica de cada láser, respectivamente. Para observar las distintas señales temporales y sus espectros obtenidos a lo largo de este apartado de resultados experimentales se ha hecho uso de un osciloscopio Tektronix CSA8000 y un analizador de espectros Agilent E8364A respectivamente.

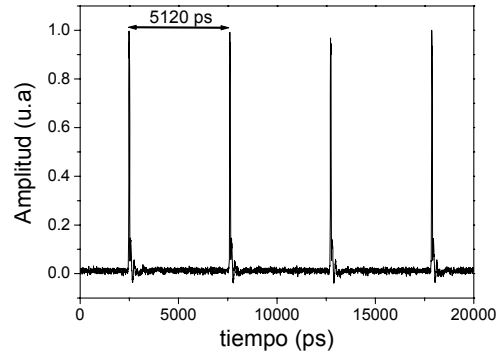


Fig. 19. Señal de salida del generador de pulsos eléctricos.

IV.1. Estudio del comportamiento del sistema.

En este apartado se pretende mostrar cuál es el rendimiento del generador de pulsos UWB de orden superior propuesto. En primer lugar se va a comprobar la capacidad del sistema para generar tanto pulsos positivos como negativos mediante la selección del MZM1 o el MZM2. Para ello se activa únicamente uno de los láseres sintonizables, el que se encuentra centrado en 1550.12 nm. En Fig. 20a se muestra el pulso óptico positivo y en Fig. 20b el pulso óptico negativo correspondiente a seleccionar o el modulador MZM1 o el MZM2 respectivamente, antes (línea negra) y después de haberse propagado por el enlace de fibra. En ambos casos los pulsos se encuentran normalizados a la unidad de forma que se puedan comparar ya que en realidad el pulso a la salida tiene menos amplitud que el de la entrada debido a la atenuación sufrida en el enlace de fibra. Tomando la definición de T_0 según (20), la anchura de los pulsos en ambos casos es muy similar a la entrada y a la salida del enlace 51.1 ps para el pulso positivo y 51.7 ps para el negativo. Por tanto, la longitud del enlace es la adecuada para satisfacer las condiciones de (25).

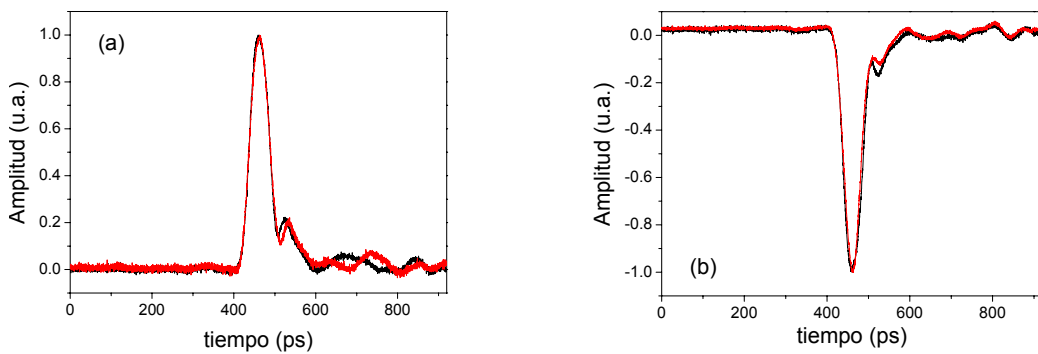


Fig. 20. Pulsos ópticos normalizados a la entrada (línea negra) y a la salida (línea roja) de la fibra óptica para (a) MZM1 y (b) MZM2.

Por otro lado, en análisis teórico del sistema se ha mostrado la posibilidad de controlar el retardo entre los pulsos a través de la longitud de onda de los láseres en combinación con la dispersión del enlace de fibra. Para comprobar este fenómeno de forma experimental se selecciona de nuevo el láser centrado en 1550.12 nm, se incrementa y decrementa su longitud de onda observando el retardo producido respecto a cuando el láser se encontraba todavía centrado en 1550.12. En la Fig.21, se muestra la relación existente entre el retardo temporal producido y la la variación de la

longitud de onda tanto para el caso de pulso positivo (línea negra) y negativo (línea roja). Como se puede observar existe una dependencia lineal entre ambas magnitudes y la pendiente de la gráfica es de 93.63 ps/nm lo que se corresponde con la dispersión total de la fibra. Por otro lado, cabe destacar que, dado la longitud de onda de salida del láser se puede modificar en saltos de 0.01 nm, se podrá ajustar el retardo de los pulsos con una precisión muy cercana a 1 ps.

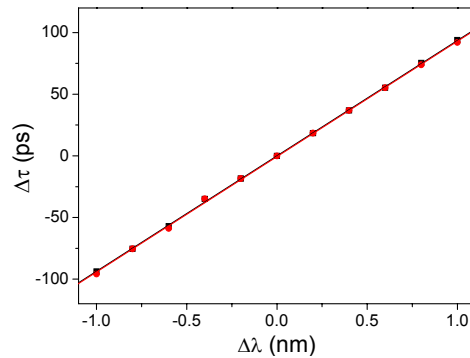


Fig. 21. Relación entre el retardo temporal y la longitud de onda para pulso positivo (línea negra) y pulso negativo (línea roja).

A continuación se muestra de forma conjunta tanto la posibilidad de generar pulsos positivos y negativos como de controlar el retardo entre los mismos mediante las longitudes de onda de los láseres. Para ello, se seleccionan en primer lugar dos láseres centrados entorno a 1550.12 nm con una separación de 1.07 nm. Cada uno de los láseres se introduce en un modulador distinto. El resultado es una forma de onda como la que se puede observar en la Fig. 22a donde se observan un pulso positivo y otro negativo separados 100 ps. Por otro lado, se vuelven a seleccionar dos láseres entorno a 1550.12 nm pero ahora separados 1.6 nm dando como resultado la forma de onda de la Fig. 22b. Por tanto, estamos obteniendo pulsos positivos y negativos al mismo tiempo que controlamos el retardo entre ellos.

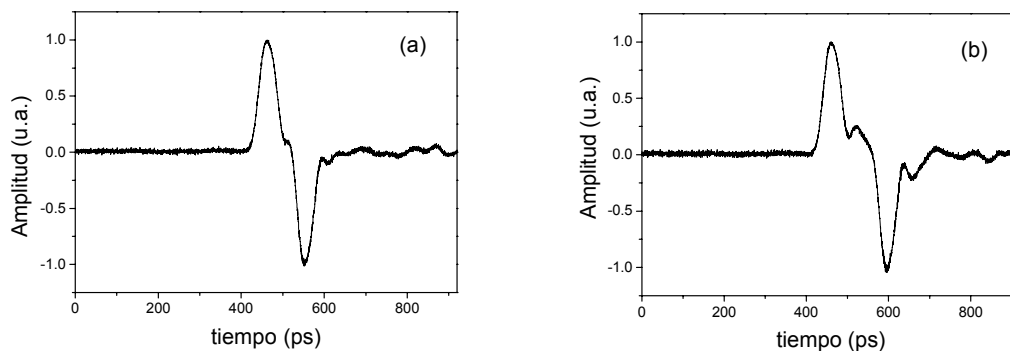


Fig. 22. Formas de onda generadas introduciendo unos retardos entre muestras del filtro de (a) 100 ps y (b) 150 ps.

IV.2. Generación de pulsos UWB.

La flexibilidad que posee el sistema propuesto para aumentar el número de coeficientes del filtro fotónico equivalente permite la generación de diferentes pulsos UWB fácilmente. En todos los

casos que se van a mostrar el retardo temporal entre los pulsos se ha ajustado a 68 ps con el fin de que el máximo de la función de transferencia del sistema se encuentre lo más centrado posible de la máscara de la FCC. Atendiendo al resultado recogido por la Fig. 21, esto conlleva que la separación entre los distintos láseres sea de 0.74 nm. Además, en todo momento, las portadoras generadas se encuentran centradas dentorno a 1550.12 nm. Por otra parte, los pulsos que van a aparecer en este apartado tienen su amplitud normalizada a la unidad, no obstante en realidad presentan una amplitud de pico de 500 mV que puede ser modificada con la potencia óptica de salida de cada láser.

En primer lugar se procede con la generación de un monociclo para lo cual se utilizan dos láseres con la misma potencia óptica de salida. Cada uno de ellos será la entrada para cada uno de los moduladores (MZM1 y MZM2). De este modo, los coeficientes del filtro de microondas equivalente serán [1,-1] dando lugar a una función de transferencia como la mostrada en la Fig. 23a tanto de forma experimental (línea negra) como teórica (línea azul). La función de transferencia tanto en este caso como en los posteriores se ha obtenido de forma experimental mediante un analizador de redes ópticas HP 8703^a. La forma de onda correspondiente que se obtiene en este caso se puede observar en la Fig. 23b donde se puede ver como se trata de un monociclo de forma experimental (línea negra) y que se ha acompañado del pulso teórico (línea azul). En la Fig. 23c se muestra el espectro en potencia eléctrica de dicha forma de onda (línea negra) junto con la máscara espectral de la FCC (línea azul).

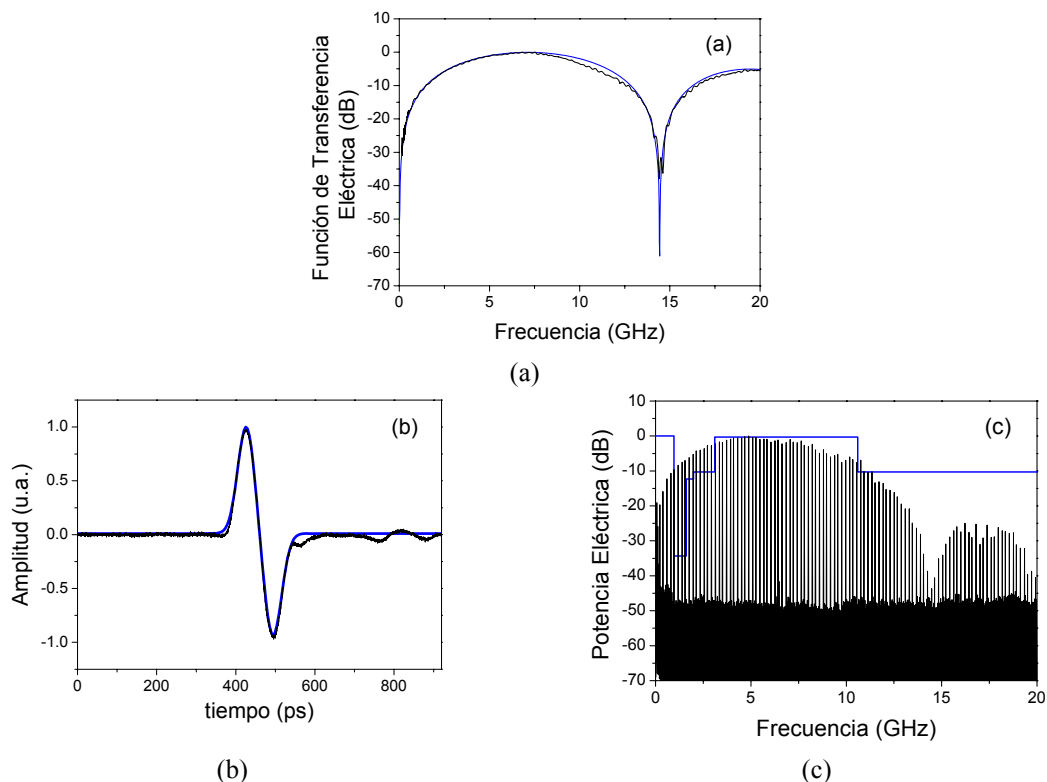


Fig. 23. Experimental (línea negra) y teórica (línea azul) (a) función de transferencia eléctrica, (b) forma de onda para monociclo. En (c), la línea azul representa la máscara espectral de la FCC y la negra corresponde a la potencia eléctrica normalizada.

Para la generación de un doblete se han utilizado tres láseres, el primero y el tercero introducidos en el modulador que trabaja en la región lineal positiva y el segundo en de que trabaja en la negativa y cuyas potencias se han ajustado para obtener unos coeficientes del filtro equivalente de la forma $[0.5, -1, 0.5]$. La función de transferencia del filtro se muestra en la Fig. 24a tanto de forma experimental (línea negra) como teórica (línea azul). Comparando con el caso del monociclo, ahora la anchura de la banda de paso es menos, como consecuencia de estar utilizando un mayor número de coeficientes [18]. La forma de onda del doblete que se consigue en este caso se muestra en Fig. 24b tanto de forma experimental (línea negra) y teórica (línea azul). Finalmente, la Fig. 24c muestra el espectro en potencia eléctrica (línea negra) del doblete generado así como la máscara espectral de la FCC (línea azul).

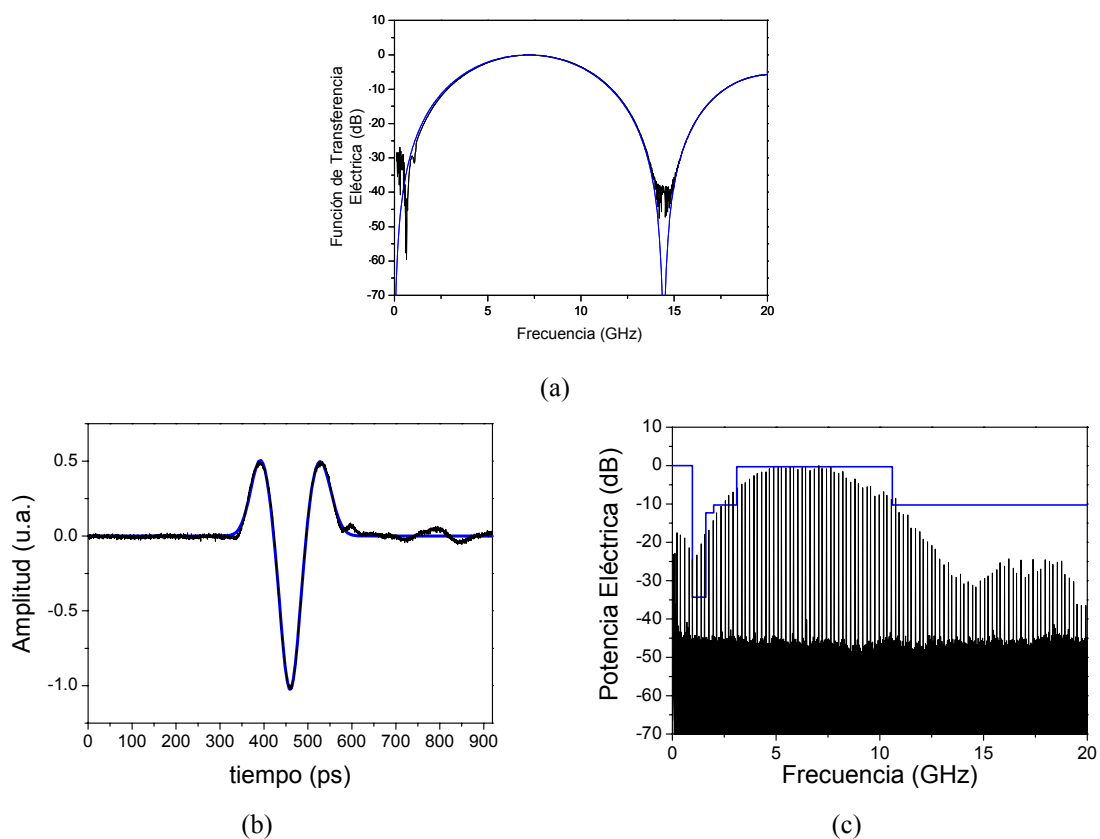


Fig. 24. Experimental (línea negra) y teórica (línea azul) (a) función de transferencia eléctrica, forma de onda para doblete. En (c), la línea azul representa la máscara espectral de la FCC y la negra corresponde a la potencia eléctrica normalizada.

Como se puede observar, tanto para el caso del monociclo como del doblete, las medidas experimentales obtenidas se ajustan a los resultados teóricos esperados. No obstante, a la vista de los espectros en potencia eléctrica de ambos (Figs. 23c y 24c), los requerimientos espectrales de la FCC debido a la estricta restricción entorno a la banda de GPS (0.96-1.61 GHz). Sin embargo, como se ha expuesto en la sección II de este trabajo, el monociclo y el doblete son las formas de onda que normalmente se implementan en las comunicaciones UWB debido a la dificultad que las distintas técnicas propuestas para la generación de pulsos de orden superior. En este sentido, el

sistema que se propone supera esta barrera y permite incorporar de forma sencilla un gran número de coeficientes tanto positivos como negativos para obtener ese tipo de pulsos.

