

Análisis del impacto de la conversión Analógica a Digital en el desempeño de Sistemas RoF Digitalizado

Analysis of the impact of Analog-to-Digital conversion in the performance of Digitized RoF Systems

DOI: <http://dx.doi.org/10.17981/ingecuc.15.1.2019.07>

Artículo de Investigación Científica. Fecha de Recepción: 25/05/2018, Fecha de Aceptación: 12/01/2019

Eduardo Avendano-Fernández 


Universidad de Antioquia. Medellín, (Colombia)
Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, Sogamoso, (Colombia)
eduardo.avendano@udea.edu.co

Jhon J. Granada-Torres 

Universidad de Antioquia. Medellín, (Colombia)
jhon.granada@udea.edu.co

Ana M. Cárdenas-Soto 

Universidad de Antioquia. Medellín, (Colombia)
ana.cardenas@udea.edu.co

Neil Guerrero-González 

Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales. Manizales, (Colombia)
nguerrerog@unal.edu.co

Para citar este artículo:

Eduardo Avendano-Fernández, Jhon Granada-Torres, Ana Cárdenas-Soto y Neil Guerrero-González "Análisis del Impacto de la Conversión Analógica a Digital en el Desempeño de Sistemas RoF Digitalizado", *INGE CUC*, vol. 15, no. 1, pp. 77-88, 2019. DOI: <http://doi.org/10.17981/ingecuc.15.1.2019.07>

Resumen

Introducción– Se evalúa numéricamente el impacto del proceso de digitalización en el desempeño de un escenario basado en tecnología Radio-sobre-Fibra a frecuencia intermedia.

Objetivo– Evaluar el impacto del proceso de digitalización, en el desempeño de escenario Radio-sobre-Fibra digitalizado a frecuencia intermedia (IF-DRoF).

Metodología– Se evalúa el desempeño frente al error de un sistema IF-DRoF como función de la distancia del enlace y del número de bits de resolución del conversor Analógico-a-Digital (ADC), se compara los resultados con la arquitectura Radio-sobre-Fibra analógica (ARoF). El escenario DRoF introduce un ADC en el transmisor para digitalizar las señales y un conversor Digital-a-Analógico (DAC) en el receptor para reconstruirlas. El transmisor óptico usa un Láser Emisor de Cavidad Vertical modulado directamente (DM-VCSEL) de bajo costo.

Resultados– El escenario IF-DRoF extiende la distancia de transmisión en 18 km (de 25 a 43 km), y 22 km (de 25 a 47 km) usando un ADC con resolución de 4 y 8 bits, respectivamente cuando se compara con ARoF. Además, para una tasa de bit errada (BER) igual a 10^{-9} , el sistema IF-DRoF incrementa el rango en 7 km, y la tasa de bit escala como el producto número de bits de resolución del ADC \times tasa de muestreo (hasta $8 \times 1.25 \text{ Gb/s} = 10 \text{ Gb/s}$). El nivel de sensibilidad medido en el receptor fue de -21 dBm para un alcance máximo de 42 km a un nivel de BER de 10^{-5} @4 bits de resolución.

Conclusiones– El sistema IF-DRoF comprende una solución flexible de bajo costo, que extiende la distancia de transmisión y escala la tasa de bit con el producto $n \text{ bits} \times \text{frecuencia muestreo}$ comparando con el sistema RoF analógico. Se demuestra que el rango dinámico es independiente de la distancia de transmisión excepto cuando el nivel de señal cae por debajo de la sensibilidad del fotodetector del enlace óptico.

Palabras clave– RoF digitalizado (DRoF); Rango Dinámico; NG-PON2; CRAN; VCSEL.

Abstract

Introduction– The impact of the digitalization process on the performance of a scenario based on Radio-on-Fiber technology at intermediate frequency is numerically assessed.

Objective– Assess the impact of the process of digitalization, in the performance of scenario Radio-over-fiber digitized intermediate frequency (IF-DRoF).

Methodology– The performance of an IF-DRoF system against the error is evaluated as a function of the link distance and the number of resolution bits of the Analog-to-Digital Converter (ADC), and the results are compared with the analog Radio-over-Fiber (ARoF) architecture. The DRoF scenario introduces an ADC at the transmitter to digitize the signals, and a Digital-to-Analog converter (DAC) at the receiver to reconstruct them. The optical transmitter uses a low cost Directly Modulated Vertical Cavity Emitting Laser (DM-VCSEL).

Results– IF-DRoF scenario extends the transmission distance by 18 km (from 25 up to 43 km), and 22 km (from 25 up to 47 km) using an ADC with 4 and 8 bit of resolution, respectively, when compared to ARoF. Also, for a bit error rate (BER) equal to 10^{-9} , the IF-DRoF system increases the range by 7 km, and the bit rate scales as the product number of resolution bits of the ADC \times sampling rate ($8 \times 1.25 \text{ Gb/s} = 10 \text{ Gb/s}$). The sensitivity level measured at the receiver for a maximum range of 42 km was -21 dBm for a BER of 10^{-5} @ 4 bits of resolution.

Conclusions– IF-DRoF system is a flexible and low-cost solution that extends the transmission distance and scales with bitrate as $n \text{ bits} \times \text{sampling rate}$ comparing with analog RoF. It is shown that the dynamic range is independent of the transmission distance except when the signal level falls below the sensitivity of the optical link photodetector.

Keywords– Digitized RoF (DRoF); Dynamic Range; NG-PON2; CRAN; VCSEL.



I. INTRODUCCIÓN

La visión de 5G promete entregar la experiencia gigabit a los usuarios móviles con un aumento en la capacidad del orden de decenas de Gbps, incremento del rango dinámico (*DR* – Dynamic Range), reducción de la complejidad del hardware y mayor eficiencia energética con respecto a las tecnologías de evolución a largo término (*LTE* – Long-Term Evolution) [1]. Por otro lado, la siguiente generación de comunicaciones móviles, con la provisión de tecnologías híbridas inalámbricas y ópticas, en particular los sistemas conocidos como Radio-sobre-Fibra (*RoF*), se posicionan como un habilitador de 5G que permite ofrecer servicios inalámbricos de banda ancha [2]. La arquitectura de *RoF* convencional se compone de una oficina central (*CO* – Central Office), en la cual se concentran los equipos más robustos de procesamiento y modulación a alta frecuencia; el segmento de fibra óptica, el cual incluye la conversión electro-óptica-eléctrica para transmitir las señales de radio a través de la fibra óptica y que va directamente hasta la Unidad de Acceso Remoto (*RAU* – Remote Access Unit). En la *RAU* se ubican equipos de procesamiento de señal de *RF* que será transmitida inalámbricamente hacia las Unidades Móviles (Mobile Stations – *MS*) como se observa en la Fig. 1, pero en este caso ya incorpora las etapas de digitalización.

En la arquitectura de estación base con terminal de radio remoto (*RRH* – Remote Radio Head) o unidades de radio remoto (*RRU* – Remote Radio Unit), la estación base (*BS*) se separa en las unidades de radio y una unidad de procesamiento digital de señal. La *RRH* provee la interface a la fibra y ejecuta las tareas de procesamiento digital, conversión digital a analógico, conversión analógica a digital, amplificación de potencia y filtrado, permitiendo así la interconexión y función de segmentación entre las *BBU* y las *RRH*. La distancia entre *BBU* puede extenderse hasta 40 km, donde la limitación viene del retardo de procesamiento y propagación [3]. Por otra parte, en la arquitectura Red de Acceso a Radio Centralizada (*CRAN* – Centralized Radio Access Network), los servicios en banda base conocidos como Unidad de Datos (*DU*) o Unidad de Banda Base (*BBU* – Base band

Unit) pueden ser agrupados, de forma que pueden ser compartidos entre diferentes *BSs*. Las *BBUs* son centralizadas en una entidad llamada *hotel* o agrupación *BBU/DU*. El agregado *BBU/DU* es compartido entre sitios de celda y un clúster virtualizado que consiste de varios procesadores de propósito general para realizar procesamiento en banda base (*PHY/MAC*). La parte *fronthaul* de las redes va desde los sitios *RRHs* al agrupamiento *BBU*. El *backhaul* conecta el *BBU* con la red principal móvil. En el sitio remoto, las *RRHs* están co-ubicadas con las antenas. Las *RRHs* están conectadas a procesadores de alto rendimiento en el conjunto *BBU* a través de enlaces de transporte ópticos de baja latencia, gran ancho de banda y tecnología de virtualización que opera en tiempo real. Se requiere de anchos de banda del orden de 10 Gb/s entre la *BBU* y la *RRH* para transportar muestras de la señal *IQ* en banda base digital a través de la red de distribución óptica [4]. En esta arquitectura, el equipo de *BBU* puede estar ubicado en un sitio más conveniente, fácilmente accesible, que habilita ahorros en mantenimiento y arrendamiento de sitios comparando con la arquitectura tradicional, donde la *BBU* necesita estar cerca de las *RRHs*.