Para la generación de un pulso UWB de tercer orden se incrementa el número de láseres que se están utilizando hasta cuatro. Se mantiene el espaciado de 0.74 nm y la longitud de onda central de referencia en 1550.12 nm. Gracias a la versatilidad del sistema que permite una reconfiguración de la función de transferencia se realiza una optimización de los cuatro coeficientes del filtro de microondas equivalente para cumplir las especificaciones de la FCC resultando de la siguiente forma [-0.35, 1,-1,0.35]. La función de transferencia correspondiente a este caso se muestra en Fig 25a de forma experimental (línea negra) y teórica y donde se comprueba como al incrementar el número de coeficientes, la banda de paso se ha estrechado y se ha incrementado el rechazo desde DC hasta unos 2 GHz que se trata de la región de frecuencias más problemática. La forma de onda correspondiente a esta configuración y con los coeficientes optimizados se muestra en Fig 25b tanto de forma experimental (línea negra) como teórica (línea azul). En Fig. 25c, aparece el espectro en potencia eléctrica del correspondiente pulso generado (línea negra) junto con la máscara espectral de la FCC (línea azul). En este caso, como ya se preveía a la vista de la función de transferencia teórica (línea azul), la extinción de la señal a bajas frecuencias es mayor de modo que se consiguen cumplir los requerimientos espectrales de la FCC.

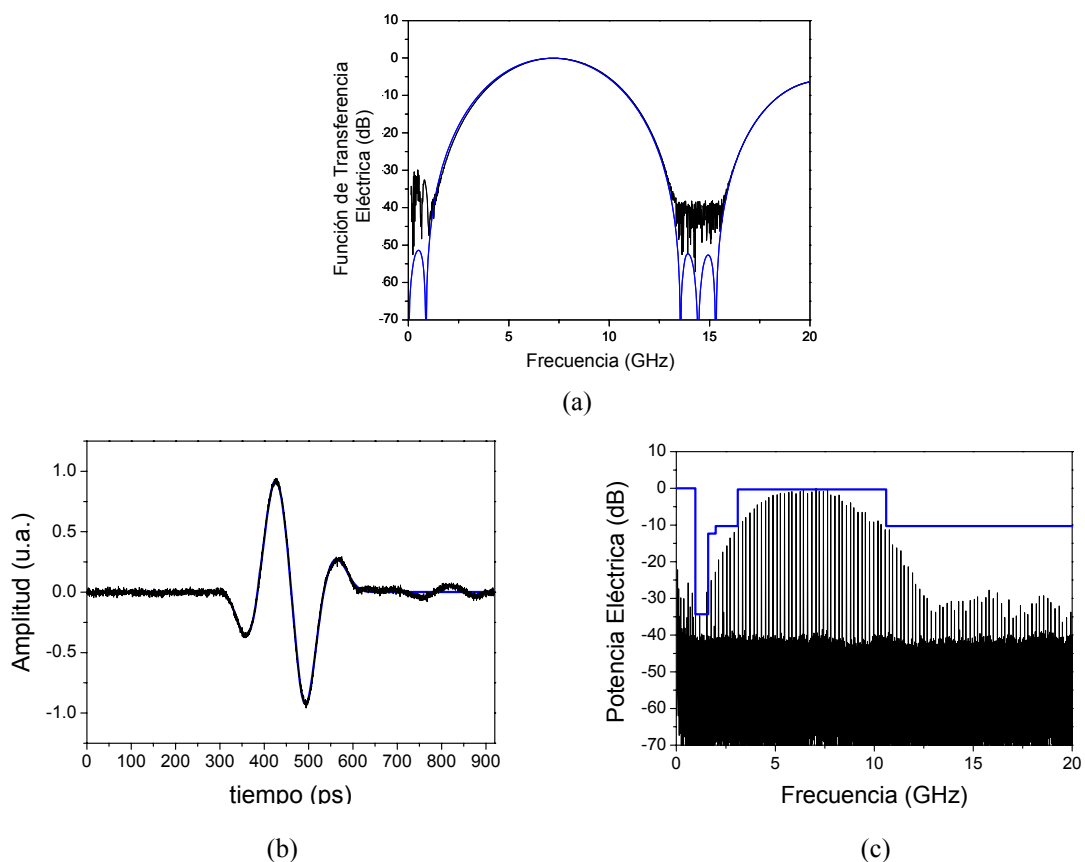


Fig. 25. Experimental (línea negra) y teórica (línea azul) (a) función de transferencia eléctrica, forma de onda para pulso de tercer orden. En (c), la línea azul representa la máscara espectral de la FCC y la negra corresponde a la potencia eléctrica normalizada.

IV.3. *Adaptación a formatos de modulación.*

En la sección II.2 de este trabajo de investigación se han presentado los principales formatos de modulación utilizados en los sistemas UWB para codificar la información. Anteriormente ya se ha comentado el interés en la generación de las señales UWB directamente en el dominio óptico. Es por ello, que las arquitecturas propuestas para dicha generación deberían de ser capaces de adaptarse fácilmente a distintos formatos de modulación. En este sentido la flexibilidad de la propuesta realizada en este trabajo permite la implementación de un número considerable de formatos de modulación.

En primer lugar, las modulaciones de amplitud, PAM y OOK, se pueden implementar fácilmente controlando la amplitud de los pulsos generados mediante la potencia óptica de salida de los láseres. Con el fin de conseguir velocidades de transmisión mayores, se pueden añadir al sistema atenuadores ópticos variables rápidos que en el mercado se pueden conseguir siendo permitiendo en la amplitud de los pulsos de forma más veloz que la realizada sólo a través de los láseres. Por otra parte, el control de las amplitudes de los pulsos combinado con la posibilidad de cambiar el estado de los conmutadores ópticos permite la implementación de una modulación OPM. De este modo, se podrían utilizar, como dos formas de onda correspondientes a dos estados de modulación distintos, el monociclo mostrado en la Fig. 24b y el doblete de la Fig. 25b.

No obstante, las modulaciones PAM, OOK y OPM son los formatos de modulación menos populares en las comunicaciones UWB [6], siendo las modulaciones de las forma BPM y PPM las que suscitan un mayor interés. Para arquitectura propuesta, la modulación BPM, que consiste en utilizar dos pulsos con polaridades opuestas para dos estados de modulación, se puede lograr de dos formas distintas. Por una parte, el punto de polarización de los moduladores se puede modificar haciendo que pase de trabajar en una determinada zona lineal a la otra con pendiente opuesta. Por otra parte, dado que se utilizan los conmutadores ópticos para relacionar cada láser con un determinado modulador, se puede realizar un cambio en el estado de éstos haciendo que cada láser pase a ser modulado con el modulador que se encuentra trabajando en zona lineal con pendiente opuesta. Con el fin de ilustrar la posibilidad de invertir la polaridad de los pulsos generados, en la Fig. 26 se recogen las formas de onda de un monociclo, un doblete y un pulso de tercer orden (línea negra) y los correspondientes pulsos invertidos (línea roja).

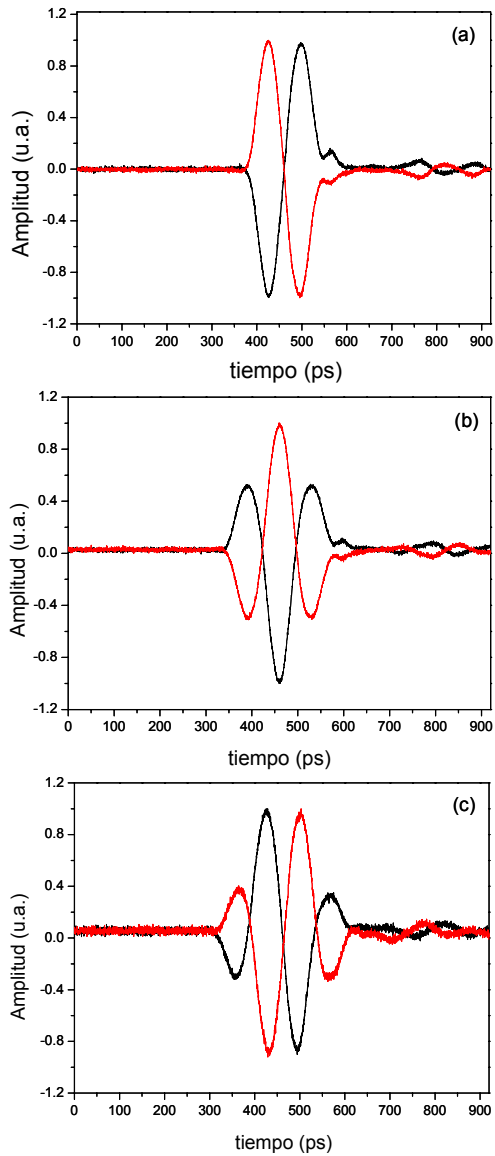


Fig. 26. Pulsos originales (línea negra) e invertidos (línea roja) para (a) Monociclo, (b) Doblete y (c) Pulsos de Tercer Orden.

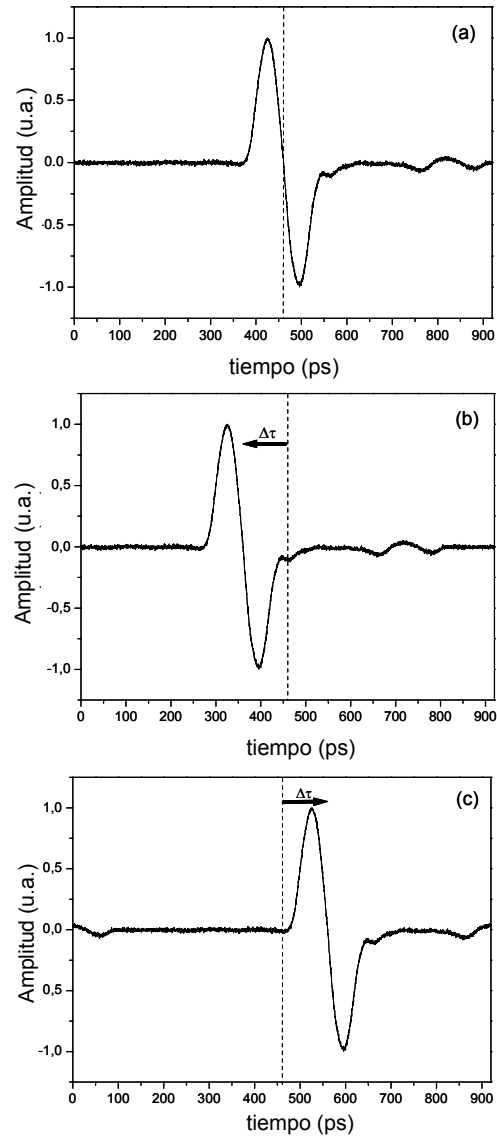


Fig. 27. (a) Monociclo de referencia y monociclo con un (b) negativo y (c) positivo desplazamiento de longitud de onda de 1.07 nm.

La modulación por posición de los pulsos (PPM) es la más común en los sistemas UWB [6] aunque no existen en la actualidad muchas contribuciones dirigidas a su implementación [11]. La flexibilidad que presenta el sistema propuesto permite la implementación de este tipo de formato de modulación de forma sencilla dado el control que se tiene sobre la posición de los pulsos a través de las longitudes de onda de los láseres. En Fig 27 muestra un monociclo cuando se seleccionan diferentes longitudes de onda provenientes de dos láseres con la misma potencia de salida. En los tres casos, la separación de dichas longitudes de onda es de 0.74 nm al igual que ocurría en Fig. 24b. Para el monociclo mostrado en Fig. 27a dichas longitudes de onda toman los valores de 1549.75 y 1550.37 nm. Cuando se aplica una modificación en ambas longitudes de onda al mismo tiempo se produce un desplazamiento temporal del monociclo en su conjunto. De este modo, en la

Fig. 27b se puede observar el mismo monociclo de la Fig. 27a pero habiendo aumentado ambas longitudes de onda en 1.07 nm lo que provoca que el pulso se retrase. Por el contrario, en Fig. 27c se muestra el mismo monociclo pero reduciendo las longitudes de onda en 1.07 nm haciendo que el monociclo se adelante. Al aumentar o disminuir las longitudes de onda en 1.07 lo que se está haciendo es adelantar o retasar la señal en su totalidad en 100 ps. Cabe destacar que la resolución temporal del sistema se encuentra entorno a 1 ps teniendo en cuenta que los láseres pueden ser sintonizados en pasos de 0.01 nm y la dispersión del enlace de fibra óptica es de unos 93 ps/nm. Realizando una comparación de este sistema con configuraciones previas [11], se ha conseguido aumentar en un orden de magnitud la resolución temporal. De hecho, dicha resolución podría ser incrementada todavía más, llegando a mejorar hasta dos órdenes de magnitud, si se hiciera uso de láseres sintonizables con una resolución en longitud de onda de 1 pm.

El tiempo de reconfiguración de los pulsos UWB será el que marcará la máxima tasa de transmisión de datos, en este sentido el sistema propuesto permite lograr valores del mismo cercanos a las decenas de nanosegundos. En el mercado actual existen un gran número de dispositivos tales como atenuadores ópticos, conmutadores y láseres sintonizables que tienen respuestas temporales rápidas con rangos que van desde los milisegundos hasta los microsegundossegundos de acuerdo con la naturaleza de los mismos, esto es, si se trata de tecnologías basadas efectos mecánicos o electro-ópticos.

V. Conclusiones y líneas futuras.

V.1. Conclusiones.

Para finalizar este trabajo de investigación se va a proceder a recopilar las principales ideas que se han ido exponiendo a lo largo del mismo.

Las comunicaciones inalámbricas mediante UWB han cobrado un especial protagonismo en los últimos tiempos debido a que el espectro radioeléctrico se encuentra cada vez más saturado. Las restricciones en potencia impuestas por la FCC para la transmisión de este tipo de señales han producido un interés creciente por el *UWB-over-fiber* como solución a los problemas de cobertura. En este sentido, la generación directamente en el dominio óptico de las señales UWB, dado que su distribución va a ser a través de fibra óptica, cobra especial importancia ya que evita los efectos no lineales de las conversiones entre el dominio eléctrico y el óptico además de beneficiarse de las ventajas de trabajar en el dominio óptico. Recientemente se han propuesto numerosas técnicas para la generación óptica de pulsos UWB que se pueden agrupar según sus principios de operación en: conversión PM-IM, conformado espectral coherente y mapeo en frecuencia y, finalmente, filtrado fotónico de microondas. La mayor parte de las propuestas hasta este momento se dirigen a la generación de pulsos UWB clásicos como son el monociclo y el doblete. No obstante, los últimos avances producidos en el campo del filtrado fotónico de microondas han abierto la puerta a la generación de forma sencilla de pulsos de orden superior.

En este trabajo se ha propuesto una arquitectura para la generación de señales RF aplicable a las transmisiones UWB. Dicha arquitectura está basada en un filtro fotónico de microondas de N muestras que utiliza un array de N láseres sintonizables y permite la implementación tanto de coeficientes positivos como negativos por medio de la inversión de fase en un modulador Mach-Zehnder. Para el sistema propuesto se ha realizado un estudio teórico que muestra sus principales capacidades y también los efectos que se producen en el filtro fotónico equivalente. En este caso, el efecto de supresión de portadora y el ensanchamiento de los pulsos por la utilización de fuentes de anchura finita pueden introducir sobre el sistema un efecto paso banda que afecte el pulso generado. Por ello, se deben cumplir unas determinadas condiciones relacionadas con la dispersión del enlace de fibra y el ancho de línea de la fuente óptica utilizados. Se ha comprobado de forma teórica las consecuencias que tienen estos efectos sobre los pulsos. No obstante, el ancho de línea de las fuentes utilizadas se encuentra en entorno a los 100 MHz y las longitudes de los enlaces de fibra de lo que se va hacer uso no superarán la decena de kilómetros por lo que estos efectos no afectarán al pulso generado. Bajo las condiciones marcadas, se ha comprobado como se pueden generar formas de onda UWB, como es el caso del monociclo y el doblete de forma teórica.

Una vez se ha mostrado la propuesta teórica para la generación de las señales UWB, se ha pasado a presentar las distintas medidas realizadas y que permiten demostrar experimentalmente las funcionalidades del sistema. Se ha demostrado la obtención de un pulso positivo y uno negativo sin

más que seleccionar adecuadamente el punto de polarización del modulador. Además se ha comprobado que, para un enlace de fibra de 5.43 km con una dispersión total alrededor de 93 ps/nm, no se produce un ensanchamiento de los pulsos. La relación entre la longitud de onda utilizada por cada portadora óptica y el retardo temporal producido tiene un comportamiento lineal que, además, coincide con la dispersión total de la fibra.

La arquitectura propuesta presenta mucha flexibilidad frente a otras configuraciones propuestas debido a su sencillez de reconfigurabilidad y sintonización. Es por ello que no sólo permite generar los pulsos UWB clásicos, monociclo y doblete, sino que permite añadir nuevos coeficientes al filtro de microondas equivalente y generar pulsos de orden superior. Así se ha sintetizado un pulso de tercer orden y tras realizar una correcta optimización del mismo se ha conseguido que cumpla los requerimientos espectrales de la FCC. Para ello se han utilizado cuatro láseres con unas potencias de salida ajustadas para que la relación de los coeficientes sea de $[-0.35, 1, -1, 0.35]$ y con unas separación entre sus longitudes de onda de 0.74 nm entorno a 1550.12 nm.

La flexibilidad que presenta el sistema propuesto le permite adaptarse a distintos formatos de modulación como PAM, OOK, OPM, BPM y PPM. De entre todos estos casos, los que mayor interés suscitan en las transmisiones UWB son BPM y e. PPM. Para el caso del BPM, se han propuesto dos métodos para invertir los pulsos, uno basado en el cambio del punto de polarización de los moduladores y otro en el estado en el que se encuentran los conmutadores ópticos ya que estos pueden hacer que un láser que se encontraba relacionado con un modulador pase al otro con velocidades que llegan al orden de los nanosegundos si dicha conmutación se encuentra basada en la utilización de SOAs. En la sección IV.3 se mostraron como se han invertido los distintos tipos de pulsos que se han generado hasta este momento: monociclo, doblete y pulso de tercer orden. Finalmente, la implementación de una modulación PPM es sencilla dado el control que se tiene sobre las longitudes de onda provenientes de los láseres. Así, para codificar un estado de modulación basta con desplazar el pulso en cuestión un determinado tiempo respecto de una referencia. Para ello sólo hay que modificar del mismo modo (aumentar o disminuir) los distintos láseres las longitudes de onda de los distintos láseres que tengan que estar activos para mostrar ese pulso. En este caso, se ha mostrado como un monociclo que parte de una posición de referencia se puede adelantar o retrasar 100 ps sin más que reducir o incrementar las dos portadoras en 1.07 nm respectivamente. Por otra parte dado que los láseres son sintonizables en pasos de ± 0.01 nm, los pulsos se podrán desplazar en tiempo los saltos de 1 ps.

V.1. Líneas Futuras.

Para finalizar este trabajo de investigación se van a citar algunas de las líneas con las que puede continuar con respecto a la generación y procesamiento de señales arbitrarias de microondas. En este sentido, con la misma estructura que se ha propuesto estudiar la posibilidad de generar señales con chirp. Por otra parte, se pueden introducir en el sistema elementos que puedan variar, como es el

caso de una línea de retardo variable (VDL) con el fin de poder adaptar esta arquitectura a redes de acceso con capacidad dinámica según la localización de los puntos donde se da servicio. Además también se pueden realizar estudiar de la estructura propuesta para distintos tipos de soporte físico como son las fibras multimodo (MMF) o las fibras de plástico (POF)

A lo largo de este trabajo de investigación todo el interés se ha centrado en el estudio de la generación de señales Impulse Radio UWB; sin embargo, el formato de señalización Multiband-UWB también está cobrando un especial interés en los últimos tiempos debido a la posibilidad de poder ser combinado con modulaciones OFDM. Por ello se podrían buscar nuevas estructuras que permitieran la generación de este formato de señalización.

Otro de los campos de interés se centra en probar estructuras nuevas con otro tipo de componentes como puede ser el caso de utilizar fuentes anchas. De este modo, ahora el sistema dejaría de trabajar en régimen incoherente para pasar al coherente. No obstante, sería interesante buscar que ventajas puede ofrecer el trabajar de este modo.

Finalmente, los estudios que se realizarán a posteriori no únicamente van a ir encaminados hacia la generación de señales para unas aplicaciones u otras, como en este caso UWB sino que algunos de ellos se centrarán en aspectos más relacionados con el procesado de las señales. Así por ejemplo se pueden buscar nuevas estructuras de procesado fotónico de señales como filtros.

AGRADECIMIENTOS

La investigación que ha propiciado los resultados presentados en este trabajo ha recibido fondos del European Community's Seventh Framework Programme (FP7) bajo el proyecto 212 352 ALPHA "Architectures for fLexible Photonic Home and Access networks". Además también se quiere agradecer al programa "Ajudes per a la realització de projectes precompetitius de I+D per a equips d'investigació" GVPRE/2008/250 soportado por la Generalitat Valenciana y PROMETEO 2008/092 MICROWAVE PHOTONICS un programa de excelencia llevado a cabo también por la Generalitat Valenciana. A título personal me gustaría agradecer la ayuda prestada por mis compañeros del Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas del ITEAM por su ayuda así como las personas que me han dirigido Beatriz Ortega y sobre todo José Mora sin cuya ayuda no hubiera sido posible la realización de este trabajo

A mi familia y amigos

REFERENCIAS

- [1] I.S. Lin, J. D. McKinney and A. M. Weiner, *Photonic synthesis of broadband microwave arbitrary waveforms applicable to ultra-wideband communication*. IEEE Microwave Wireless Component Letters, vol. 5, pp 226–228, 2005.
- [2] V. Torres-Company, M. Fernandez Alonso and J. Lancis, *Millimeter-wave and microwave signal generator by low-bandwidth electro-optic phase modulation*. Optics Express, vol. 15, pp 9617–9625, 2006.
- [3] F. Nekoogar, *Ultra-Wideband Communications. Fundamentals and Applications*. Massachusetts:Prentice Hal, 2005, ch 1.
- [4] D. Porcine, P. Research and W. Hirt, *Ultra-wideband radio technology: Potencitail and challenges ahead*. IEEE Communications Magazine, vol 41, pp. 66-74, 2003.
- [5] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, *Ultra-wideband wireless systems*. IEEE Microwave Magazine, vol. 4, pp. 36–47, 2003.
- [6] C. R. Anderson et al., *An introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Indiana: Prentice Hall, 2005, ch 1,5.
- [7] J. Yao, F. Zeng and Q. Wang, *Photonic generation of Ultrawideband Signals*. Journal of lightwave technology, vol. 25, no. 11, pp. 3219-3235, 2007.
- [8] J. Capmany and D. Novak, *Microwave Photonics combines two worlds*. Nature Photonics 1, pp 319-330, 2007.
- [9] F. Zeng and J. Yao, *An approach to ultrawideband pulse generation and distribution over optical fiber*. IEEE Photonic Technology Letters, vol. 18, pp. 823-825, 2006.
- [10] F. Zeng and J. Yao, *Ultrawideband Impulse Radio Signal Generation using a High-Speed Electrooptic Phase Modulator and a Fiber-Bragg-Grating-Based Frequency Discriminator*. IEEE Photonic Technology Letters, vol. 18, pp. 2062-2064, 2006.
- [11] I.S. Lin, J. D. McKinney and A. M. Weiner, *Photonic synthesis of broadband microwave arbitrary waveforms applicable to ultra-wideband communication*. IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol. 15, pp. 226-228, 2005.
- [12] J. Chou, Y. Han and B. Jalali, *Adaptive RF-photonic arbitrary waveform generator*. Microwave Photonics, 2002, International Topical Meeting on, pp. 93-96, 2002.
- [13] Y.C. Tong, L.Y. Chan and H.K. Tsang, *Fiber dispersion or pulse spectrum measurement using a sampling oscilloscope*. Electronic Letters, vol. 33, pp. 983-985, 1997.
- [14] J. D. McKinney, I.S. Lin and A. M. Weiner, *Shaping de Power Spectrum of Ultra-Wideband Radio Frequency Signals*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 12, pp. 4247-4255, 2005.
- [15] M. A. Muriel, J. Azaña and Carballar, *Real-Time Fourier Transformer based on fiber gratings*. Optics Letters, vol 24, no 1, pp. 1-3, 1999.
- [16] C. Wang, F. Zeng and J. Yao, *All-Fiber Ultrawideband pulse generation based on Spectral Shaping and Dispersion-Induceed Frequency-to-Time conversion*. IEEE Photonic Technology Letters, vol. 19, pp. 137-139, 2007.

- [17] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor and S. Sales, *Discrete time optical processing of microwave signals*. Journal of lightwave technology, vol. 22, pp. 702-723, 2005.
- [18] R. A. Minasian, *Photonic signal processing of microwave signals*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, pp. 832-846, 2006.
- [19] J. Capmany, B. Ortega and D. Pastor, *A Tutorial on Microwave Photonic Filters*. Journal of lightwave technology, vol. 24, pp. 201-229, 2006.
- [20] Q. Wang, F. Zeng, S. Blais and J. Yao, *Optical ultrawideband monocycle pulse generation based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier*. Optics Express, vol. 31, pp. 3083-3085, 2006.
- [21] J. Li, S. Fu, K. Xu, J. Wu, J. Lin, M. Tang and P. Shum, *Photonic ultrawideband monocycle pulse generation using a single electro-optic modulator*. Optics Letters, vol. 33, pp. 288-290, 2008.
- [22] H. Chen, M. Chen, T. Wang, M. Li and S. Xie, *Methods for Ultra-Wideband Pulse generation Based on Optical Cross-Polarisation Modulation*. Journal of lightwave technology, vol. 26, pp. 2492-2499, 2008.
- [23] J. Capmany, D. Pastor, A. Martinez, B. Ortega, S. Sales, *Microwave Photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an Electro-optic Modulator*. Optics Letters, vol. 28, pp. 1415-1417, 2003.
- [24] D. Marcuse, *Pulse distortion in single-mode fibers*. Applied Optics, vol 19, pp. 1653-1660, 1981.
- [25] M. Jazayerifar, B. Cabon and J. A. Salehi, *Transmission of Multiband OFDM and Impulse Radio Ultrawideband Signals Over Single Mode Fiber*. Journal of lightwave technology, vol. 26, pp. 2594-2603, 2008.
- [26] H. Poor, *An Introduction to Signal Detection and Estimation*. York: Springer-Verlag, 1985, ch. 4.

ANEXOS

- [1] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega and J. Capmany, *Optical UWB pulse generator using an N tap microwave photonic filter and inversion adaptable to different pulse modulation formats*. Optics Express, vol. 17, no. 7, pp. 5023- 5032, 2009.
- [2] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega and J. Capmany, *Optical generation of high-order UWB pulses adaptable to different modulation formats*, Wireless and Optical Communications (WOC 2009), Banff (Canada), Conference Proceeding, pp. 29-34, 2009, ISBN: 978-0-88986-793-Z.
- [3] M. Bolea, J. Mora, B. Ortega, J. Capmany, *Generación de señales UWB con distintos formatos de modulación mediante un filtro fotónico de microondas de N coeficientes e inversión de fase*. VI Reunión española de optoelectrónica, Málaga (España), pp. 413-418, 2009, ISBN: 978-84-692-3931-5.

Optical UWB pulse generator using an N tap microwave photonic filter and phase inversion adaptable to different pulse modulation formats

Mario Bolea, José Mora, Beatriz Ortega, José Capmany

*ITEAM Research Institute, Universidad Politécnica de Valencia,
C/ Camino de Vera, s/n 46022 Valencia (SPAIN)
jmalmer@iteam.upv.es*

Abstract: We propose theoretically and experimentally demonstrate an optical architecture for flexible Ultra-Wideband pulse generation. It is based on an N -tap reconfigurable microwave photonic filter fed by a laser array by using phase inversion in a Mach-Zehnder modulator. The proposed system permits a full reconfigurability of photonic microwave filter and therefore high-order UWB pulses can be generated to successfully satisfy the FCC regulation. Moreover, the photonic UWB pulse generator is adaptable to different pulse modulation formats since the amplitude, polarity and time delay of generated pulses can be controlled with a reconfiguration time up to tens of nanoseconds.

©2009 Optical Society of America

OCIS codes: (060.0060) Fiber optics and optical communications; (060.5625) Radio frequency photonics.

References and links

1. D. Porcine, P. Research, and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: Potentials and challenges ahead," *IEEE Commun. Mag.* **41**, 66-74 (2003).
2. G. R. Aiello and G. D. Rogerson, "Ultra-wideband wireless systems," *IEEE Microwave Mag.* **4**, 36-47 (2003).
3. J. H. Reed Christopher, *An introduction to Ultra Wideband Communication System* (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2005).
4. L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-Wideband Communications: an idea whose time has come," *IEEE Signal Process. Mag.* **21**, pp 26-54 (2004).
5. J. Capmany and D. Novak, "Microwave Photonics combines two worlds," *Nature Photon.* **1**, 319-330 (2007).
6. J. Yao, F. Zeng, and Q. Wang, "Photonic Generation of Ultrawideband Signals," *J. Lightwave Technol.* **25**, 3219-3235 (2007).
7. M. Jazayerifar, B. Cabon, and J.A. Salehi, "Transmission of Multi-Band OFDM and Impulse Radio Ultra-Wideband Signals Over Single Mode Fiber," *J. Lightwave Technol.* **26**, 2594-2603 (2008).
8. S. Pan and J. Yao, "Switchable UWB pulse generation using a phase modulator and a reconfigurable asymmetric Mach-Zehnder interferometer," *Opt. Lett.* **34**, 160-162 (2009).
9. J. Li, K. Xu, S. Fu, M. Tang, P. Shum, J. Wu, and J. Lin, "Photonic Polarity-Switchable Ultra-Wideband Pulse Generation Using a Tunable Sagnac Interferometer Comb Filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **20**, 1320-1322 (2008).
10. I. S. Lin and A. M. Weiner, "Selective Correlation Detection of Photonically Generated Ultrawideband RF Signals," *J. Lightwave Technol.* **26**, 2692-2699 (2008).
11. J. Li, K. Xu, S. Fu, J. Wu, J. Lin, M. Tang, and P. Shum, "Ultra-wideband pulse generation with flexible pulse shape and polarity control using a Sagnac-interferometer-based intensity modulator," *Opt. Express* **15**, 18156-18161 (2007).
12. Q. Wang and J. Yao, "Switchable optical UWB monocycle and doublet generation using a reconfigurable photonic microwave delay-line filter," *Opt. Express* **15**, 14667-14672 (2007).
13. I. S. Lin, J. D. McKinney, and A.M. Weiner, "Photonic synthesis of broadband microwave arbitrary waveforms applicable to ultra-wideband communication," *IEEE Microwave Wirel. Compon. Lett.* **15**, 226-228 (2005).
14. M. Abtahi, M. Mirshafiei, J. Magné, L. A. Rusch, and S. LaRochelle, "Ultra-Wideband waveform generator based on optical pulse-shaping and FBG tuning," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **20**, 135-137 (2008).