Un parámetro clave para este incremento de capacidad manteniendo una tasa de error objetivo, está comprendido por el *DR*, el cual representa en general la diferencia entre señales con niveles mínimos y máximos que pueden ser enviados a través de un enlace para un ancho de banda dado antes de que señales espurias aparezcan a nivel de piso de ruido [5]. La señal mínima detectable usualmente se asume sobre el nivel del límite impuesto por el ruido, y el nivel de señal máxima corresponde a la potencia pico más alto que no experimente distorsión. A diferencia de la ganancia o figura de ruido, el *DR* no puede ser mejorado usando amplificación, sino que el sistema puede ajustarse usando señales de mayor o menor nivel apropiadamente. En el sistema *RoF* convencional o analógico (*ARoF*), una solución inmediata para extender el *DR* consiste en incrementar la potencia de lanzamiento del láser, pero comprometiendo la estimulación de las no linealidades que se presentan durante la propagación, es decir, a un costo de degradar la *BER*.

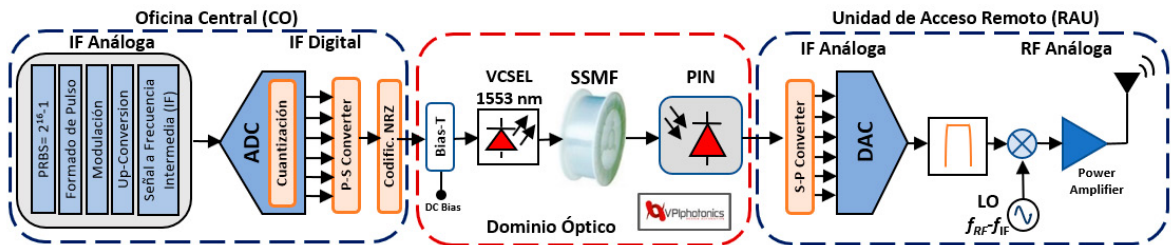


Fig. 1. Arquitectura de enlace de bajada (Down link) para RoF Digitalizado a frecuencia intermedia (IF).
Fuente: Autores.

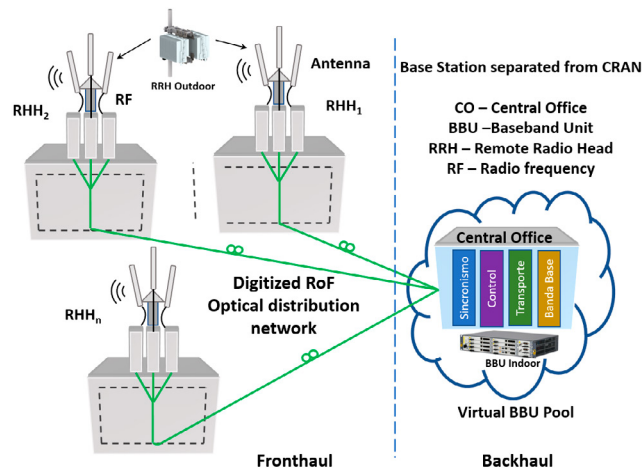


Fig. 2. Arquitectura CRAN.
Fuente: Autores.

Los sistemas RoF digitalizados (*DRoF*) surgen como respuesta a varios de los inconvenientes presentados por los sistemas *ARoF*. *DRoF* en esencia transmite muestras digitales de señales eléctricas en fase/cuadratura (*IQ*) a las unidades de acceso remoto (*RAUs*) en la arquitectura convencional o desde las *BBU* a las *RRHs* como se muestra en la Fig. 2 (en la red de distribución óptica), constituyéndose en una solución costo-efectiva que extiende la distancia del enlace de transmisión, e incrementa la tasa de bits para los sistemas *CRAN* que incorporan *DRoF* cuando se compara con el sistema *ARoF*. Sin embargo, la implementación de enlaces *DRoF* no está exenta de sus propios retos: En las arquitecturas híbridas óptico-inalámbricas analógicas que usan modulación óptica externa, la función de transferencia del Modulador Mach Zehnder (*MZM - Mach Zehnder Modulator*) es inherentemente no lineal, siendo este el factor principal de distorsión de las señales, limitando el *DR* de los enlaces [5]. Para alcanzar un mejor desempeño en el enlace óptico, es necesario trabajar en la parte lineal de la función de transferencia del *MZM*. Sin embargo, la mejora sobre el *DR* disponible es muy poca. Pero adicionalmente, el *MZM* es un dispositivo que requiere una cuidadosa codificación de la señal, control de temperatura y precisión en su voltaje de alimentación, lo cual además de añadir complejidad, también añade costos al sistema.

Una segunda estrategia de mejora del *DR* se asocia con eliminar el *MZM* y realizar la modulación directa del transmisor láser. Esta modulación se hace con fuentes láser de bajo costo como los *VCSEL*. Considerando los avances en las técnicas de digitalización, se puede pensar en hacer uso de las funcionalidades del Analógico-a-Digital (*ADC*) y del convertor Digital-a-Analógico (*DAC*), así como las de procesamiento digital de señales (*DSP*) en el hardware de la oficina central (*CO*) y en la unidad de acceso remoto (*RAU*) en el dominio eléctrico, y dejar el enlace óptico muy simple y de bajo costo como se muestra en la Fig.

1, para un enlace de bajada de *IF-DRoF*. En esta alternativa el reto es el desempeño del convertor *ADC*, pues se ha encontrado que tiene incidencia directa con la relación señal a ruido óptico (*OSNR*). Si bien el aumento del número de bits de codificación reduce el ruido de cuantización, supone una mayor exigencia en la *OSNR* del enlace óptico, al tener un menor rango de detección entre niveles de cuantización [6].

La contribución de este artículo se centra especialmente en la evaluación y análisis del impacto del proceso de digitalización de señales de *RF* en el dominio eléctrico para posterior modulación óptica directa usando dispositivos de bajo costo, donde se demuestra que el *DR* es independiente de la distancia de transmisión excepto cuando el nivel de señal cae por debajo de la sensibilidad del fotodetector del enlace óptico. Se propone un escenario *RoF* digitalizado a frecuencia intermedia (*IF - Intermediate Frequency*) basado en un transmisor láser *DM-VCSEL*. Se realiza una evaluación considerando las degradaciones introducidas por el proceso de digitalización, tal como el ruido de cuantización, *jitter* de apertura y la relación señal a ruido del enlace. Estas degradaciones impactan la Magnitud del Vector de Error (*EVM - Error Vector Magnitude*) de una constelación 16-QAM usada en nuestra implementación y también tienen efecto sobre la tasa de bit errado (*BER - Bit Error Rate*). La evaluación numérica permite realizar una comparación de desempeño entre *RoF* analógico y *RoF* digitalizado a frecuencia intermedia (*IF-DRoF*), variando el número de bits de resolución del *ADC* como función de la distancia del enlace. La arquitectura no requiere moduladores ópticos costosos como los *MZM* o altamente lineales como los láseres de realimentación distribuida (*DFB*) modulados directamente. A diferencia de otras propuestas como en [7], en el receptor se usa un esquema de detección *homodino*, que en conjunto simplifica la complejidad del sistema y disminuye los costos de implementación del enlace óptico.