15. J. D. McKinney, D. Peroulis, and A. M. Weiner, "Dispersion Limitations of Ultra-Wideband Wireless Links and Their Compensation Via Photonically Enabled Arbitrary Waveform Generation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **56**, 710- 719 (2008).
 16. J. D. McKinney, I. S. Lin, and A. M. Weiner, "Shaping the Power Spectrum of Ultra-Wideband Radio-Frequency Signals," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54**, 4247- 4255 (2006).
 17. F. Zeng and J. Yao, "An approach to ultrawideband pulse generation and distribution over optical fiber," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **18**, 823- 825 (2006).
 18. F. Zeng and J. Yao, "Ultrawideband Impulse Radio Signal Generation Using a High-Speed Electrooptic Phase Modulator and a Fiber-Bragg-Grating-Based Frequency Discriminator," *IEEE Photon. Technol. Lett.* **18**, 2062- 2064 (2006).
 19. Q. Wang, F. Zeng, S. Blais, and J. Yao, "Optical ultrawideband monocycle pulse generation based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier," *Opt. Lett.* **31**, 3083-3085 (2006).
 20. H. Chen, M. Chen, T. Wang, M. Li, and S. Xie, "Methods for Ultra-Wideband Pulse Generation Based on Optical Cross-Polarization Modulation," *J. Lightwave Technol.* **26**, 2492-2499 (2008)
 21. J. Li, S. Fu, K. Xu, J. Wu, J. Lin, M. Tang, and P. Shum, "Photonic ultrawideband monocycle pulse generation using a single electro-optic modulator," *Opt. Lett.* **33**, 288-290 (2008).
 22. J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, and S. Sales, "Discrete time optical processing of microwave signals," *J. Lightwave Technol.* **22**, 702-723 (2005).
 23. R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54**, 832- 846 (2006).
 24. J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, "A Tutorial on Microwave Photonic Filters," *J. Lightwave Technol.* **24**, 201- 229 (2006).
 25. J. Capmany, J. Cascón, J.L. Marín, S. Sales, D. Pastor, and J. Martí, "Synthesis of Fiber-optic delay line filters," *J. Lightwave Technol.* **12**, 2003-2012 (1995).
 26. J. Capmany, D. Pastor, A. Martínez, B. Ortega, and S. Sales, "Microwave Photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an Electro-optic Modulator," *Opt. Lett.* **28**, 1415- 1417 (2003).
 27. J. Li, K. Xu, H. Huang, J. Wu, J. Lin, S. Fu, M. Tang, and P. Shum, "Photonic Pulse Generation and Modulation for Ultra-Wideband-over-Fiber Applications," in *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference*, OSA Technical Digest (CD) (Optical Society of America, 2008), paper OThD3.
 28. D. Marcuse, "Pulse distortion in single-mode fibers," *Appl. Opt.* **19**, 1653-1660 (1981).
-

1. Introduction

Ultra wideband (UWB) technology is generally defined as any transmission scheme featuring a 10-dB spectral bandwidth greater than 500 MHz or a fractional bandwidth greater than 20% of its central frequency [1]. UWB transmission is attracting a greater interest as compared to traditional narrowband systems since it brings different advantages, such as: lower power consumption, immunity to multipath fading, the possibility of interference mitigation by means of exploiting spread spectrum techniques, carrier free, high data bit rate and capability to penetrate through obstacles. Furthermore, UWB systems can be displayed in coexistence with other conventional radio systems [1-3]. These advantages have fuelled the interest in UWB systems for wireless communications, networking, location systems and radar imaging [4]. For wireless communications, the US Federal Communications Commission (FCC) approved, in 2002, the use without license of the UWB spectrum from 3.1 to 10.6 GHz with a restriction in the power spectral density of -41.3dBm/MHz [1]. In practical terms this means that the spectra of UWB pulsed systems must fit in a mask to agree with spectral requirements.

During the last three years, there has been a considerable interest in the development of diverse photonic domain techniques to optically generate UWB pulses [6-21] because these approaches can benefit from the well known advantages brought by microwave photonics devices and subsystems: light weight, small size, large tunability, reconfigurability and the immunity to electromagnetic interference [5]. The possibility of integrating the UWB generation directly in the optical domain is very relevant for broadband indoor wireless access since UWB communication systems can only operate within a limited distance of meters [6]. In principle, UWB over fiber can be implemented with electrical passband filters available commercially to generate UWB pulses by means of a pure electrooptical conversion [7]. However, these electrical filters are designed to satisfy the specifications and requirements in the electrical domain. Therefore, the nonlinear processes of the electro/optical (E/O)

conversion have to be considered additionally when E/O and O/E converters are employed through external or internal optical modulation and photodetection, respectively. In this context, a specific design would be needed for transmission link with a given modulator and detector and other additional components such as amplifier. Therefore, it would be always necessary a filtering adaptation to satisfy the FCC mask requirements. Moreover, electrical filters do not permit reconfigurability. In this context, direct UWB pulse generation in the optical domain can become a promising solution, and, furthermore, frequency dependence of all optical components can be taken into account together with electrical UWB pulses.

Apart from satisfying the FCC-specific spectral mask, UWB optical pulse generators have other recent key challenge which is related to the possibility of pulse codification using different modulation techniques such as Pulse Position Modulation (PPM), Pulse Polarity Modulation or Bi-Phase Modulation (BPM), Pulse Amplitude Modulation (PAM), On-Off Keying modulation (OOK) and Orthogonal Pulse Modulation (OPM) [3] but using photonic procedures [8-13].

In this context, several techniques have been already reported for classical UWB pulses, monocycle and doublet generation [14-21]. For example, we can find schemes based on optical spectral shaping [14] and dispersion-induced frequency-to-time mapping such as [15, 16]. Other set of approaches are based on phase-modulation-to-intensity-modulation conversion (PM-IM) by using a dispersive device [17] and an optical frequency discriminator [18]. Both methods for UWB pulse generation offer a low capacity to arbitrary reconfigure the pulse shape. The experimental conditions to obtain a given pulse are fixed and reconfigurability is not easy to achieve. Therefore, UWB pulse generation using microwave photonic filtering is a promising technique from a practical point of view [19-21]. Indeed, most of switchable UWB approaches are based, more directly or indirectly on photonic microwave filtering.

In general, an UWB generator is just a discrete time microwave photonic filter [22] where one is interested in the possibility of synthesizing a given impulse response. Therefore recent advances in the field of microwave photonic filters [23, 24] including the possibility of implementing negative coefficients through different techniques, the possibility of tap windowing and transfer function reconfiguration can be exploited in connection with suitable time domain filter synthesis methods previously developed [25]. For instance, several of the above, including cross-gain modulation for negative coefficients [19], cross-polarization modulation [21] and dependence of the half-wave voltage of a Mach-Zehnder modulator [20] have been already proposed as auxiliary techniques in the photonic generation of monocycle and doublet UWB signals with promising results which however do not yet totally satisfy with the above referenced FCC mask.

In this paper we propose an optically switchable architecture for UWB pulse generation which has the potential to overcome the above limitation generating UWB signals that fulfill the FCC mask spectral requirements. It is based on a fully reconfigurable and tunable N-tap photonic microwave filter that features the possibility of both positive and negative coefficients through a proper biasing of an electrooptic modulator as we reported elsewhere [26]. Although this microwave photonic filter approach was proposed as an UWB pulse generation [27], this manuscript provides a detailed theoretical analysis including an extension to generate higher-order UWB pulses. In addition, we show how the proposed UWB generator can be adapted to different modulation formats with a reconfiguration time up to tens of nanoseconds by using optical devices available commercially. The paper is organized as follows: In section 2 we provide the theoretical background necessary to understand the operation principles of the filter and its basic design rules to achieve the desired operation in the time domain for the generation of different UWB pulse shapes. These results are then applied in section 3 to design and experimentally demonstrate the operation of a four-tap microwave photonic filter optimized to comply with the FCC spectral requirements. In addition, we describe how to achieve different pulse modulation techniques by using our approach in a flexible procedure. Finally in section 4 we summarize some conclusions and future directions of our work.

2. Theoretical fundamentals

Figure 1 shows the experimental scheme to generate high-order UWB pulses. It corresponds to an N -Tap tunable and reconfigurable microwave photonic filter whose spectral properties have been considered in [26]. The principle of the proposed system is based on the use of two electro-optic modulators (EOM1 and EOM2) which are biased in regions with opposite slopes through the applied bias voltage V_1^{DC} and V_2^{DC} , respectively. Both, EOMs are modulated by the same electrical pulse $\phi_{RF}(t)$ by using an RF splitter. Therefore, the EOM response $m_k(t)$ of each modulator ($k=1,2$) in the small signal approximation is given by the following expression:

$$m_k(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[1 + (-1)^k \cdot \phi_{RF}(t) \right] \quad \text{with} \quad \phi_{RF}(t) = \phi_{RF} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2} \quad (1)$$

where $\phi_{RF}(t)$ is a gaussian pulse. For simplicity, identical EOMs properties are considered.

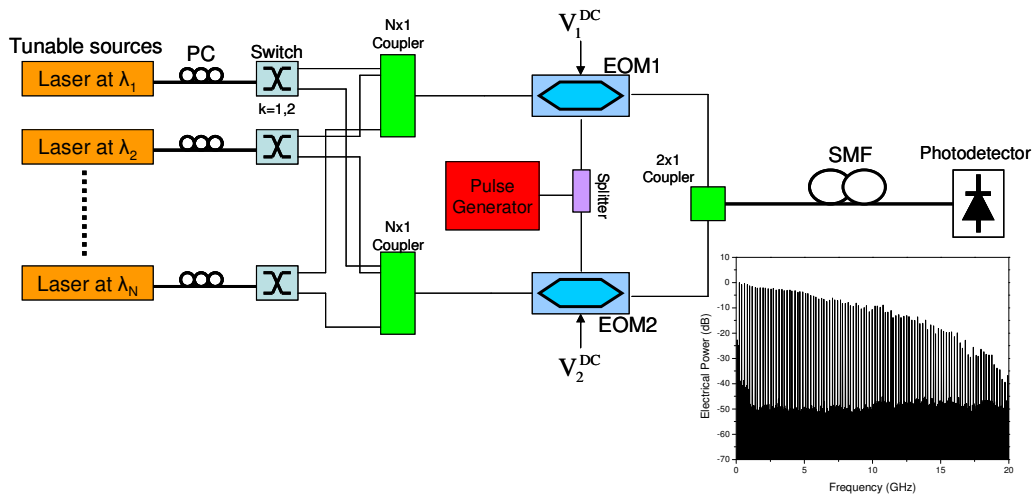


Fig. 1. Experimental layout of photonic filter. Inset: electrical spectrum of the input Gaussian pulse train.

An array of N optical lasers are launched into one of the two EOMs through the cross or bar state of an optical switch corresponding to $k = 1$ or 2 respectively by using an $N \times 1$ optical coupler. The spectral density of each laser is given by $s(\omega)$:

$$S(\omega - \omega_{n,k}) = \frac{P_n}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\delta\omega} \cdot e^{-\left[\frac{\omega - \omega_{n,k}}{\delta\omega} \right]^2} \quad (2)$$

where P_n is the total optical power and $\delta\omega$ is the optical linewidth which is assumed identical for each one, and $\omega_{n,k}$ is the central optical emission frequency ($n=1,2..N$) where the index k just indicates the input EOM for each laser source. The modulated optical signals coming from each EOM are combined and launched into a dispersive element that introduces different time delays for each optical laser. The propagation constant $\beta(\omega)$ for the dispersive element is approximated by a second-order expansion around the angular frequency ω_0 :

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

In order to theoretically analyze the proposed system, we follow the formulation developed by Marcuse for pulse propagation in dispersive elements [28]. Accordingly, the ensemble average of the optical power travelling a distance z in the fiber with a propagation constant β is:

$$\langle P(z, t) \rangle = \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega' - \omega_{n,k}) |R_k(\omega', t)|^2 d\omega' \quad \text{with} \quad R_k(\omega', t) = \int_{-\infty}^{+\infty} M_k(\omega - \omega') \exp\{j[(\omega - \omega')t - (\beta - \beta')z]\} d\omega \quad (4)$$

In our case, the term $R_k(\omega', t)$ depends on the index k since each laser can be modulated by either of the two EOMs and $M_k(\omega)$ is the spectrum of the modulated signal $m_k(t)$ as shown in Eq. (1).

Introducing Eqs. (1)-(3) into Eq. (4), we can obtain optical power $\langle P(z, t) \rangle$ at the output of the dispersive element which is detected by the photodiode (PD). Furthermore, by using the Wiener-Khinchine theorem, the power spectral density of $\langle P(z, t) \rangle$ can be obtained and from it the electrical transfer function $H_{RF}(\Omega)$ of the system which is given by:

$$H_{RF}(\Omega) = H_{EOM}(\Omega) \cdot H_{PD}(\Omega) \cdot \frac{\sum_{n=1}^N P_n (-1)^k e^{j\Omega\tau_n}}{\sum_{n=1}^N P_n} \cdot \cos\left(\frac{1}{2}\beta_2 z \Omega^2\right) \cdot e^{-\left(\frac{\beta_2 z \delta\omega \Omega}{2}\right)^2} \quad (5)$$

As Eq. (5) shows, the representation of $\langle P(z, t) \rangle$ in the frequency domain is useful since we can identify several terms corresponding to the different effects that conform the input electrical pulse $\phi_{RF}(t)$. Note that the frequency responses of the EOM and PD are considered in Eq. (5) through the terms $H_{EOM}(\Omega)$ and $H_{PD}(\Omega)$, respectively. Therefore, this approach is interesting since the E/O and O/E conversions are taken into account in order to avoid their non desired effects over the generated UWB pulse [7].

For instance, the first term in Eq. (5) corresponds to the input electrical pulse. The next term corresponds to the effect of the N -Tap microwave photonic filter. When it is combined with the former term it gives the spectrum of N optical pulses delayed by the dispersive element a time delay given by $\tau_n = \beta_2 L(\omega_{n,k} - \omega_o)$. In addition, two extra terms appear in Eq. (5). The third term is the conventional carrier suppression effect (CSE) due to the beating between the upper and lower sideband frequency components with the optical carrier at the receiver. Finally, the fourth term takes into account the time spreading due to the finite linewidth of the laser. These two last terms introduce a bandpass effect and since the typical bandwidth of the electrical pulses used to implement UWB signals is around 10 GHz, we need them to be negligible in the UWB frequency region. Both last terms can be neglected provided the following conditions that relate the propagation distance, pulse width and the laser linewidths are satisfied:

$$\frac{1}{2} \frac{\beta_2 z}{T_o^2} \ll 1 \quad \frac{1}{2} \frac{\beta_2 z \delta\omega}{T_o} \ll 1 \quad (6)$$

In practical terms, the previous conditions are met if the propagation distance z is small enough to neglect the dispersive effects over each optical pulse.

Under these conditions, we can appreciate the flexibility of the proposed pulse generation system since it permits a full reconfigurability of the microwave photonic filter with a potential large number of positive and negative coefficients. N lasers can be used to generate different coefficients of the equivalent electrical filter which weights are controlled by tuning

the output power of the lasers. For the implementation of positive and negative coefficients, the state of the optical switch ($k=1, 2$) determines the sign of the corresponding coefficient.

3. Experimental measurements

In Fig. 1, the experimental layout to generate UWB pulses is shown. It consists of four tunable lasers centered at different optical wavelengths given by $\lambda_1=1548.52$, $\lambda_2=1549.32$, $\lambda_3=1550.12$ and $\lambda_4=1550.92$ nm respectively. These laser sources have a tuning range of ± 1 nm around the central wavelength in 0.01nm steps and a linewidth of 100 MHz. Moreover, their optical output powers can be set and modified independently. Each laser is connected to an optical switch to select either the EOM1 or EOM2 which are biased with different voltages in order to operate with opposite slopes in the linear region. Each EOM is fed with an electrical signal coming from a electrical pulse generator with a fixed pattern of one “1” and sixty-three “0” (total 64 bits) and 12.5 Gb/s bit rate. Inset of Fig. 1 shows the electrical spectrum of the input signal Gaussian pulse train. The modulated signals coming from both EOMs are coupled and launched into a 5.43 km standard SMF-28 fibre link with a total dispersion of 93 psec/nm around 1550 nm. The sign and value of coefficients of the corresponding microwave filter are controlled by selecting the input EOM ($k=1,2$) and the optical power of each laser.

In order to test the performance of the proposed generator, we first analyze the generated pulse by selecting the EOM1 or EOM2 when a laser centered at 1550.12 nm is employed. Figure 2(a) shows the positive optical pulse and Fig. 2(b) plots the negative optical pulse corresponding to select either EOM1 or EOM2, respectively, before (black lines) and after (red lines) propagating through the SMF link. Apart from the effect of the fibre attenuation, we observe that the electrical pulse width is practically the same before and after transmission with a value of 51.7 psec and 51.1 psec for the positive and the negative pulse, respectively. Therefore, the fiber length is suitable to satisfy the conditions imposed by Eq. (6).

As we have explained in section 2, each generated pulse is delayed by controlling the laser wavelength combined with the fibre dispersion. The insets of Fig. 2(a) and Fig. 2(b) show the relationship between the time delay and the wavelength increment when a positive and negative optical pulse, respectively, is generated by tuning a laser initially centered at 1550.12 nm. A linear dependence is observed with a slope of 93.63 psec/nm which corresponds to the fibre dispersion. Since laser wavelength can be tuned in 0.01 nm steps, a minimum delay time difference around 1 psec can be obtained between consecutive optical pulses.

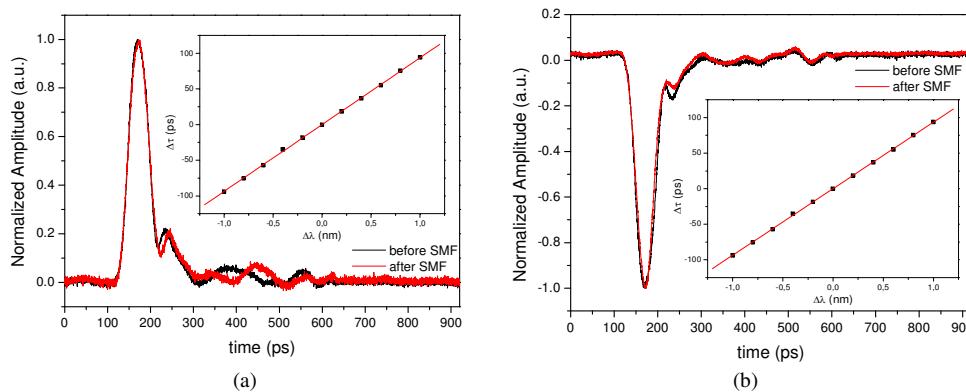


Fig. 2. Optical pulses normalized before (black line) and after (red line) SMF, (a) positive pulse and (b) negative pulse. Inset graph relationship between time-delay and wavelength .