II. REVISIÓN LITERARIA

A. Tecnologías de Radio-sobre-Fibra

En sistemas *ARoF*, la luz de un láser es modulada por una señal de *RF* que luego es transmitida sobre un tramo de fibra óptica y detectada por un conversor óptico a eléctrico. Esta señal de *RF* es amplificada apropiadamente (y filtrada), y transmitida inalámbricamente desde la antena a las estaciones móviles (*MS*). En la *CO* en el sentido hacia el usuario, el transmisor proporciona todo el procesamiento de generación de la señal en banda base usando procesamiento digital de señal (*DSP*), traslado a *RF*, y conversión electro-óptica, que corresponde al enlace de bajada (*down-link*). Para un sistema de comunicación con portadora única, las funciones del enlace de subida (*uplink*) son similares y consisten de una etapa de amplificación de la señal recibida, láser transmisor, lanzado sobre la fibra óptica y fotodiodo receptor en la *CO*.

Las principales ventajas de los sistemas *RoF*, como se presentan en [8], pueden ser sintetizadas como: *i*) menor atenuación de la fibra óptica con valores típicos de atenuación alrededor de 0.2 dB/km, habilitando la distribución de *BS* dentro de rangos hasta de 40 km sin amplificación; *ii*) mayores anchos de banda donde la multiplexación óptica soporta escenarios multi-usuario para incrementar el desempeño de un enlace de fibra óptica. Los esquemas de multiplexación para sistemas *RoF* son la Multiplexación Sub-Portadora (Sub-Carrier Multiplexing – *SCM*), y multiplexación por división de longitud de onda (Wavelength Division Multiplexing – *WDM*); *iii*) tecnología costo-efectiva usando celdas pequeñas en sitio tomando ventaja de la menor complejidad debido a las funcionalidades de la red de acceso a Radio (Radio Access Network – *RAN*) en la *CO* [9], adicionalmente, esta arquitectura centralizada soporta la asignación flexible de recursos en la red de transporte óptico; *iv*) *DR* mejorado para sistemas inalámbricos gestionando diferentes escenarios de cobertura que se implementan en celdas pequeñas y permiten agregación de portadoras en una forma simple; *v*) habilita la implementación de esquemas de comunicación inalámbricos de múltiple entrada múltiple salida (Multiple-Input Multiple-output-*MIMO*) que mejoran el rendimiento aún bajo condiciones de interferencia, desvanecimiento y multi-trayecto; y finalmente *vi*) eficiencia en potencia mejorada reduciendo el nivel de potencia transmitida, y por tanto, disminuyendo las pérdidas de trayecto usando sitios de celda pequeños. Adicionalmente, a medida que se usa un mayor número de frecuencias en la misma región geográfica, se habilita la gestión coordinada de celdas y macro-celdas que se traslapan para reducir la interferencia inter-celda.

Sin embargo, *ARoF* sufre por efecto de algunas desventajas, que incluyen las distorsiones por intermodulación (*IMD* – Intermodulation Distortions), las cuales aparecen luego del mezclado de señales eléctricas durante el proceso del traslado hacia fre-

cuencias superiores (*up-conversion*) [10]. También se debe considerar las no linealidades que ocurren en el proceso de conversión electro-óptica, particularmente el efecto de *chirp* inherente a la modulación directa de los láseres, que impacta los sistemas a altas tasas de datos. Igualmente se presentan distorsiones introducidas por la función de transferencia no lineal de los *MZM* [5], que combinados con los efectos dispersivos debidos a la Dispersión Cromática (*CD* – *Chromatic Dispersion*) y polarización en modo dispersión (*PMD* – Polarization Mode Dispersion), durante la propagación a través del canal óptico, degradan aún más el desempeño del sistema. Adicionalmente, la operación del dispositivo receptor bajo la ley cuadrática en el proceso de foto-detección, limita también las prestaciones del sistema *ARoF*. Finalmente, el *DR* del enlace óptico analógico es inversamente proporcional a la longitud de la fibra óptica debido a la atenuación, piso de ruido térmico del receptor, y efectos dispersivos del canal óptico [8]. Por esta razón, se evalúa las ventajas y desventajas de los sistemas *RoF*, donde tres categorías de *RoF* pueden ser desplegadas de acuerdo con el tipo de técnica del procesado de la señal para su transmisión.

1. Radio Frecuencia-Sobre-Fibra (*RF-over-Fiber*)

La señal *RF* es usada para modular una fuente laser en el lado transmisor, y la señal de salida es transportada sobre fibra y detectada por un fotodiodo en la *RAU*. Luego de amplificación y filtrado, la señal a *RF* puede ser radiada inalámbricamente.

2. Frecuencia Intermedia-sobre-Fibra (*IF-over-Fiber*)

La señal de entrada es trasladada a una *IF* más baja que la *RF*, y esta señal es usada para modular el láser en el transmisor. Luego de la detección, la señal *IF* es trasladada a la señal de *RF* requerida antes de la transmisión inalámbrica. Esta aproximación toma ventaja de la reducción en los efectos introducidos por los dominios óptico y eléctrico, pero principalmente las degradaciones dispersivas lineales tal como la *CD* y *PMD*, además de superar las limitaciones de los láseres en emisiones de *RF* por encima de los 30 GHz.

3. Radio Frecuencia-Sobre-Fibra Digitalizado (*DRoF*)

La señal *RF* es digitalizada usualmente luego de la conversión a *IF*, para minimizar los requerimientos de ancho de banda de los digitalizadores. Esto significa, que la forma de onda analógica es digitalizada y codificada no-retorno a cero (*NRZ*) antes de entregarse al laser transmisor, y luego regresada de nuevo al dominio analógico en la *RAU*. Para una tasa de muestreo de 1.25 GS/s y diferentes resoluciones de bit para el *ADC*, usando el formato de modulación de amplitud en cuadratura 16-*QAM*, la tasa de bit po-

dría incrementarse como el producto: número de bits de resolución \times tasa de muestreo. Pero, el compromiso es un mayor ancho de banda y el uso de conversores *ADC* y *DAC* a una mayor tasa de muestreo (por ejemplo, si la señal a *RF* estuviera en 5 GHz, teóricamente se requeriría una tasa de muestreo de 10 GS/s, pero con propósitos prácticos esta tasa debería ser mucho más alta).

Como aspecto positivo, la integración a gran escala actual ofrece niveles de muestreo a altas tasas, disponibles comercialmente para implementaciones reales y a costos asequibles. Por ejemplo, la familia de conversores de *Analog Devices*® AD9164 entrega 12 bits para muestrear señales a 10.25 GS/s que permite la digitalización de señales a *RF* hasta 7 GHz; habilitando la siguiente generación de sistemas definidos por software en aplicaciones aeroespaciales y de defensa e instrumentación y comunicaciones, entre otros. Sin embargo, el cambio en la tasa de muestreo del procesamiento multi-tasa (interpolación y decimado) permite trabajar a frecuencias intermedias lo que flexibiliza la exigencia en los dispositivos usados para la conversión, pero requiriendo etapas de filtrado adicionales.

De la clasificación presentada, las aproximaciones *RF/IF*-sobre-fibra proporcionan un mayor nivel de inmunidad a la degradación señal a ruido. Este esquema digitalizado ha sido adoptado para *RRHs* en *WiMAX* – *IEEE* 802.16, sistemas inalámbricos *3GPP/LTE*, y en los estándares de la industria como la interface a radio pública común (*CPRI* – *Common Public Radio Interface*) y la iniciativa de arquitectura de estación base abierta (*OBSAI* – *Open Base Station Architecture Initiative*) [2].