In order to show the flexibility of the system, different optical UWB pulses have been implemented. In all the cases, the time delay between optical pulses is set to 68 psec to fit the maximum of the electrical transfer function in the middle of FCC mask. Therefore, the wavelength separation is set to 0.74 nm around 1550.12 nm.

Firstly, monocycle pulse is implemented using two lasers with identical optical output power. One of the optical switches works in bar state while the other is set to the cross state to select the EOM1 and EOM2 respectively for each optical wavelength. Under these conditions, the equivalent coefficients of the microwave filter are $[1, -1]$ as shown in the electrical transfer function plotted in Fig. 3(a), where DC component is deleted successfully. Figures 3(b) and 3(c) plot the temporal monocycle pulse and the corresponding measurement of the electrical power spectral (black line) with the FCC mask (blue line).

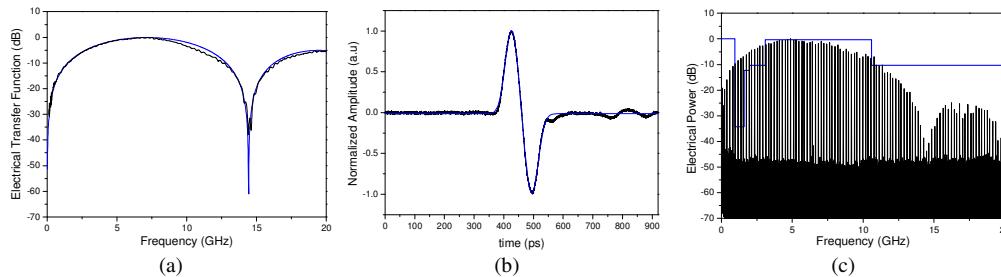


Fig. 3. Experimental (black line) and theoretical (blue line) (a) electrical transfer function and (b) pulse shape for monocycle pulse. In (c), blue line represents the FCC mask for the corresponding experimental normalized electrical power (black line).

Next, a doublet pulse is implemented using three optical lasers with equivalent coefficients of $[0.5, -1, 0.5]$. Figure 4(a) shows the electrical transfer function for doublet pulse. Therefore, the first and third wavelengths are launched into EOM1 and the second wavelength is launched into EOM2. The temporal and frequency responses of the doublet pulse are plotted in Figs. 4(b) and 4(c), respectively.

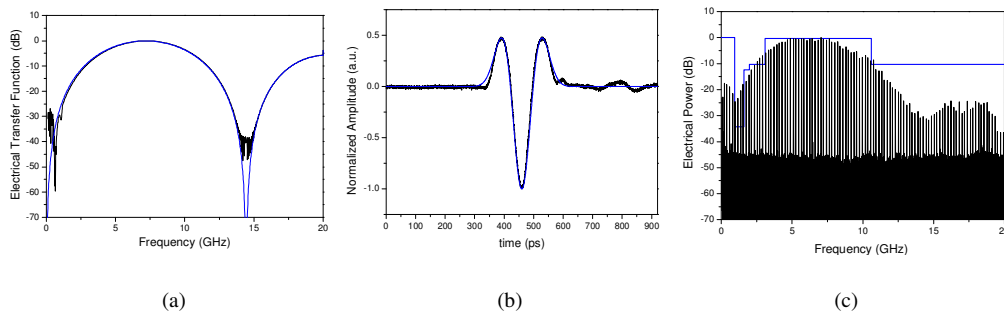


Fig. 4. Experimental (black line) and theoretical (blue line) (a) electrical transfer function and (b) pulse shape for doublet pulse. In (c), blue line represents the FCC mask for the corresponding experimental normalized electrical power (black line).

A good agreement is found between the theoretical results and experimental measurements. However, Figs. 3(c) and 4(c) show that monocycle and doublet pulses do not fit to the FCC mask requirements, especially in the 0.96-1.61 GHz band as it is well known. Nevertheless, these UWB pulses are usually implemented by other approaches due to the difficulty to add and control more than two coefficients. Our proposed system allows nevertheless to incorporate a large number of positive and negative coefficients and therefore the former limitation can be overcome.

In order to prove the flexibility of our approach, a third-order UWB pulse was implemented after an optimization of four coefficients. In fact, the full versatility of the proposed system allows to reconfigure the electrical transfer function with a high performance fitting to the FCC mask requirements. Four lasers spectrally separated by 0.74 nm are employed with a optimized coefficient vector given by $[-0.35, 1, -1, 0.35]$. Therefore, the odd

optical pulses have negative polarity while the even ones are positive. As shown in Fig. 5(a), the electrical transfer function has a higher amplitude extinction ratio from DC to 2 GHz. Figure 5(b) plots the corresponding UWB pulse and Fig.5(c) represents the electrical power which complies with the FCC mask requirements.

All waveforms exhibit peaks amplitudes of 500 mV which can be modified by the optical power of each laser source which is set around 5 dBm.

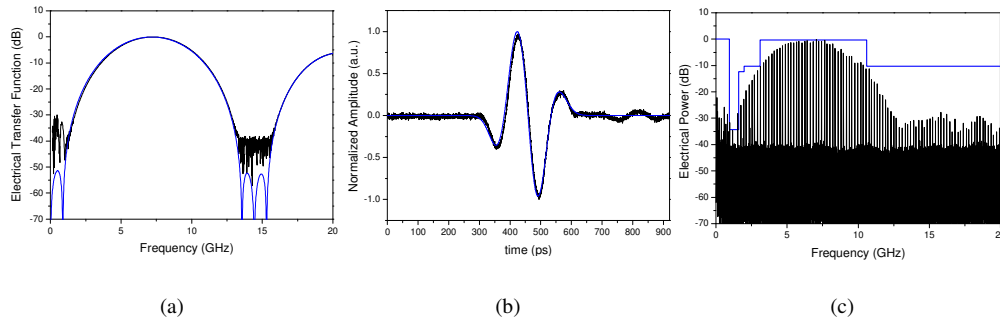


Fig. 5. Experimental (black line) and theoretical (blue line) (a) electrical transfer function and (b) pulse shape for 4-coefficients pulse. In (c), blue line represents the FCC mask for the corresponding experimental normalized electrical power (black line).

As it has been previously mentioned, the possibility of employing optical signal generators is very relevant since modulation can be achieved in optical domain. Furthermore a flexible architecture should be capable of producing several modulation formats upon request. In this sense, we want to emphasize the flexibility of our architecture to provide a large number of pulse modulation formats as compared with other previously reported [8-13]. Firstly, PAM and OOK modulation can be implemented easily since the system permits to control the pulse amplitude through the optical power of the laser sources. Moreover, fastly variable optical attenuators can be added to the system in order to achieve higher communication rates. In addition, the control of each laser output power in combination with the states of the optical switches allows the implementation of an OPM where each pulse shape corresponds to one of the modulation states. For example, Fig. 4(b) and Fig. 5(b) represent an OPM between monocycle and doublet pulses.

Since PAM, OOK and OPM are the less common modulation schemes employed in UWB systems [3], our interest is focused on conventional techniques such as BPM and PPM. In the proposed architecture BPM can be easily achieved by two different methods. On the one hand, the modulator bias can be changed to work in an opposite linear slope region. On the other hand, pulse polarity inversion can be obtained by setting the state of the each optical switch to the opposite state for a given UWB pulse implementation. Figure 6 shows the original pulses implemented previously (black line) and the corresponding inverted pulse (red lines) for different pulse shapes.

Pulse position modulation (PPM) is the most common pulse modulation format for UWB communication systems [3] but there are not many reported optical techniques based on PPM as far as we know [13]. However, our architecture allows to be adapted to this modulation format easily. As we represent in Fig. 2, the time delay can be controlled by changing the optical wavelength of each optical laser. Figure 7 plots the monocycle pulse when different optical wavelengths are selected for each optical laser. In the three cases, the wavelength separation is 0.74 nm as previously proposed in the implementation corresponding to Fig. 3. However, both optical wavelengths can be tuned simultaneously. Comparing with Fig. 7(a) which optical wavelengths are 1549.75 and 1550.49 nm, Fig. 7(b) shows the corresponding monocycle pulse when both wavelengths are decreased 1.07 nm and Fig. 7(c) plots the monocycle pulse when a opposite tuning of 1.07 nm is applied. According to the linear dependence between the time delay and wavelength detuning as shown in Fig. 2, the variation of 1.07 nm corresponds to a time delay around 100 ps. Note that our resolution time is around

1 ps as shown in Fig. 2. Comparing with previous configurations [13], we increase by one order of magnitude the resolution time. Indeed, up to two orders of magnitude could be achieved by using commercial tunable lasers with a wavelength selection resolution of 1 pm.

Regarding to the reconfiguration time of UWB pulses that determines the maximum data rate, our approach can achieve a reconfiguration time up to tens of nanoseconds. A large number of optical attenuators, optical switches and tunable lasers can be found in the market with a fast response time from milliseconds to nanoseconds according to the nature of the optical device which is generally based on mechanical or electrooptical effects, respectively.

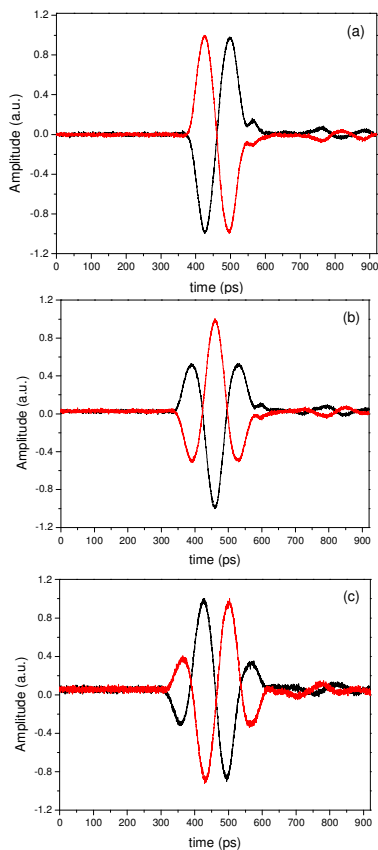


Fig. 6. Original pulses (black line) and inverted pulses (red line) for (a) Monocycle, (b) Doublet and (c) Four coefficients pulse.

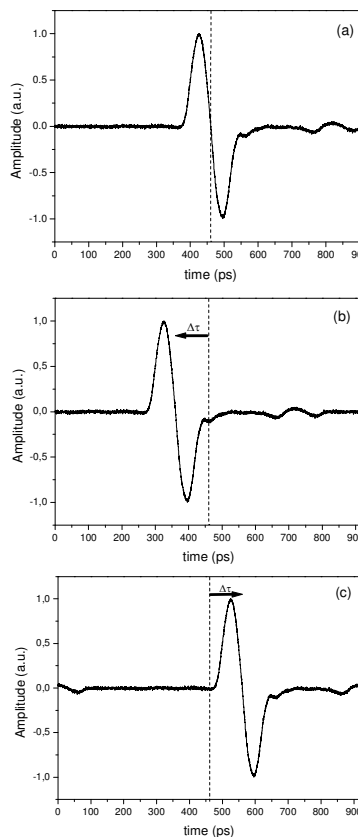


Fig. 7. Reference monocycle pulse (a) and monocycle pulse for (b) negative and (c) positive wavelength detuning around 1.07 nm.

4. Conclusion

In this paper, we have proposed and experimentally demonstrated an UWB pulse generator based on an N tap microwave photonic filter fed by a laser array and featuring positive and negative sample polarity by using phase inversion in a Mach-Zehnder modulator. The system allows the easy implementation of a large number of positive and negative reconfigurable coefficients, a feature which is essential to generate UWB pulses complying with the requirements of the FCC spectral mask. The generation of simple, monocycle, and doublet pulses has been successfully shown obtaining an excellent agreement between theoretical and experimental results. The high capability and flexibility of the architecture has been demonstrated by generating an UWB pulse using a four tap filter configuration that successfully satisfies the FCC mask requirements. Finally, we have shown that the approach can be easily adapted to produce other modulation formats such as PAM, OOK, OPM and common formats such as PPM and BPM have been demonstrated experimentally. As far as we

know, this is the first proposal that permits to achieve all these pulse modulation methods simultaneously. Reconfiguration times for all modulation format techniques up to tens of nanoseconds can be achieved by using optical attenuators, switches and tunable lasers which are commercially available.

Acknowledgments

The authors wish to acknowledge “Ajudes per a la realització de projectes precompetitius de I+D per a equips d’investigació” GVPRE/2008/250 supported by the Generalitat Valenciana, the European Commission FP7 under project ALPHA (grant no. 212352) and PROMETEO 2008/092 MICROWAVE PHOTONICS a research programme of excellency supported by The Generalitat Valenciana.

OPTICAL GENERATION OF HIGH-ORDER UWB PULSES ADAPTABLE TO DIFFERENT MODULATION FORMATS

Mario Bolea, José Mora, Beatriz Ortega, José Capmany
ITEAM Research Institute, Universidad Politécnica de Valencia,
C/ Camino de Vera, s/n 46022 Valencia
Spain
jmalmer@iteam.upv.es

ABSTRACT

We demonstrate experimentally an optical architecture to generate high-order Ultra-Wideband pulses over optical fiber. The system is based on a 4-tap reconfigurable microwave photonic filter by using phase inversion in a Mach-Zehnder modulator. Conventional pulses such as monocycle and doublet pulses are experimentally implemented. However, we consider the possibility to extend the system to a larger number of positive and negative coefficients for generating high-order UWB pulses. This reconfiguration capability permits the generation of Ultra-Wideband pulses satisfying successfully the FCC regulation. Moreover, the photonic Ultra-Wideband pulse generator can be adapted to support different pulse modulation formats since the amplitude, polarity and time delay of generated pulses can be controlled with a reconfiguration time up to tens of nanoseconds. Therefore, Pulse Position Modulation, Pulse Polarity Modulation or Bi-Phase Modulation, Pulse Amplitude Modulation, On-Off Keying modulation and Orthogonal Pulse Modulation (OPM) are simultaneously achieved in our approach.

KEY WORDS

Signal processing, UWB Radio, Reconfigurable Radio

1. Introduction

UWB transmission is attracting a greater interest as compared to traditional narrowband systems since it brings different advantages, such as: lower power consumption, immunity to multipath fading, the possibility of interference mitigation by means of exploiting spread spectrum techniques, carrier free, high data bit rate and capability to penetrate through obstacles. [1]. Furthermore, UWB systems can be displayed in coexistence with other conventional radio systems [2-3]. These advantages have fuelled the interest in UWB systems for wireless communications, networking, location systems and radar imaging [3]. For wireless communications, the US Federal Communications Commission (FCC) approved, in 2002, the use without license of the UWB spectrum from 3.1 to 10.6 GHz with a restriction in the power spectral density of -

41.3dBm/MHz [1]. In practical terms this means that the spectra of UWB pulsed systems must fit in a mask to be an agreement with spectral requirements.

In last three years, there has been a considerable interest in the development of diverse photonic domain techniques to optically generate UWB pulses. The possibility of integrating the UWB generation directly in the optical domain is very relevant for broadband indoor wireless access since UWB communication systems can only operate within a limited distance of meters [4]. In principle, UWB over fiber can be implemented with electrical passband filters available commercially to generate UWB pulses by means of a pure electrooptical conversion [5]. However, these electrical filters are designed to satisfy the specifications and requirements in the electrical domain. Therefore, the nonlinear processes of the electro/optical (E/O) conversion have to be considered additionally when E/O and O/E converters are employed through external or internal optical modulation and photodetection, respectively. In this context, a specific design would be needed for transmission link with a given modulator and detector and other additional components such as amplifier. Therefore, it would be always necessary a filtering adaptation to satisfy the FCC mask requirements. Moreover, electrical filters do not permit reconfigurability. In this context, UWB pulse generation directly in the optical domain can become a promising solution because the frequency dependence of all optical components can be taken into account together with electrical UWB pulses.