En [12] es presentada la tecnología de Radio-sobre-Fibra Digitalizado (*DRoF*), introduciendo el modelo analítico con parámetros clave y la guía de diseño, así como, tomando en cuenta la ganancia del enlace y las fuentes de ruido que impacta el desempeño del sistema. Un escenario para el estándar *WiMax* fue experimentalmente evaluado, donde la señal *RF* es

digitalizada aplicando muestreo pasa banda. Además, el elemento clave del sistema *DRoF* es que su *DR* no depende de la longitud del enlace, sino del umbral de la señal recibida cuando el nivel vaya por debajo de la sensibilidad del enlace.

El principal logro del *DRoF*, consiste en encontrar el objetivo de desempeño que el enlace analógico no logra, principalmente para mayor tasa de datos y alcance del enlace, es decir un mejor *DR*.

B. Láser de Emisión Superficial de Cavity Vertical (*VCSEL* – *Vertical Cavity Surface-Emitting Laser*)

Los *VCSELs* son láseres semiconductores (diodos láser) con un resonador láser monolítico, desde los cuales la luz emitida deja el dispositivo en una dirección perpendicular a la superficie del chip [11]. El resonador (cavidad) es fabricado con dos espejos de Bragg (tipo *p* y tipo *n*), y en su centro hay una región activa, estructura con ganancia de varios pozos cuánticos y un ancho total de solamente unos pocos micrómetros, como se muestra en la Fig. 3. Usualmente, la región activa es bombeada eléctricamente con unas pocas decenas de mili vatios y genera una potencia de salida en el rango de 0.5-5mW, o incluso mayor potencia para dispositivos multimodo. El *VCSEL* es elegido para redes de corto alcance dado que ofrece como ventajas su bajo costo, operación a altas temperaturas sin refrigeración, mayor potencia emitida por unidad de área, mejor calidad en el haz que emite en un solo modo transversal (Gaussiano circular), y menor consumo de potencia debido a un nivel bajo en el umbral del láser, entre otros. Otra característica interesante que poseen es su larga vida útil, que, además, soporta altas intensidades ópticas. Los *VCSELs* pueden ser modulados a frecuencias altas (*i.e.* 25 GHz), haciéndolos útiles para comunicaciones por fibra óptica en longitudes de onda como 1.3 y 1.55 mm cuando se combinan con materiales como nitratos diluidos (pozos cuánticos de *GaInNAs* sobre *GaAs*) o fosforo de Indio (*InP*).

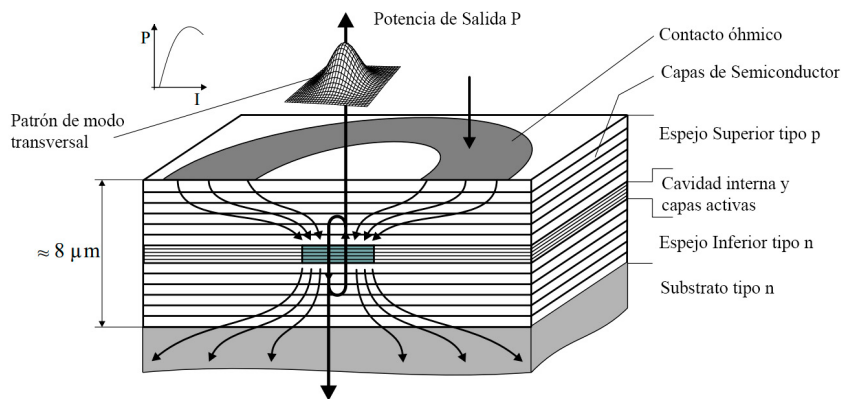


Fig. 3. Estructura de capas y principio de operación de VCSEL.
Fuente: Adaptada de [11].

C. Ruidos en RoF Digitalizado

A diferencia de los sistemas *ARoF*, en el transmisor del *DRoF* las principales fuentes de ruido están relacionadas con los procesos de cuantización y el *jitter*. La cuantización es el proceso de mapear una señal de valor continua en un conjunto discreto de niveles. La resolución del *ADC* se expresa en bits (n), y está relacionado con el número de niveles discretos N ($N = 2^n$) disponibles para el rango a escala completa (*FS* – Full-Scale). Puesto que la cuantización se aproxima a un rango de valores con un solo nivel, errores irre recuperables se introducen en esta etapa. Las muestras de la señal de entrada son usualmente asumidas aleatorias, con media cero, y uniformemente distribuidas a través de niveles de cuantización sobre el rango $[-V_{FS}/2, V_{FS}/2]$; para efecto de asegurar que no ocurre recorte en la señal. El error de cuantización puede ser visto como una señal aditiva (de valor discreto), x_Q , y, la señal original (de valor continuo) x [13]. Su valor instantáneo está dado por:

$$e(x) = x_Q - x \quad (1)$$

La *SNR* promedio puede ser calculada de [16] como:

$$SNR_Q = 6.02n + 4.77 - 10 \log_{10}(PAPR) \quad (2)$$

siendo n el número de bits de resolución del *ADC*, y *PAPR*, la razón de la Potencia Pico a Potencia Promedio por sus siglas en inglés (*PAPR*–Peak-to-Average Power Ratio). Para 16-*QAM*, puede ser evaluado como:

$$PAPR = 3(\sqrt{M} - 1)/(\sqrt{M} + 1) \quad (3)$$

con $M = 2^m$, el número de diferentes símbolos (alfabeto de constelación de señal), y m el número de bits por símbolo. Aunque el ruido de cuantización es inevitable, su efecto puede ser minimizado, aplicando técnicas tales como sobremuestreo y decimación, que adicionalmente mejoran la resolución de bit en el *ADC*.

Por otra parte, las instancias de muestreo son generadas desde un reloj externo al *ADC*, y debido a limitaciones en el dispositivo por reloj y circuitería interna, el espaciado entre muestras puede variar de forma impredecible y considerable. Esta incertidumbre muestra-a-muestra en el espaciado entre los impulsos es conocido como *jitter* de apertura del *ADC*. En un sistema de comunicación, el *jitter* de apertura causa incertidumbre en la fase de la señal muestreada, degradación del ruido de piso de un conversor de datos, e incrementa la posibilidad de interferencia inter-símbolo (*ISI*). El impacto del *jitter* sobre el *ADC* consiste de un error en el voltaje que es proporcional a la magnitud del *jitter* y la tasa de subida (*slew rate*)

de la señal de entrada [13]. Consecuentemente, señales con frecuencia más altas sufren mayor reducción en la calidad debido al *jitter*, que señales a frecuencias más bajas. Para describir la *SNR* de un sistema limitado por *jitter* de apertura donde, por ejemplo, el ruido de cuantización y otros efectos son despreciables, la *SNR* puede ser determinada como:

$$SNR(dBFS) = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2 \pi f \tau_a} \right) \quad (4)$$

donde f es la frecuencia de la señal de entrada (en Hz), y τ_a el *jitter* de apertura (en segundos).

Comparando este resultado a la *SNR* máxima teórica impuesta por el ruido de cuantización (y otros efectos) puede ayudar a determinar cuál será el factor dominante y limitante en el desempeño del *ADC*.

III. METODOLOGÍA Y CONFIGURACIÓN EXPERIMENTAL

El escenario *IF-DRoF* de portadora única es evaluado para el enlace de bajada como escenario base en el concepto de la Red de Acceso a Radio Centralizada (*CRAN*) [3], [9]. Se realiza un análisis numérico usando la plataforma de simulación *VPI Transmission Maker*. Para el escenario de demostración se omitirá las distorsiones del enlace inalámbrico, juntando las operaciones de la *CO* y *RAU*, en una configuración Back-to-Back (*B2B*). En la configuración de la Fig. 1 se muestra el enlace de bajada, donde en la *BBU* de la *CO* una forma de onda es generada usando una secuencia binaria pseudo-aleatoria (*PRBS*) con longitud 65536 bits, a una tasa de bit de 1.25 Gb/s (tasa de bit compatible con las tasas de línea en la evolución de la Red Óptica Pasiva (*PON* – Passive Optical Network)). La salida es dividida en las ramas *I* y *Q*, luego, el flujo de bit ingresa a una etapa de formado de pulso implementada usando un filtro de respuesta al impulso finito (*FIR*) de raíz de coseno alzado (*RRC* – Root-Raised-Cosine) con factor de formado de 0.2 usando típicamente en escenarios *RoF*. Enseguida, la etapa de mapeo asigna bits a símbolos para el formato de modulación 16-*QAM*.

Para reducir los requerimientos de hardware y costo principalmente en la etapa de conversión a digital, se propone una frecuencia de portadora a 5 GHz que es trasladada a una intermedia (*IF*) de 340 MHz, usando un oscilador local (*LO*) a 4.66 GHz. Se aplica un filtro pasa banda que extrae la señal con ancho de banda 340 MHz. La tasa de muestreo del *ADC* se configura para un valor de 1.25 GSa/s, y se evalúa el desempeño para un rango de resolución del *ADC* entre 4 y 8 bits. Esta señal eléctrica es filtrada y normalizada para entregar al *ADC* niveles uniformes de muestras. Las señales analógicas y digitalizadas se pueden observar en la Fig. 4a y 4b. Es evidente el error introducido en el proceso de cuantización, con recorte en picos de amplitud que crean la señal en-

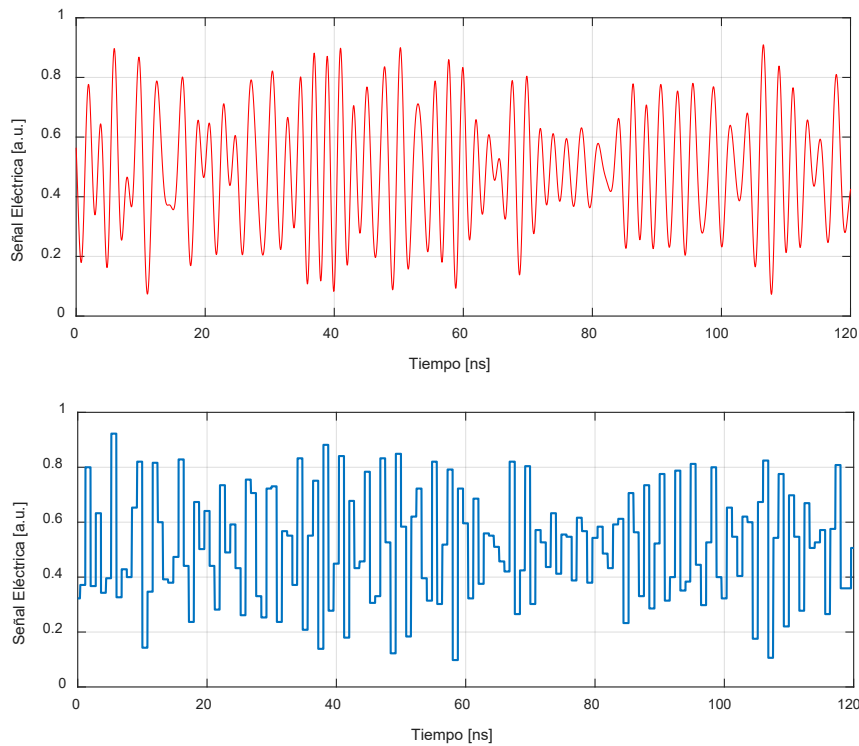


Fig. 4. a) Señal Analógica y b) Señal Digitalizada y normalizada luego de la conversión *ADC*.
Fuente: Autores.

volvente tal como se observa en la Fig. 4b. Luego de esta etapa, las muestras de salida son ingresadas en serie a un codificador no retorno a cero (*NRZ*). Para la modulación óptica se selecciona un *VCSEL* que opera a una longitud de onda de 1553 nm.

Para determinar la configuración óptima del *VCSEL*, se requiere investigar su comportamiento bajo diferentes condiciones de operación. La potencia de salida óptica y el voltaje asociado deben ser medidos como función de la Corriente Directa (*DC*) de alimentación para el rango de temperatura sugerido por la hoja de especificaciones del fabricante. Debe identificarse el umbral de corriente que habilita la máxima potencia de salida que en las curvas usualmente decrece (*roll-over*) para valores entre 6 a 8 mA [14]. Por tanto, se alimentó el *VCSEL* con una corriente de 6.5 mA emitiendo a una potencia de -13 dBm a temperatura ambiente. El parámetro dinámico del *VCSEL* es el *chirp* en frecuencia, definido en [15] como la variación de la longitud de onda de operación como función de la potencia óptica de emisión para frecuencias de modulación mayores a las de la respuesta térmica del dispositivo. El *chirp transiente* (α) está asociado con la variación de la potencia óptica de emisión, y el *chirp adiabático* (κ) se asocia con la potencia óptica de emisión instantánea. Por tanto, para propósitos de evaluación experimental es necesario caracterizar el *chirp* en regímenes estático y dinámico controlando la temperatura tal como se

presenta en [16]. Continuando en el escenario, el flujo de secuencia de bit digitalizado es ópticamente modulado y lanzado con una potencia de -13 dBm sobre fibra monomodo estándar (*Standard Single Mode Fiber – SSMF*) con coeficiente de dispersión de 17 ps/ns×km para un enlace de hasta 50 km. Del lado de la *RAU*, en la *RRH*, un fotodetector *PIN* convierte la señal de luz en pulsos eléctricos. Esta señal de salida es re-muestreada para tener una forma de onda eléctrica con una muestra por bit para detección. Luego, el valor de entrada a uno de los $N + 1$ posibles niveles de salida es cuantizado usando N umbrales, y los bits resultantes son convertidos para ingresar en el *DAC*, que es usado para reconstrucción de la señal. En seguida, un filtro paso bajo (*Low-Pass Filter – LPF*) es aplicado para remover las señales imagen presentes a altas frecuencias. Además, se traslada el espectro detectado de la señal a *IF* a una frecuencia de portadora a 5 GHz, y en la *RRH* se realiza el proceso de traslado a banda base (*down-conversion*), se sincroniza para compensar el retardo del filtro de formado de pulso, y realiza el proceso de demodulación aplicando detección homodina para recuperar los símbolos. Finalmente, métricas de error son estimadas para validar el desempeño del sistema *DRoF* para diferentes longitudes de enlace y resoluciones de *ADC/DAC* que incrementan la tasa de bit en nuestro escenario de demostración, las cuales se comparan con el sistema *ARoF* usando detección directa.

IV. RESULTADOS

A continuación, se realiza una primera evaluación comparando el desempeño del Sistema de *ARoF* vs. *IF-DRoF*. La Fig. 5 muestra el nivel de *EVM* como función de la longitud del enlace óptico. Para el caso *ARoF*, el límite *EVM* (12.5% para 16-QAM en la especificación Long Term Evolution Advanced – *LTE-A*), es alcanzado para una longitud de 25 km, pero para *IF-DRoF* con 4 y 8 bits de resolución, el *DR* es extendido en 18 km (hasta 48 km) y 22 km (hasta 47 km), respectivamente. El escenario *IF-DRoF* mantiene un nivel de *EVM* constante alrededor del 6% desde B2B up hasta 35 km, aunque el *DR* puede alcanzar 48 km cuando se digitaliza usando una resolución de 8 bits en el *ADC* para el umbral límite de *EVM* (12.5%), como se muestra en la Fig. 5. Las constelaciones en el recuadro muestran los valores de *EVM* para los dos casos (9.4% y 10.6%), pero la tasa de bit se incrementa de 1.25 Gb/s en la versión analógica a 5 Gb/s y 10 Gb/s, para 4 y 8-bits con el escenario *IF-DRoF*, respectivamente.