In this context, several techniques have been already reported for classical UWB pulses, monocycle and doublet generation. For example, we can find schemes based on optical spectral shaping [6] and dispersion-induced frequency-to-time mapping such as [7]. Other set of approaches are based on phase-modulation-to-intensity-modulation conversion (PM-IM) by using dispersive device [8] and optical frequency discriminator [9]. Both methods for UWB pulse generation offer a low capacity to reconfigure arbitrarily the pulse shape. The experimental conditions to obtain a given pulse are fixed and reconfigurability is not easy to achieve. In addition, UWB pulse generation using microwave photonic filtering is a promising technique from a practical point of view. Indeed, most of switchable UWB approaches are

based, more directly or indirectly on photonic microwave filtering. For instance, several of the above, including cross-gain modulation for negative coefficients [10] and cross-polarization modulation [11] have been already proposed as auxiliary techniques in the photonic generation of monocycle and doublet UWB signals with promising results which however do not yet totally comply with the above referenced FCC mask.

Apart from satisfying the FCC-specific spectral mask, UWB optical pulse generators have other recent key challenge which is related to the possibility of pulse codification using different modulation techniques such as Pulse Position Modulation (PPM), Pulse Polarity Modulation or Bi-Phase Modulation (BPM), Pulse Amplitude Modulation (PAM), On-Off Keying modulation (OOK) and Orthogonal Pulse Modulation (OPM) but using photonic procedures [12-14].

In this context, we propose an optically switchable architecture for UWB pulse generation which has the potential to overcome the above limitation generating UWB signals that fulfill the FCC mask spectral requirements. It is based on a fully reconfigurable and tunable N-tap photonic microwave filter that features the possibility of both positive and negative coefficients through a proper biasing of an electro-optic modulator (EOM) as we reported elsewhere [15]. The applications of this approach have been extended to generation of higher-order UWB pulses. In addition, we show how the proposed UWB generator can be adaptable to different modulation formats with a reconfiguration time up to tens of nanoseconds by using optical devices available commercially.

2. Description of the experimental layout

In figure 1, it is shown a tunable and reconfigurable microwave photonic filter with 4 taps whose spectral properties have been considered in [15]. This configuration can be used for generating different types of

UWB pulses because of the possibility of providing positive and negative coefficients in the filter.

The proposed system is based on the use of two electro-optic modulators (EOM1 and EOM2) which are biased with V_1^{DC} and V_2^{DC} for working in regions with opposite slopes in the linear region.

As it is shown in the experimental layout, an array of 4 optical lasers are driven to one of the two EOMs through the cross and bar states of an optical switch corresponding to $k = 1$ or 2 respectively by using a 4×1 optical coupler. These tunable lasers are centered at different optical wavelengths given by $\lambda_1=1548.52$, $\lambda_2=1549.32$, $\lambda_3=1550.12$ and $\lambda_4=1550.92$ nm respectively and they have a tuning range of ± 1 nm around the central wavelength in 0.01nm steps and a linewidth of 100 MHz. Another important characteristic of these lasers is the possibility of setting and modifying output powers can independently. Therefore, the sign and value of coefficients of the corresponding microwave filter are controlled by selecting the input EOM ($k=1,2$) and the optical power of each laser.

The two EOMs are modulated by the same electrical pulse by using an RF splitter. This electrical signal comes from an electrical pulse generator with a fixed pattern of one "1" and sixty-three "0" (total 64 bits) and 12.5 Gb/s bit rate. In figure 2, it is shown the electrical spectrum of input pulse train. The modulated signals coming from both EOMs are coupled and launched into a 5.43 km standard SMF-28 fibre link with a total dispersion of 93 psec/nm around 1550 nm for introducing different time delays for each optical laser. Finally, the output signal coming from the fibre link is detected with a photodiode (PD).

The system that has been described makes use of four wavelengths but it can be extended to N wavelengths for generating a large number of equivalent electrical filter positive and negative coefficients. Besides, the value of these coefficients can be controlled by the output power from the lasers.

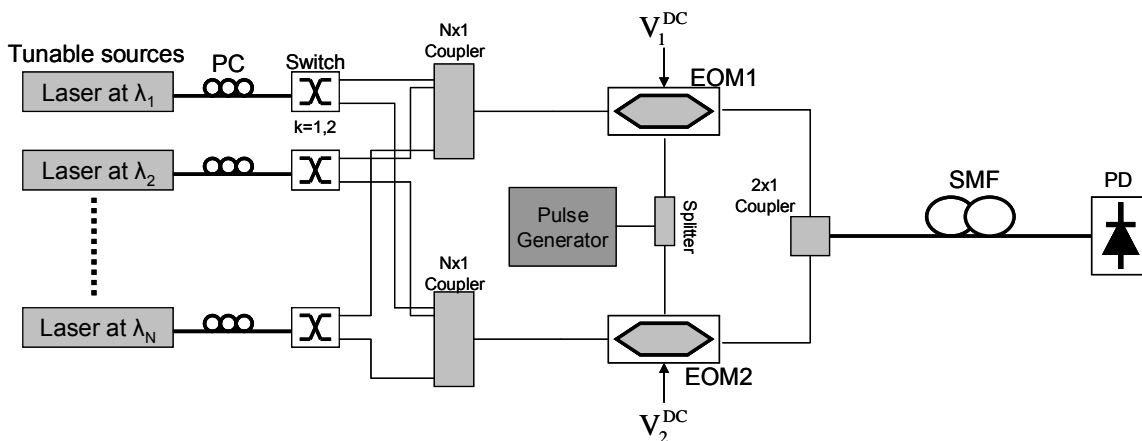


Figure 1. Experimental layout of UWB pulse generator

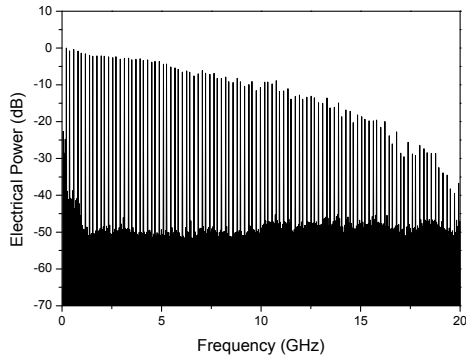


Figure 2. Electrical spectrum of the input pulse train

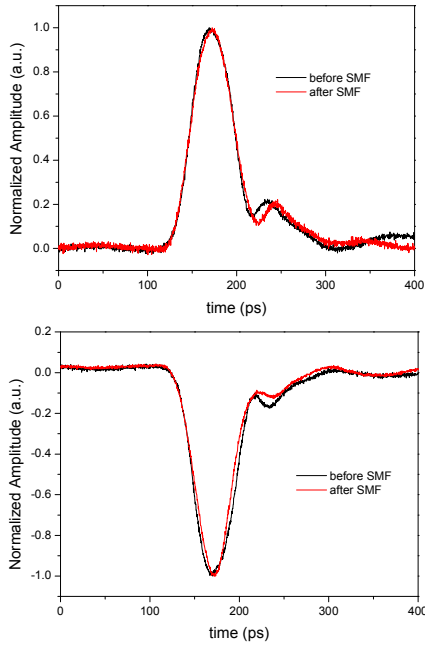


Figure 3. Optical pulses normalized before (black line) and after (red line) SMF, (a) positive pulse and (b) negative pulse.

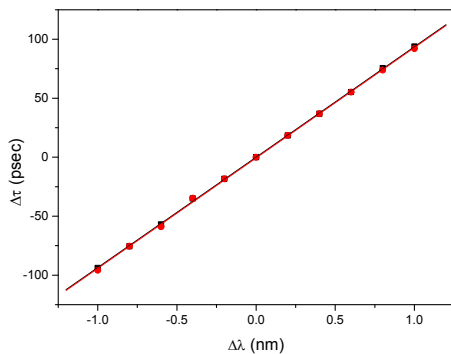


Figure 4. Relationship between time-delay and wavelength for positive (black line) and negative (red line) pulse

Therefore, we can emphasize the flexibility of the proposed pulse generation system since it permits a full reconfigurability of the microwave photonic filter with

the possibility of using a large number of positive and negative coefficients.

First of all, with the objective of checking the yield of the proposed generator, we are going to analyze the generated pulse by selecting the EOM1 or EOM2 when a laser centered at 1550.12 nm is employed. Positive and negative optical pulses corresponding to select EOM1 or EOM2 are shown in figure 3(a) and figure 3(b) respectively, before (black lines) and after (red lines) propagating through the fibre link. The most important result that we can observe in the figures is that the electrical pulse width is practically the same before and after the transmission with values of 51.7 psec and 51.1 psec for the positive and negative pulse respectively. Therefore, when the different single pulses were combined, they will not suffer a widening and the UWB pulse generated in question will be correct.

Each pulse generated is delayed according to the laser wavelength because of the fibre dispersion. Therefore, it is important to know the delay pulse variation with the laser wavelength. In figure 4 it is shown the relationship between the time delay and the wavelength increment when a positive (black line) and negative (red line) optical pulse is generated by tuning a laser initially centered at 1550.12 nm. We can observe a linear dependence with a slope of 93.63 psec/nm which corresponds with the value due to fibre dispersion. Since laser wavelength can be tuned in 0.01 nm steps, a minimum delay time around 1 psec can be obtained between consecutive optical pulses. We note that in both cases, positive and negative pulses, the optical path covered by signals from optical sources to fiber links is the same. Therefore, delay time difference between pulses is only introduced by the tuning of the optical wavelength.

3. Experimental measurements

We present now different optical UWB pulses generated using the system proposed so the flexibility of the system is demonstrated. In all cases, we select a time delay between optical pulses of 68 psec so the maximum of filter electrical transfer function is placed in the middle of FCC mask. This time delay is generated by a wavelength separation of 0.74 nm around 1550.12 nm.

The first UWB pulse implemented is the classical monocycle. In this case, they are used two lasers with identical optical output power and one of the optical switches works in bar state while the other is set to the cross state to select the EOM1 and EOM2 respectively for each optical wavelength. So the equivalent coefficients of the microwave filter are [1,-1]. Resulting pulse shape is shown in figure 5(a). In figure 5(b) is presented the corresponding measurement of the electrical power spectrum (black line) with the FCC mask (blue line). It is interesting to remark that DC component is now cancelled.

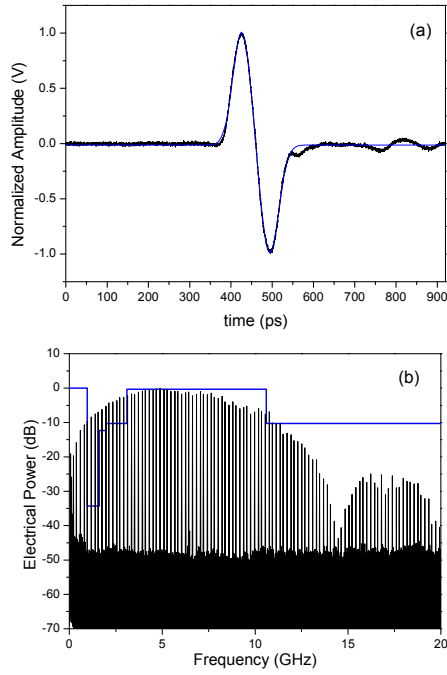


Figure 5. (a) Experimental (black line) and theoretical (blue line) monocycle pulse shape, (b) monocycle electrical power (black line) and FCC mask (blue line)

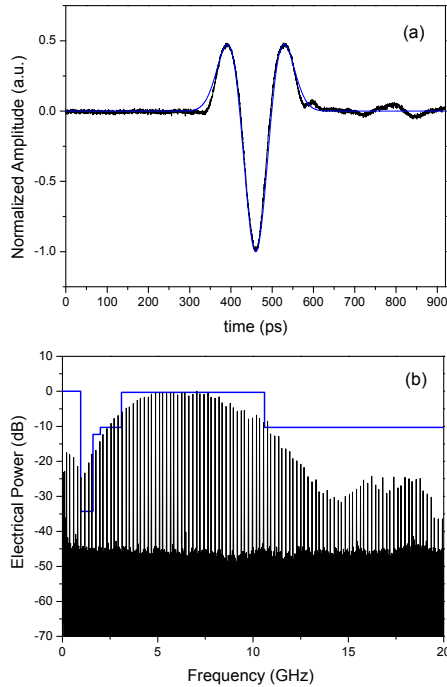


Figure 6: (a) Experimental (black line) and theoretical (blue line) doublet pulse shape, (b) doublet electrical power (black line) and FCC mask (blue line)

The next pulse implemented is another classical UWB pulse, the doublet. Now three optical lasers must be used with optical power for equivalent coefficients of $[0.5, -1, 0.5]$. In the same way of monocycle, it is shown in figure 6(a) the resulting doublet pulse shape. It can be

seen as the first and third wavelengths are launched into EOM1 and the second wavelength is launched into EOM2. The doublet electrical power spectrum is plotted in figure 6(b).

Up to now they have been presented the two classical UWB pulses, monocycle and doublet. As it has been shown in the previous figures 5(b) and 6(b), these two cases present a frequency response that it is not fitted into the FCC mask requirements, with special attention in the 0.96-1.61 GHz band (GPS band). However, these UWB pulses are usually implemented due to the difficulty to add and control more than three coefficients. At this point, the proposed system becomes important because allows incorporate a higher number of positive and negative coefficients and therefore the former limitation can be overcome. In fact, the full versatility of the proposed system allows reconfigure the electrical transfer function with a high performance fitted to the FCC mask requirements. In order to prove this fact, it has been implemented an UWB pulse with four coefficients. Four lasers spectrally separated by 0.74 nm are employed with a optimized coefficient vector given by $[-0.35, 1, -1, 0.35]$. In this case there are two optical pulses with negative polarity, the first and the third, and two with positive, the second and the fourth. In figures 7(a) and 7(b), it is shown the pulse shape and its electrical power spectrum, respectively. Electrical power spectrum is fitted into FCC mask requirements in this case avoiding GPS band problem.

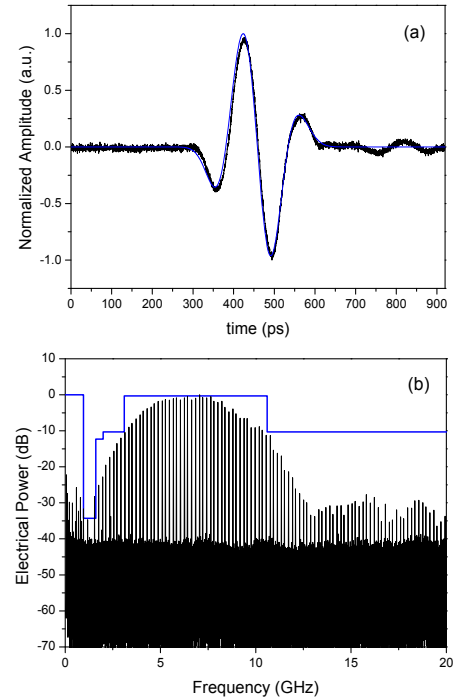


Figure 7. (a) Experimental (black line) and theoretical (blue line) 4-coefficients pulse shape, (b) 4-coefficients electrical power (black line) and FCC mask (blue line)

We note in this point that all waveforms exhibit peaks amplitudes of 500 mV which can be modified by

the optical power of each laser source which is set around 5 dB. Besides, the optical path covered by the output laser signals is balanced in order to the time delay was only introduced by the fibre dispersion according to the wavelength selected.

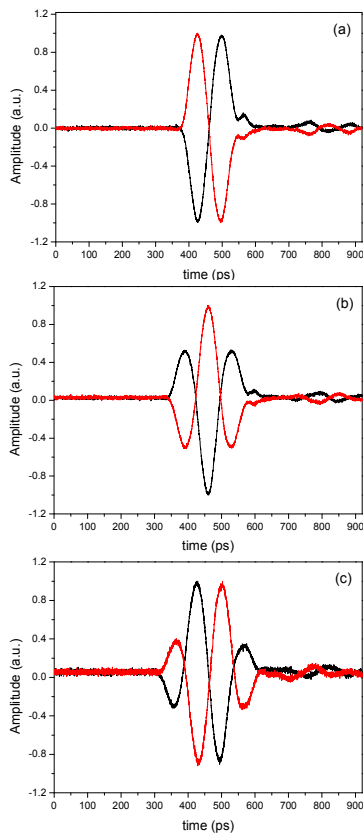


Figure 8. Original pulses (black line) and inverted pulses (red line) for (a) Monocycle, (b) Doublet and (c) Four coefficients pulse

4. Modulation techniques

One of most important advantages of the system proposed is the possibility of generate several modulation formats directly in optical domain. This fact is a consequence of its flexibility for tuning and reconfiguring generated pulses. First of all we pay attention to amplitude modulation techniques. PAM and OOK modulations can be easily implemented because of the pulse amplitude control by the power of lasers source. Besides, fastly variable optical attenuators could be added to the system in order to achieve higher communication rates. On the other hand, the control of each laser output power in combination with the states of the optical switches allows the implementation of an OPM where each pulse shape corresponds to one of the modulation states. So we could use an OPM between monocycle and doublet. The three modulation formats presented previously are not very common as modulation schemes in UWB systems. Therefore, we focus the attention in other modulation

formats that have more uses in UWB communications, BPM and PPM.