Una segunda evaluación toma solamente el escenario *IF-DRoF* como se muestra en la Fig. 6. La señal a IF ($f_{IF} = 340$ MHz) es muestreada por el producto del número de bits de resolución *ADC*

por la tasa de muestreo ($n \times 1.25$ GSa/s), por tanto, para 4 y 8-bits se alcanza tasas de línea de 5 Gb/s y 10 Gb/s, respectivamente. En la Fig. 6, se puede observar una diferencia mínima del 0.8% (9.4 a 10.6%) en el *EVM* para n igual a 4 bits. Sin embargo, el *EVM* está entre el 6.1 y 6.6% para una resolución en el *ADC* de 8 bits. Como se observa, 6 bits son suficientes para mantener el desempeño del enlace. Esos resultados fueron experimentalmente validados en [17], utilizando una señal a una *RF* de 18 GHz, muestreados a 500 MS/s y transmitidos a una tasa de bit de 50 Mb/s.

Como tercer análisis, en la Fig. 7, se compara el desempeño de la *BER* del escenario *IF-DRoF* con el de *ARoF*. Para alcances de corta longitud (< 10 km), la configuración de *ARoF* logra mayor tolerancia a las degradaciones por ruido y el *DR* es proporcional a la longitud del enlace. Sin embargo, *ARoF* sobrepasa el límite de *EVM* luego de una distancia de 35 km (12.5 vs. 18%), lo que requiere técnicas de compensación para mitigar esos efectos. Por otra parte, para el escenario *IF-DRoF* en general, la distancia de propagación permanece constante hasta que el umbral de sensibilidad es excedido, pero ofrece mayor flexibilidad en cuanto a operación (incremento en la tasa de bit) debido a la resolución de bit seleccionada.

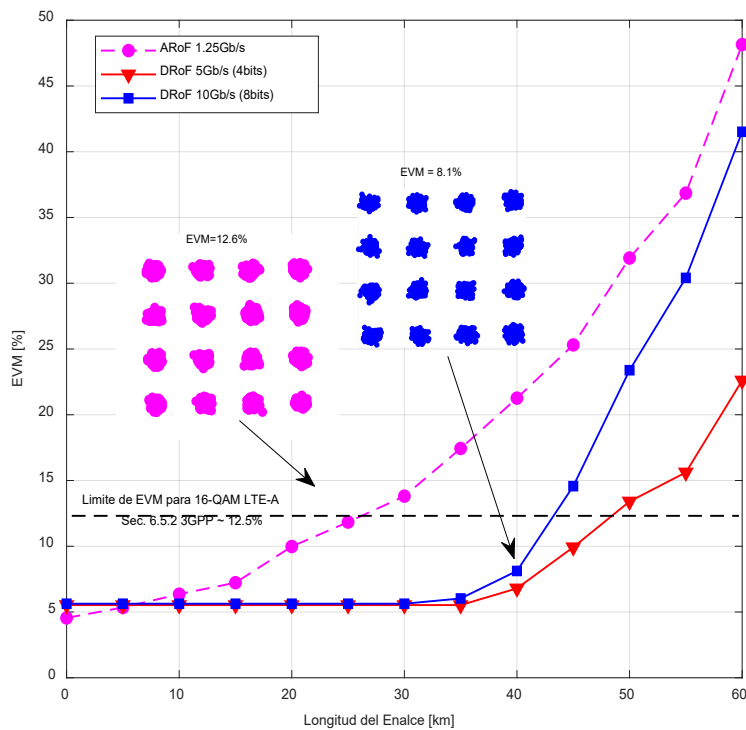


Fig. 5. Desempeño de *EVM* como función de la longitud del enlace.
Fuente: Autores.

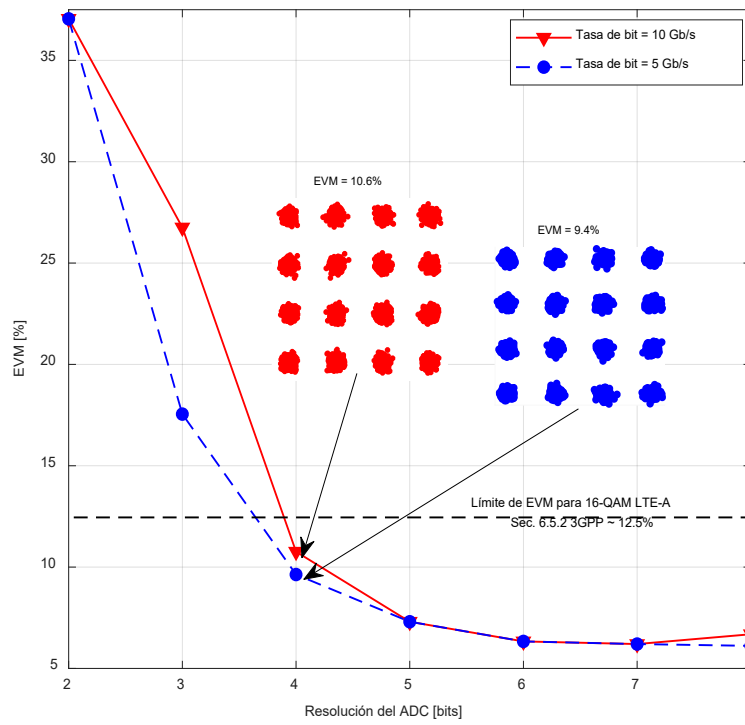


Fig. 6. Desempeño de *EVM* para diferentes resoluciones de *ADC*.
Fuente: Autores

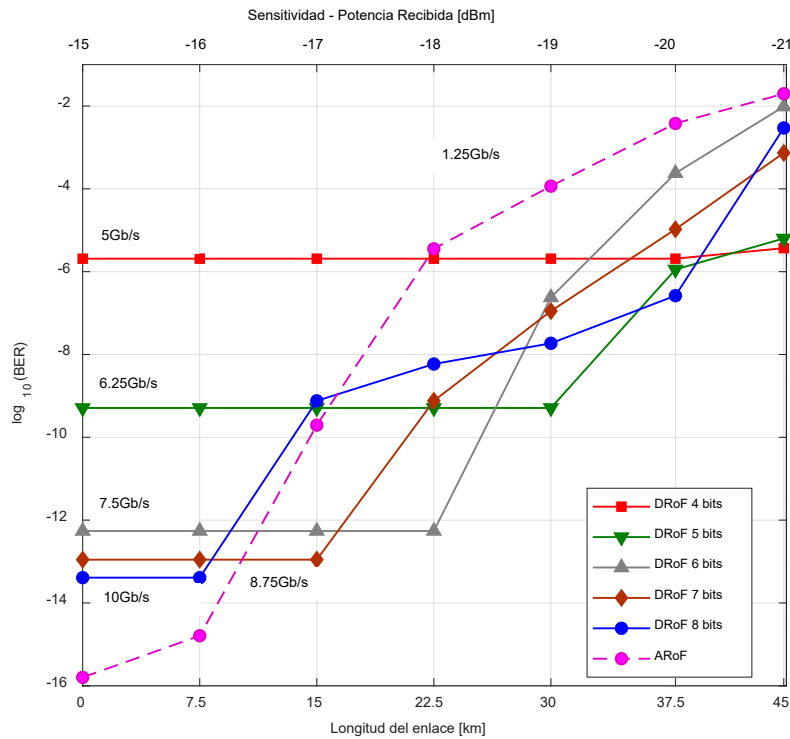


Fig. 7. Desempeño de la *BER* vs. Número de bits de resolución en el *ADC*.
Fuente: Autores.

Tomando el caso de 4 bits con una tasa igual a 5 Gb/s, el $BER = 10^{-6}$, aunque este nivel de error es inferior que el alcanzado por el sistema ARoF hasta 25 km, más allá de esa distancia el sistema analógico o degradado su desempeño frente al error cayendo a un nivel de $10^{-1.8}$ a una distancia de 45 km. Cuando se escoge una resolución en el ADC de 5 bits, la BER es mayor a 10^{-9} , y el tramo de fibra óptica alcanza una longitud de 30 km. Esto disminuye el desempeño de la BER a $10^{-5.8}$ en un tramo de 45 km, pero alcanza una tasa de bit de 7.5 Gb/s, en lugar de 1.25 Gb/s en la versión analógica. Por tanto, un mejor desempeño se obtiene de forma transparente para el sistema digitalizado a mayores tasas de datos, donde la potencia recibida (sensibilidad) va desde -15 a -19 dBm (en el eje superior de la Fig. 7), y la BER está por el orden de 10^{-9} y 10^{-13} , respectivamente (oscilando en un rango comprendido entre 0 km hasta 30 km).