For achieving BPM by means of the proposed system we present two different methods. On the one hand, changing the modulator bias for working in an opposite linear slope region. On the other hand, setting the state of each optical switch to the opposite state for pulse polarity inversion in a given UWB implementation. In figure 8 it is shown the original pulses implemented previously (black line) and the corresponding inverted pulse (red line) for different pulse shapes.

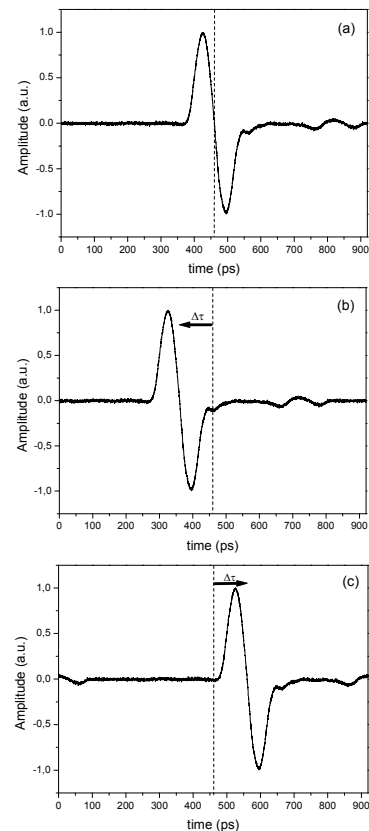


Figure 9. Reference monocycle pulse (a) and monocycle pulse for a (b) negative and (c) positive wavelength detuning around 1.07 nm

The most common pulse modulation format for UWB communication systems is Pulse Position Modulation (PPM). The system proposed, as the same way that previous modulation techniques, can be adapted to PPM format easily. In section 2, it has been presented the possibility of controlling time delay pulses by changing the different laser wavelengths. Therefore, this propriety can be used to change the pulse position from a reference. In figure 9 it is shown the monocycle pulse when different optical wavelengths are selected for each optical lasers. In the three cases, the wavelength separation is 0.74 nm as previously proposed in the implementation corresponding to figure 5. Both optical wavelengths can be tuned at the same time. Comparing with figure 9(a) which optical wavelengths are 1549.75 and 1550.49 nm, figure 9(b) shows the corresponding monocycle pulse when both

wavelengths are decreased 1.07 nm and figure 9(c) plots the monocycle pulse when an opposite tuning of 1.07 nm is applied. Because of linear dependence between the time delay and wavelength detuning as shown in figure 5, the variation of 1.07 nm corresponds to a time delay around 100 ps. We remember at this point that our resolution time is around 1 psec. In comparison with proposed previous configurations, we increase in one order of magnitude the resolution time. Indeed, up to two orders of magnitude could be achieved by using commercial tunable lasers with a wavelength selection resolution of 1 pm.

Maximum data rate achieving for system is marked by the possibility of reconfiguration. In this sense, our approach can achieve a reconfiguration time up to tens of nanoseconds. We can find in the market a large number of optical attenuators, optical switches and tunable lasers with a fast response time from milliseconds to nanoseconds according to the nature of the optical devices which is generally based on mechanical or electro-optical effects, respectively.

5. Conclusion

It has been proposed and experimentally demonstrated an UWB generator based on a 4 taps microwave photonic filter fed by an array of tunable lasers and featuring positive and negative sample polarity by using phase inversion in a Mach-Zehnder modulator. The system proposed allows UWB pulse generation that complies with FCC spectral requirements. We have considered the possibility to extend the system to a large number of taps and reconfiguring the pulse shape easily. The generation of simple, monocycle, and doublet pulses has been successfully shown obtaining. Finally, we have shown the ease for producing different modulation formats as PAM, OOK and OPM. Especially, common formats such as PPM and BPM have been demonstrated experimentally. Reconfiguration times for all modulation format techniques up to tens of nanoseconds can be achieved by using optical attenuators, switches and tunable lasers which are commercially available. As far as we know, this is the first proposal that permits to achieve all these pulse modulation methods simultaneously.

Acknowledgements

The research leading to these results has received funding from the European Community's Seventh Framework Programme (FP7) under project 212 352 ALPHA "Architectures for flexible Photonic Home and Access networks". Also the authors wish to acknowledge "Ajudes per a la realització de projectes precompetitius de I+D per a equips d'investigació" GVPRE/2008/250 supported by the Generalitat Valenciana and PROMETEO 2008/092 MICROWAVE PHOTONICS a research programme of excellency supported by The Generalitat Valenciana.

References

- [1] D. Porcine, P. Research and W. Hirt, Ultra-wideband radio technology: Potential and challenges ahead, *IEEE Commun. Mag.* 41(7), 2003, 66-74.
- [2] G.R. Aiello and G.D. Rogerson, Ultra-wideband wireless systems, *IEEE Microwave Mag.* 4, 2003, 36-47
- [3] L. Yang and G. B. Giannakis, Ultra-Wideband Communications: an idea whose time has come, *IEEE Signal Process. Mag.* 21, 2004, 26-54.
- [4] J. Yao, F. Zeng, Q. Wang, Photonic Generation of Ultrawideband Signals, *J. Lightwave Technol.* 25(11), 2007, 3219-3235.
- [5] M. Jazayerifar, B. Cabon, and J.A. Salehi, Transmission of Multi-Band OFDM and Impulse Radio Ultra-Wideband Signals Over Single Mode Fiber, *J. Lightwave Technol.* 26(15), 2008, 2594-2603.
- [6] M. Abtahi, M. Mirshafiei, J. Magné, L. A. Rusch and S. LaRochelle, Ultra-Wideband waveform generator based on optical pulse-shaping and FBG tuning, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 20, 2008, 135-137.
- [7] J.D. McKinney, I.S. Lin, I.S., A.M. Weiner, Shaping the Power Spectrum of Ultra-Wideband Radio-Frequency Signals, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 54, 2006, 4247- 4255.
- [8] F. Zeng and J.Yao, An approach to ultrawideband pulse generation and distribution over optical fiber, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 18, 2006, 823- 825.
- [9] F. Zeng and J. Yao, Ultrawideband Impulse Radio Signal Generation Using a High-Speed Electrooptic Phase Modulator and a Fiber-Bragg-Grating-Based Frequency Discriminator, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 18, 2006, 2062- 2064.
- [10] Q. Wang, F. Zeng, S. Blais and J. Yao, Optical ultrawideband monocycle pulse generation based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier, *Opt. Lett.* 31, 2006, 3083-3085.
- [11] H. Chen, M. Chen, T. Wang, M. Li and S. Xie, Methods for Ultra-Wideband Pulse Generation Based on Optical Cross-Polarization Modulation, *J. Lightwave Technol.* 26, 2008, 2492-2499.
- [12] S. Pan and J. Yao, Switchable UWB pulse generation using a phase modulator and a reconfigurable asymmetric Mach-Zehnder interferometer, *Opt. Lett.* 34, 2009, 160-162.
- [13] J. Li, K. Xu, S. Fu, M. Tang, P. Shum, J. Wu and J.Lin, Photonic Polarity-Switchable Ultra-Wideband Pulse Generation Using a Tunable Sagnac Interferometer Comb Filter, *IEEE Photon. Technol. Lett.* 20, 2008, 1320-1322.
- [14] I.S. Lin, J.D. McKinney and A.M. Weiner, A.M., Photonic synthesis of broadband microwave arbitrary waveforms applicable to ultra-wideband communication, *IEEE Microwave Wirel. Compon. Lett.* 15, 2005, 226-228.
- [15] J. Capmany, D. Pastor, A. Martinez, B. Ortega, S. Sales, Microwave Photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an Electro-optic Modulator, *Opt. Lett.* 28, 2007, 1415-1417.

Generación de señales UWB con distintos formatos de modulación mediante un filtro fotónico de microondas de N coeficientes e inversión de fase

UWB signals generation with different modulation formats by an N tap microwave photonic filter and phase inversion

Mario BOLEA, José MORA, Beatriz ORTEGA, José CAPMANY

ITEAM Research Institute, Universidad Politécnica de Valencia,
C/ Camino de Vera, s/n 46022 Valencia
Spain

Persona de contacto: José Mora (jmalmer@iteam.upv.es)

En este trabajo proponemos un sistema para la generación de pulsos UWB de forma flexible basado un filtro fotónico de microondas de N coeficientes que se controlan mediante un array de láseres y la inversión de fase de moduladores Mach-Zehnder. El funcionamiento de esta arquitectura se ha demostrado experimentalmente, comprobándose su fácil reconfiguración y sintonización para generar pulsos UWB de orden elevado que satisfagan los requerimientos espectrales de la FCC. Además la flexibilidad del sistema propuesto le permite adaptarse de forma simple a distintos formatos de modulación.

Palabras clave: Pulso Ultrawideband, filtro fotónico, retardo, espectro eléctrico, máscara espectral, formatos de modulación.

ABSTRACT:

A flexible UWB pulse generation system based on an N-tap microwave photonic filter is proposed, the control of taps is done by a laser array and phase inversion in Mach-Zehnder modulator. Architecture operation is experimentally demonstrated, it is proved its easy reconfiguration and tuning for generating high order UWB pulses whose spectral characteristics are agree with FCC mask. Besides, flexibility of system allows adapt it to different modulation formats easily.

Key words: Ultrawideband pulse, photonic filter, time delay, electrical spectrum, spectral mask, modulation formats.

1.- Introducción

En los últimos años, existe un interés creciente por utilizar los sistemas Ultrawideband (UWB) en distintos entornos como comunicaciones inalámbricas, sistemas de localización y adquisición de imágenes radar [1,2]. Esto se debe principalmente a la coexistencia factible de los sistemas UWB con otros sistemas radio y a las ventajas que presentan frente a sistemas tradicionales de banda estrecha como bajo consumo de potencia, inmunidad a desvanecimientos multicamino, explotación de técnicas de espectro ensan-

chado, capacidad para superar obstáculos, no necesidad de portadora, entre otros [2]. La Comisión Federal de Comunicaciones de EE.UU. (FCC) define los sistemas UWB para comunicaciones inalámbricas como aquellos esquemas de transmisión con un ancho de banda a 10 dB superior a 500 MHz o un ancho de banda fraccional mayor al 20% respecto a su frecuencia central. En el año 2002, este organismo aprobó el uso sin licencia del espectro UWB desde 3.1 a 10.6 GHz con una restricción en la densidad espectral de potencia de -41.3dBm/Hz [1], por

lo que señales UWB deben adecuarse a unos requerimientos espectrales. Uno de los inconvenientes de los sistemas UWB se refiere a su limitada distancia de operación. Por tanto, la fibra óptica como medio de distribución de la señal para redes inalámbricas representa una buena solución que permite además la generación de dichas señales UWB directamente en el dominio óptico con las ventajas propias asociadas a los sistemas fotónicos [3].

En la literatura pueden diferenciarse tres técnicas de generación fotónica de microondas. En primer lugar, encontramos técnicas basadas en mapeado de tiempo-frecuencia [4] y en conversión fase-intensidad (PM-IM) [5]. Estas técnicas son rígidas y no permiten una reconfiguración flexible de los pulsos. De hecho, la mayoría de las contribuciones realizadas con estos métodos sólo muestran la generación de pulsos clásicos como el monociclo y el doblete. Otra de las claves de los sistemas UWB viene determinada por su capacidad para soportar distintos formatos de modulación. Por tanto, las arquitecturas diseñadas para generar pulsos UWB deben ser flexibles para adaptarse a formatos como PAM (Pulse Amplitude Modulation), PPM (Pulse Position Modulation), OOK (On-Off Keying), BPM (Bi-Phase Modulation) y OPM (Orthogonal Pulse Modulation) [1].

En este contexto, el uso de configuraciones basadas en filtros fotónicos de microondas para la generación de pulsos UWB toma especial importancia [6]. Podemos encontrar arquitecturas basadas en el uso de la modulación cruzada de ganancia [7], modulación cruzada de polarización [8] y en la dependencia de la tensión de polarización de un modulador Mach-Zehnder [9]. No obstante, estas técnicas se encuentran dirigidas principalmente a la generación de monociclos y dobletes, cuyos espectros no satisfacen los requerimientos espectrales de la FCC, debido a sus problemas para incrementar el orden de los filtros equivalentes.

La técnica que proponemos en este artículo permite la generación de pulsos UWB basándose en un filtro fotónico sintonizable y reconfigurable de orden N . La posibilidad de

utilizar un elevado número de coeficientes positivos y negativos permite la adecuación completa a la máscara espectral de la FCC dando como resultado pulsos UWB de orden superior al monociclo y al doblete. Para mostrar la flexibilidad de este sistema, en la sección 2 de este artículo presentamos distintos resultados experimentales. En primer lugar obtenemos los pulsos UWB clásicos (monociclo y doblete). En segundo lugar, se muestra un pulso UWB de tercer orden ajustado espectralmente a la máscara FCC mediante la incorporación de cuatro coeficientes. Finalmente, en esta sección nos centramos en la implementación de distintos formatos de modulación con la arquitectura propuesta. En la sección 3 realizamos una recopilación de los principales resultados obtenidos mediante el sistema propuesto para la generación de pulsos UWB.

2.- Demostración experimental

En la Fig. 1 se muestra el esquema experimental para la generación de pulsos UWB de orden superior. Se corresponde con un filtro fotónico de microondas de N coeficientes para la generación tanto de coeficientes positivos como negativos polarizando en regiones con pendiente opuesta dos moduladores electro-ópticos [10]. El sistema experimental consta de cuatro láseres sintonizables centrados en diferentes longitudes de onda, $\lambda_1=1548.52$, $\lambda_2=1549.32$, $\lambda_3=1550.12$ y $\lambda_4=1550.92$ nm, respectivamente, y cuya potencia se puede controlar de forma independiente. A continuación, se utilizan conmutadores ópticos para inyectar cada uno de los láseres en el modulador EOM1 o EOM2. Dichos moduladores se polarizan en regiones con pendiente opuesta permitiendo modular la señal óptica mediante una señal eléctrica pulsada con un patrón de un "1" y sesenta y tres "0" con una tasa de 12.5 Gb/s. Una vez moduladas, ambas señales se introducen mediante un acoplador óptico en un enlace de fibra SMF-28 de 5.43 km para introducir el retardo entre las diferentes muestras ópticas. El filtro resultante permite que el signo y valor de sus coeficientes puedan ser controlador por los conmutadores y la potencia de los láseres respectivamente.

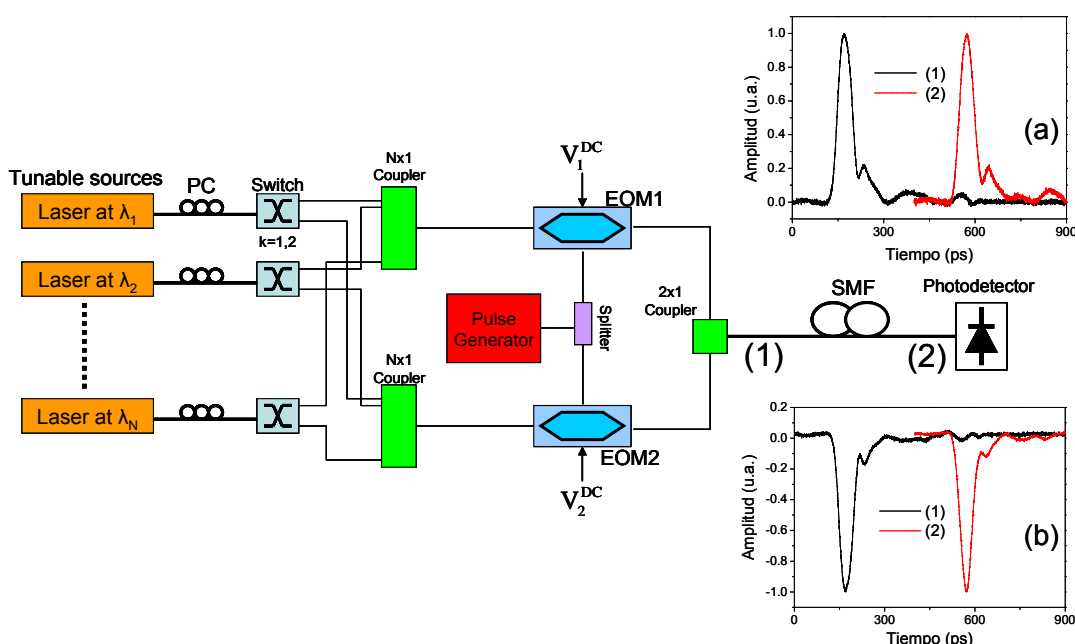


Fig. 1: Esquema experimental generador de pulsos UWB de orden superior. Figuras insertadas (a) y (b): pulsos ópticos normalizados positivos y negativos, respectivamente, antes (1) y después de la SMF (2) positivo y (b) negativo.