Para los dos escenarios, la potencia recibida decrece de -15 a -21 dBm, para una potencia de lanzamiento de -13 dBm en el láser transmisor. Para un enlace de 42 km se mide una potencia recibida (sensibilidad) de -21 dBm para el escenario IF-RoF con transmisión digitalizada, y un nivel de BER alrededor de $10^{-5.5}$ sin esquemas de corrección de error. Cuando se compara nuestros resultados para tasas de muestreo más altas como se propone en [17], donde se usa sobremuestreo y decimación para la digitalización del sistema ARoF, el EVM logra niveles comparables de desempeño ($EVM = 16\%$ a una $f_s = 2.5$ GS/s) para menores resoluciones de bit en el ADC, pero reduciendo la tasa de bit de acuerdo con el número de bits y adicionando un retardo y tiempo de procesamiento. Esto demuestra que el desempeño del enlace usando 6-bits y 8-bits para un nivel de EVM similar, se puede mantener con el sistema IF-DRoF sin incluir las etapas de sobremuestreo y decimación. Además, la resolución del ADC debe ser menor o igual a 6 bits para optimizar el desempeño frente al ruido, con esta resolución, la SNR_{link} en el escenario IF-DRoF es cercana a 40 dB. Por otra parte, nuestro esquema reduce la complejidad y costo del sistema usando un láser VCSEL a la longitud de onda de 1550 nm, del lado transmisor, y en el receptor usando detección homodina. Esto, comparando con [7] donde dos etapas de traslado de frecuencia son usadas para asegurar el rechazo de la frecuencia imagen. Además, la SNR_{link} puede ser calculada de (2), y niveles de 30.6 dB para 4-bit, y 54.7 dB para 8-bit son obtenidos, valores que comparados con ARoF ofrecen mayor tolerancia en el nivel de SNR .

Por otra parte, el *fronthaul* desde la BBU a la RRH usa la tecnología de Radio sobre Fibra Digitalizado en los estándares CPRI u OBSAI que encuentra los requerimientos de retardo con niveles de jitter alrededor de 65 ns, desempeños por antena entre 1 a 10 Gb/s y retardos máximos entre la antena y

BBUs inferiores a los 100 μ s. En [18] se presenta un tutorial que explica detalladamente las tecnologías, requerimientos, arquitecturas y retos a sobrellevar para habilitar un *fronthaul* óptico basado en CRAN para las redes de siguiente generación.

Finalmente, aunque en este artículo solamente se consideró una configuración mono-portadora, en escenarios reales para lograr una mayor tasa de datos, se usan técnicas de multiplexación tal como la multiplexación por división de longitud de onda para redes ópticas pasivas (TWDM-PON - *Time Wavelength Division Multiplexing*), de acuerdo con el estándar G.989.2 [19]. En [7] se evalúa numéricamente la coexistencia con sistemas legados de DRoF en el contexto del estándar PON de siguiente generación (NG-PON2) [15]. En este sentido, el uso de diferentes resoluciones de ADC y números de longitudes de onda empleados, asegura la compatibilidad con los datos PON para las tasas de línea en el enlace de subida NG-PON2 de acuerdo al equivalente IEEE PON para estándares con medios compartidos. Por ejemplo, para una tasa de muestreo igual a $f_s = 1.25$ GS/s usando 4 bits de resolución en el ADC que logra el máximo alcance con un BER de 10^{-5} , se alcanza una tasa de línea de 5 Gb/s y de igual manera para una resolución de 8-bits una tasa de 10 Gb/s puede ser obtenida siendo compatible con la tasa de línea del estándar IEEE 802.3av, de las Redes Ópticas Pasivas Ethernet - 10G - EPON, conforme a la propuesto en el estándar G.989.2. Además, usando TWDM-PON hay cuatro (opcionalmente ocho) longitudes de onda multiplexadas para los enlaces de subida y bajada, respectivamente, tomando un factor de capacidad de $10\text{ G} \times 4\lambda$ que permitirían alcanzar 40 Gb/s, e igualmente, $2.5\text{ G} \times 4\lambda$ para obtener una tasa de línea de 10 G, lo que habilita compatibilidad con sistemas GPON e IEEE PON.

V. CONCLUSIONES

Los resultados numéricos para el escenario propuesto RoF digitalizado a frecuencia intermedia son una solución flexible y de bajo costo, los cuales evidencian una mejora en el rango dinámico, extendiendo la longitud de alcance en 7 km comparando con ARoF, e incrementando la tasa de bit desde 1.25 Gb/s hasta 10 Gb/s con un ADC de 8 bits ($8\text{ bits} \times 1.25\text{ GS/s}$). Se midió en el receptor un nivel bajo de sensibilidad de -21 dBm para una distancia de enlace óptico de hasta 42 km usando un VCSEL con una potencia de lanzamiento de -13 dBm, que debe incluir conversores ADC/DAC de alta velocidad en la arquitectura. El escenario propuesto IF-DRoF requiere un compromiso de baja tasa de muestreo para lograr una solución costo-efectiva.

Dada la evaluación de desempeño del ADC, con 4 y 8 bits se alcanza tasas de línea de 5 Gb/s, y 10 Gb/s respectivamente, esta última tasa es compatible con el estándar GPON. Además, multiplexando TWDM-

PON con cuatro longitudes de onda ($10\text{G} \times 4\lambda = 40\text{Gb/s}$) nuestra propuesta sería compatible con NG-PON2 lo que habilita la integración de los sistemas digitalizados a frecuencia intermedia en la arquitectura CRAN y las redes de siguiente generación. Sin embargo, se considera determinante el desarrollo de una evaluación experimental, para definir los compromisos en el escenario; principalmente mediciones del nivel de SNR, debido a la limitación introducida por el ruido de cuantización y al jitter usando valores altos de resolución en el ADC, de tal manera que sean aseguradas la capacidad y coexistencia con los legados de PONs.

Finalmente, deben considerarse algunos aspectos determinantes en la validación experimental, tales como el desplazamiento de la longitud de onda de operación debido al chirp, y el control de la potencia de salida del VCSEL como función de la corriente de alimentación y la temperatura, entre otros.

VI. FINANCIACIÓN

Artículo de investigación derivado del proyecto titulado “Metodología para codificación espacial no uniforme de símbolos en diagramas de constelación no convencionales para transmisión por fibra óptica” financiado por la convocatoria 617 de Colciencias para la Universidad de Antioquia. Este producto corresponde al programa reconstrucción del tejido social en zonas de posconflicto en Colombia del proyecto «Modelo ecosistémico de mejoramiento rural y construcción de paz: Instalación de capacidades locales». Financiado por Fondo Nacional de Financiamiento para la Ciencia, la Tecnología y la Innovación, Fondo Francisco José de Caldas con contrato No 213-2018 con Código 58960. Así mismo, apoya la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia (UPTC) con la comisión de estudios según acuerdo 041 de 2012. Fecha de inicio: febrero de 2018. Fecha de finalización: junio de 2018.