Para comprobar que los pulsos ópticos que finalmente conformarán las señales UWB no sufren un ensanchamiento significativo debido a la dispersión de la fibra, seleccionamos un único láser a 1550.12 nm tanto con el EOM1 como con el EOM2. En las Figs. 1(a) y 1(b) se representan los pulsos ópticos antes y después de la SMF para el caso positivo y negativo, respectivamente. La anchura del pulso positivo es 52 ps y 51 ps para el pulso negativo, para antes y después de la SMF.

Esta misma configuración nos sirve para mostrar que es posible controlar el retardo que sufren los pulsos mediante la sintonización de la longitud de onda de los láseres. En la Fig. 2 se muestra la relación existente entre el incremento de longitud de onda aplicado y el retardo temporal sufrido por el pulso positivo y negativo que presenta un comportamiento lineal que se corresponde con los 93 ps/nm de dispersión del enlace.

En esta sección, se muestran los resultados experimentales de tres tipos de pulsos UWB generados. En todos los casos, la separación entre longitudes de onda es de 0.74 nm de forma que la función de transferencia del filtro fotónico se encuentra centrada en la frecuencia central de la máscara de la FCC.

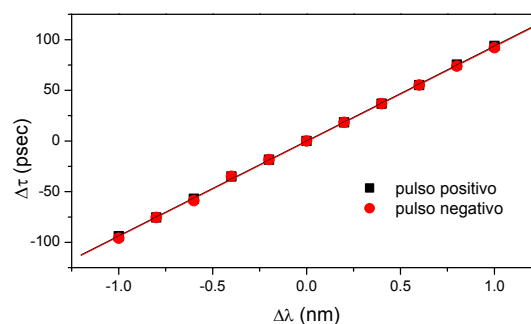


Fig. 2: Relación entre retardo temporal y longitud de onda para pulso positivo (■) y negativo (●).

En primer lugar, vamos a generar los pulsos UWB monociclo y doblete. Para el caso del monociclo seleccionamos únicamente dos láseres con idéntica potencia y mediante los conmutadores hacemos que uno de ellos vaya a EOM1 y el otro a EOM2, de forma que coeficientes equivalentes del filtro fotónico son [1 -1]. El pulso resultante y su correspondiente espectro eléctrico se encuentran en las Figs. 3(a) y 3(b), respectivamente. Del mismo modo, es posible generar un doblete haciendo uso de tres láseres y con unos coeficientes equivalentes [0.5 -1 0.5]. En la Fig. 4(a) se representa la forma de pulso doblete resultante y en la Fig. 4(b) su correspondien-

te espectro eléctrico. Como se observa en las Figs. 3(b) y 4(b), los espectros eléctricos tanto del monociclo como del doblete no cumplen los requerimientos espectrales de la FCC concretamente en la banda correspondiente a GPS (0.96-1.61 GHz). Sin embargo, el sistema propuesto permite aumentar el número de coeficientes positivos y negativos fácilmente para generar pulsos que satisfagan dichos requerimientos.

En la Fig. 5, se muestra la implementación de un pulso UWB con un filtro de cuatro coeficientes, utilizando cuatro láseres y ajustando sus potencias de forma que los coeficientes equivalentes de dicho filtro fotónico se corresponden con $[-0.35 \ 1 \ -1 \ 0.35]$. En la Fig. 5(a) mostramos el pulso obtenido con dicha configuración, mientras que en la Fig. 5(b) podemos ver su espectro eléctrico. En este caso, observamos como el espectro resultante cumple satisfactoriamente la máscara FCC.

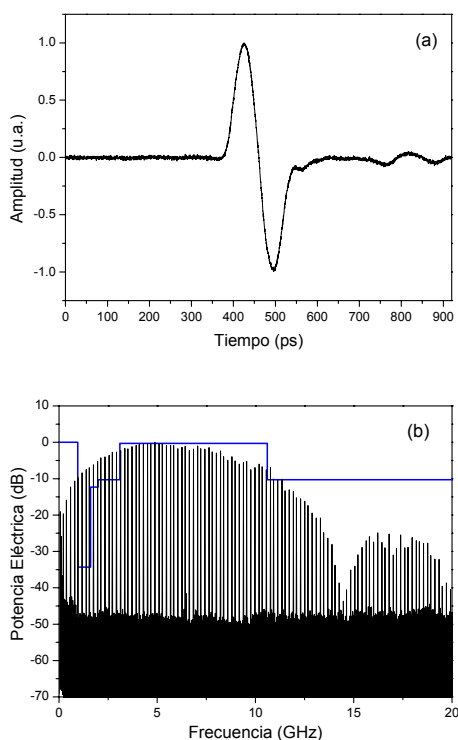


Fig. 3: Pulso monociclo experimental (a), espectro eléctrico y máscara de la FCC (b).

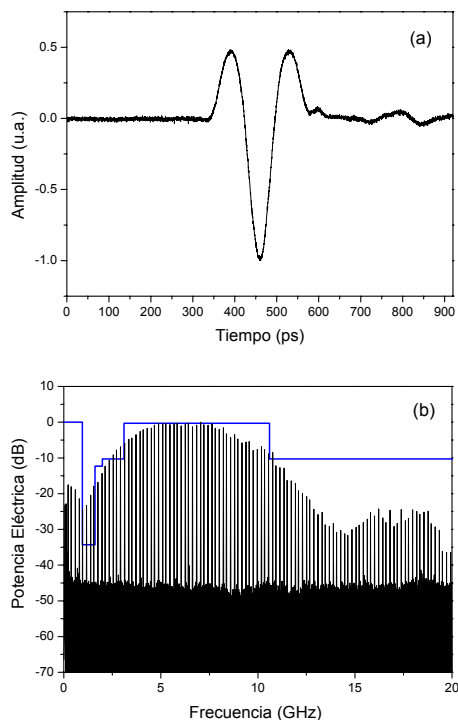


Fig. 4: Pulso doblete experimental (a), espectro eléctrico y máscara de la FCC (b).

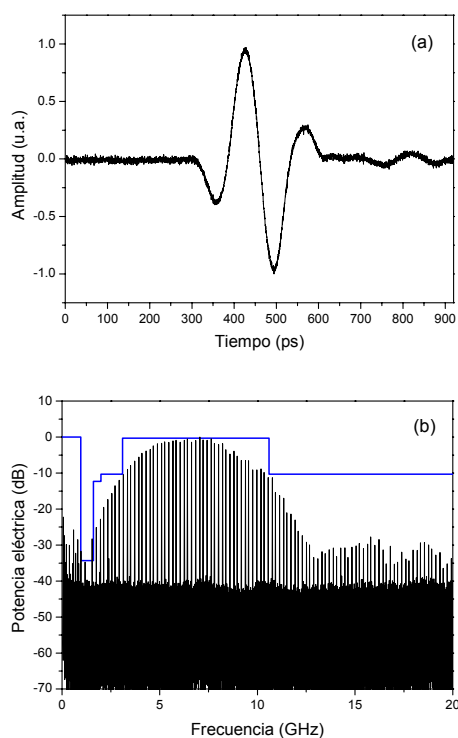


Fig 5: Pulso de tercer orden experimental (a) y (b) Espectro eléctrico junto con máscara de la FCC.

La flexibilidad del sistema propuesto permite adaptarse fácilmente a distintos formatos de modulación. En primer lugar, las modulaciones de amplitud PAM y OOK pueden ser implementadas de forma sencilla debido al control que tenemos sobre la potencia óptica los láseres. Además pueden utilizarse atenuadores ópticos variables para conseguir tasas de transmisión del orden de Gb/s. Por otra parte, el control independiente de cada láser combinado con los conmutadores ópticos nos permite obtener modulación del tipo OPM, por ejemplo, codificando los datos con un monociclo y un doblete para dos estados.

Aunque las modulaciones mencionadas PAM, OOK y OPM pueden ser fácilmente implementadas, su uso no es muy común en comunicaciones UWB [1]. Por ello, centramos nuestra atención en la posibilidad de generar otros esquemas de modulación, como BPM y PPM, que si son más comúnmente utilizados en este tipo de comunicaciones. Para el caso de una modulación BPM, hemos de ser capaces de invertir la polaridad de los pulsos según el símbolo transmitido y nuestra arquitectura permite realizarlo de dos modos distintos. Por una parte, cambiando la tensión de polarización de los EOMs para que trabajen en regiones lineales con pendientes opuestas; por otra parte, podemos modificar el estado de cada conmutador óptico. Esta posibilidad de inversión de los pulsos queda reflejada en la Fig. 6 donde podemos un pulso de tercer orden (Fig. 6(a)) y ese mismo pulso aplicándole la inversión (Fig. 6(b)) como hemos indicado.

El otro formato de modulación más comúnmente utilizado, PPM, también puede ser fácilmente implementado mediante la arquitectura propuesta. En la Figura 7a podemos ver un monociclo cuando las longitudes de onda de los láseres utilizados son 1549.75 y 1550.49 nm. Si ahora incrementamos ambas longitudes de onda en 1.07 nm, el resultado es el mismo monociclo pero adelantado 100 ps, como se observa en la figura 7b. Destacamos en este punto que el sistema propuesto presenta una resolución en el retardo introducido a los pulsos de 1 ps, lo que implica un incremento de un orden de magnitud con respecto a arquitecturas previas que también

permiten la implementación de esta modulación [11].

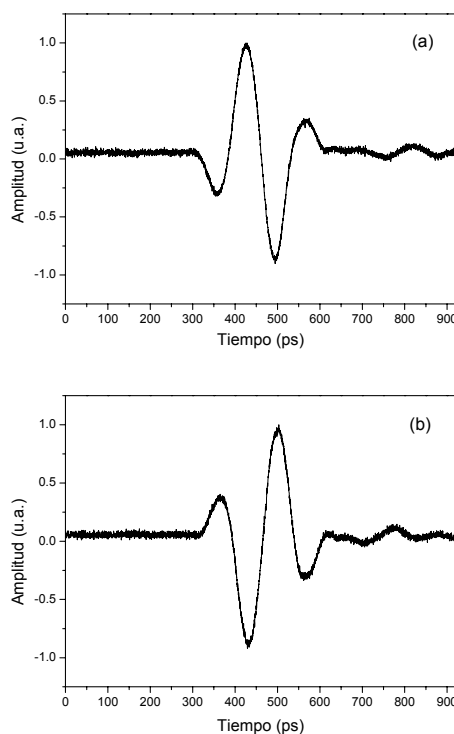


Fig. 6: (a) Pulso de tercer orden original y (b) pulso invertido.

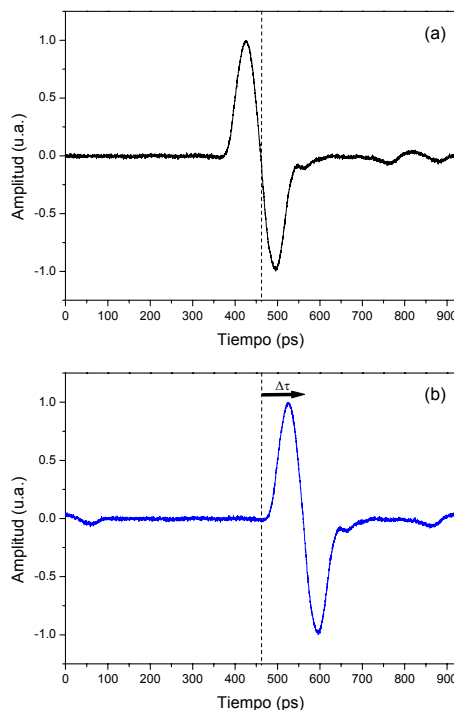


Fig. 7: Monociclo de referencia (a) y monociclo (b) con un incremento de longitud de onda de 1.07 nm.

4.- Conclusión

En este artículo, se ha propuesto y demostrado experimentalmente la adaptación de un filtro fotónico de microondas de N coeficientes para la generación pulsos UWB. El principio de funcionamiento de dicho filtro se basa en el uso de un conjunto de láseres, cada uno asociado a uno de los coeficientes que forman el filtro fotónico cuyo peso positivo o negativo es controlado mediante la polarización de dos EOMs en inversión de fase. Por tanto, el sistema es capaz de sintetizar un gran número de coeficientes tanto positivos como negativos. La flexibilidad aportada por el sistema propuesto permite la generación de pulsos UWB que cumplan con las especificaciones espectrales de la FCC.

Se han mostrado los resultados experimentales de la implementación de pulsos UWB monociclo y doblete, confirmándose que no se ajustan a los requerimientos espectrales de las máscara FCC. Por tanto, se ha diseñado un pulso UWB de tercer orden mediante cuatro coeficientes para ajustarse a los citados límites espectrales. Experimentalmente se ha demostrado cómo el pulso de tercer orden implementado se ajusta perfectamente a la máscara FCC.

Finalmente, hemos comprobado la flexibilidad de la arquitectura propuesta para adaptarse a distintos formatos de modulación como PAM, OOK y OPM. Una de las principales ventajas que aporta el sistema es la fácil implementación de los formatos más comunes de UWB, como son BPM y PPM frente a otras técnicas anteriormente propuestas.

Agradecimientos: Este trabajo ha sido financiado por la Generalitat Valenciana bajo el programa "Ajudes per a la realització de projectes precompetitius de I+D per a equips d'investigació" GVPRE/2008/250, la Comisión Europea FP7 bajo el proyecto ALPHA (grant no. 212352) y el programa de investigación de excelencia PROMETEO 2008/092 financiado por la Generalitat Valenciana.

Referencias

- [1] J.H. REED CHRISTOPHER, "An introduction to Ultra Wideband Communication System", Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2005.
- [2] J. YAO, F. ZENG, Q. WANG, "Photonic Generation of Ultrawideband Signals", *J. Lightwave Technol.* 25, 3219-3235, 2007.
- [3] J. CAPMANY, D. NOVAK, "Microwave Photonics combines two worlds," *Nature Photon.* 1, 319-330, 2007.
- [4] J.D. MCKINNEY, I.S. LIN, I.S., A.M. WEINER, "Shaping the Power Spectrum of Ultra-Wideband Radio-Frequency Signals", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 54, 4247- 4255, 2006.
- [5] F. ZENG, J. YAO, "An approach to ultrawideband pulse generation and distribution over optical fiber", *IEEE Photon. Technol. Lett.* 18, 823- 825, 2006.
- [6] J. CAPMANY, B. ORTEGA, D. PASTOR, "A Tutorial on Microwave Photonic Filters", *J. Lightwave Technol.* 24, 201- 229, 2006.
- [7] Q. WANG, F. ZENG, S. BLAIS, J. YAO, "Optical ultrawideband monocycle pulse generation based on cross-gain modulation in a semiconductor optical amplifier", *Opt. Lett.* 31, 3083-3085, 2006.
- [8] J. LI, S. FU, K. XU, J. WU, J. LIN, M. TANG, P. SHUM, "Photonic ultrawideband monocycle pulse generation using a single electro-optic modulator", *Opt. Lett.* 33, 288-290, 2008.
- [9] H. CHEN, M. CHEN, T. WANG, M. LI, S. XIE, "Methods for Ultra-Wideband Pulse Generation Based on Optical Cross-Polarization Modulation", *J. Lightwave Technol.* 26, 2492-2499, 2008
- [10] J. CAPMANY, D. PASTOR, A. MARTINEZ, B. ORTEGA, S. SALES, "Microwave Photonic filters with negative coefficients based on phase inversion in an Electro-optic Modulator", *Opt. Lett.* 28, 1415-1417, 2003.
- [11] I.S. LIN, J.D. MCKINNEY, A.M. WEINER, "Photonic synthesis of broadband microwave arbitrary waveforms applicable to ultra-wideband communication", *IEEE Microwave Wirel. Compon. Lett.* 15, 226-228, 2005.