REFERENCIAS

- [1] C. Browning, A. Farhang, A. Saljoghei, N. Marchetti, V. Vujicic, L. E. Doyle and L. P. Barry, “5G wireless and wired convergence in a passive optical network using UF-OFDM and GFDM”, *IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops)*, Paris, France, May. 21–25, 2017. pp. 386–392. <https://doi.org/10.1109/ICCW.2017.7962688>
- [2] D. H. Hailu, B. G. Grevehaweria, S. H. Kebede, G. G. Lema and G. T. Tesfamariam, “Mobile fronthaul transport options in C-RAN and emerging research directions: A comprehensive study”, *Optical Switching and Networking*, vol. 30, pp. 40–52, Nov. 2018. <https://doi.org/10.1016/j.osn.2018.06.003>
- [3] A. Checko, H. L. Christiansen, Y. Yan, L. Scolari, G. Kardaras, M. S. Berger and L. Dittmann, “Cloud RAN for mobile networks – a technology overview”, *IEEE Surveys and Tutorials journal*, vol. 17, no. 1, pp. 405–426, Sept. 2014. <https://doi.org/10.1109/COMST.2014.2355255>
- [4] J. Wu, S. Rangan and H. Zhang, *Green Communications: Theoretical Fundamentals, Algorithms and Applications*, 1st Ed., Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2016.
- [5] M. L. Farwell, W. S. Chang and D. R. Huber, “Increased linear dynamic range by low biasing the Mach-Zehnder modulator”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 5, no. 7, pp. 779–782, Jul. 1993. <https://doi.org/10.1109/68.229804>
- [6] P. A. Gamage, A. Nirmalathas, C. Lim, D. Novak and R. Waterhouse, “Design and Analysis of Digitized RF-Over-Fiber Links”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 12, pp. 2052–2061, June 15, 2009. <https://doi.org/10.1109/JLT.2008.2006689>
- [7] R. S. Oliveira, C. R. Francés, J. C. Costa, D. F. Viana, M. Lina and A. Teixeira, “Analysis of the cost-effective digital radio over fiber system in the NG-PON2 context”, In: *16th International Telecommunications Network Strategy and Planning Symposium*, Funchal, Portugal, Sept. 17–19, 2014. <https://doi.org/10.1109/NETWKS.2014.6959262>
- [8] V. A. Thomas, M. El-Hajjar and L. Hanzo, “Performance Improvement and Cost Reduction Techniques for Radio Over Fiber Communications”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 627–670, Jan. 2015. <https://doi.org/10.1109/COMST.2015.2394911>
- [9] P. P. Monteiro, D. Viana, J. da Silva, D. Riscado, M. Drummond, A. Oliveira, N. Silva and P. Jesus, “Mobile fronthaul RoF transceivers for C-RAN applications”, in *17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, Budapest, Hungary, Jul. 5–9, 2015. <https://doi.org/10.1109/ICTON.2015.7193452>
- [10] G. S. D. Gordon, M. J. Crisp, R. V. Penty and I. H. White, “High-Order Distortion in Directly Modulated Semiconductor Lasers in High-Loss Analog Optical Links with Large RF Dynamic Range”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 29, no. 23, pp. 3577–3586, Dec. 2011. <https://doi.org/10.1109/JLT.2011.2172773>
- [11] R. Michalzik and K. Ebeling, “Operating Principles of VCSELs”, in *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser Devices*, H. E. Li and K. Iga, Eds. Heidelberg, Berlin, Germany; Springer, 2003. pp. 53–98.
- [12] A. Nirmalathas, P. A. Gamage, C. Lim, D. Novak, R. Waterhouse and Y. Yang, “Digitized RF transmission over fiber”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 75–81, Jun. 2009. <https://doi.org/10.1109/MMM.2009.932284>
- [13] J. H. Reed, *Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*, PTR, USA: Prentice Hall, 2002. pp. 13–14.
- [14] A. Malacarne, F. Fresi, G. Meloni, T. Foggi and L. Poti, “Time-Frequency Packing Applied to Cost-Effective IM/DD Transmission Based on Directly Modulated VCSEL”, *J. Lightwave Technol.*, vol. 35, no. 20, pp. 4384–4391, Oct. 2017. <https://doi.org/10.1109/JLT.2017.2743529>
- [15] M. Cvijetic and I. B. Djordjevic, *Advanced optical communication systems and networks*, 1st Edition, Norwood MA, USA: Ed. Artech House, 2013.
- [16] J. A. Altabas, D. Izquierdo, J. A. Lazaro and I. Garcés, “Chirp-based direct phase modulation of VCSELs for cost-effective transceivers”, *Opt. Lett.*, vol. 42, no. 1, pp. 583–586, Feb. 2017. <https://doi.org/10.1364/OL.42.000583>
- [17] Y. Yang, C. Lim and A. Nirmalathas, “Bit resolution enhanced digitized RF-over-fiber link”, *2010 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, Montreal, QC, 2010, pp. 177–180, Dec. 2010. <https://doi.org/10.1109/MWP.2010.5664149>
- [18] I. A. Alimi, A. L. Teixeira and P. P. Monteiro, “Toward an Efficient C-RAN Optical Fronthaul for the Future Networks: A Tutorial on Technologies, Requirements, Challenges, and Solutions”, *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 1, pp. 708–769, Nov. 2017. <https://doi.org/10.1109/COMST.2017.2773462>
- [19] J. S. Wey, D. Nettet, M. Valvo, K. Grobe, H. Roberts, Y. Luo and J. Smith, “Physical Layer Aspects of NG-PON2 Standards—Part 1: Optical Link Design”, *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 8, no. 1, pp. 33–42, Jan. 2016. <https://doi.org/10.1364/JOCN.8.000033>

Eduardo Avendaño Fernández recibió su título de Ingeniero Electrónico en 2001 de la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia, posteriormente, el grado de Magíster en Teleinformática en 2005 de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas en Bogotá. En este momento, está culminando sus estudios de doctorado en Ingeniería Electrónica de Universidad de Antioquia en Medellín, Colombia. Actualmente, es profesor asociado en la Escuela de Ingeniería Electrónica en la Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia – Sede Sogamoso. Sus intereses en investigación incluyen: algoritmos de procesamiento digital de señal y técnicas de aprendizaje de máquina aplicados en comunicaciones digitales, inalámbricas y ópticas de siguiente generación. <http://orcid.org/0000-0003-0910-8539>

Ana María Cárdenas Soto es Ingeniera Electrónica (1992) por la Universidad de Antioquia y *Ph.D.* (2003) por la Universidad Politécnica de Valencia. Profesora e investigadora de la Universidad de Antioquia. Ha participado en diferentes proyectos de diseño e implementación de infraestructura de telecomunicaciones para operadoras de telecomunicaciones. Su interés de investigación se centra en las redes ópticas elásticas y la aplicación de la fotónica al Internet de las Cosas. <https://orcid.org/0000-0001-9152-8246>

Jhon James Granada Torres recibió el título de Ingeniero Electrónico y de magíster en ingeniería de telecomunicaciones en la Universidad Nacional de Colombia, en 2010 y 2012 respectivamente. En 2017 recibió por parte de la Universidad de Antioquia, el grado de Doctor en Ingeniería Electrónica. Actualmente se desempeña como profesor de la Universidad de Antioquia. Sus temas de interés están en el marco de las comunicaciones ópticas y el procesamiento digital de señales. <https://orcid.org/0000-0003-3741-2618>

Neil Guerrero González recibió su título de Ingeniero Electrónico en 2005; y el diploma de magíster en Ingeniería de la Universidad Nacional de Colombia, Manizales in 2007. Obtuvo el título de Doctor en Fotónica de la Universidad Técnica de Dinamarca (DTU) en 2011, ese mismo año fue investigador posdoctoral en el departamento de Fotónica del DTU en el proyecto Europeo CHRON. De 2012-2015 fue investigador en el Centro de Investigación Europeo (ERC) Huawei Technologies Duesseldorf GmbH en Munich y luego, en el Centro de investigación y desarrollo de las Telecomunicaciones (CPQD) en Campinas – Brasil. Entre 2015 y 2016 fue investigador posdoctoral en el grupo de sistemas fotónicos del Instituto Nacional Tyndal en Irlanda. Actualmente es profesor asociado de la Universidad Nacional de Colombia con el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Sus principales áreas de interés incluyen el procesamiento digital de señal avanzado aplicado en sistemas de comunicación híbrida fibra-inalámbrico en las redes de siguiente generación. <https://orcid.org/0000-0002-8053-6280>