

Ecualizador y Amplificador de Transimpedancia para Fibra Óptica de Plástico (POF)

Lope, I. ⁽¹⁾, García del Pozo⁽²⁾, J.M., Mateo⁽¹⁾, J., Urdangarín⁽¹⁾, J. y Celma, S. ⁽¹⁾.

(1) Departamento de Ingeniería y Electrónica de Comunicaciones, Universidad de Zaragoza.

(2) Servicio de Instrumentación Científica, Universidad de Zaragoza.

Resumen—En este artículo se presenta un receptor analógico adecuado para comunicaciones de bajo coste con Fibra Óptica de Plástico (POF), compatible con el estándar IEEE 1394. El *front-end* del receptor propuesto está formado por un amplificador de transimpedancia (TIA) y un ecualizador. Ambos bloques están implementados con componentes comerciales de bajo coste y cada bloque es diseñado con tecnologías bipolares diferentes. La tensión óptima que alimenta el sistema es 3.3 V, con un consumo de 396 mW. La ganancia total es de 70 dB Ω , alcanzando los 800 Mb/s. A esta tasa de transmisión, y con longitudes de fibra hasta los 30 m., el circuito tiene una tasa de error (BER) menor de 10^{-12} y un jitter máximo de 170 ps_{rms}.

Palabras Clave—Fibra Óptica de Plástico, Amplificador de Transimpedancia, Ecualizador.

I. INTRODUCCIÓN

EL uso de la fibra óptica de plástico (POF) en comunicaciones serie de banda ancha está despertando un gran interés tanto en fabricantes como en usuarios. El bajo coste de instalación y de mantenimiento hace que sea una oferta muy atractiva. Por esta razón, el estándar IEEE 1394 ha adecuado recientemente sus requerimientos para hacerlos compatibles con redes de área local POF [1].

Entre las ventajas que ofrece la POF podemos citar: flexibilidad, ligereza, robustez, inmunidad total a las perturbaciones de origen electromagnético y que no produzca ni sufra interferencias por otras redes o sistemas inalámbricos. Su fácil conectividad que permite una instalación rápida, sencilla -incluso junto al cableado eléctrico- y barata, pues no necesita personal especializado para su instalación y mantenimiento. Además, la POF utiliza una luz dentro del espectro visible, siendo la única tecnología interconectada donde puede verse la señal en ambos extremos. Esto permite localizar los cortes y averías, a la vez que supone un aumento de la seguridad al no haber peligro de dañar a la retina como ocurre con la fibra óptica de vidrio. Pero, estas ventajas conllevan unas limitaciones importantes, como su alta atenuación y su bajo ancho de banda [2].

Utilizar la POF como canal en los sistemas de transmisión

óptica supone introducir en estos las limitaciones frecuenciales inherentes a la POF. Estas limitaciones se corrigen mediante técnicas de ecualización analógicas, que aumentan el ancho de banda (BW) del sistema y disminuyen su tasa de error (BER). La arquitectura convencional del bloque receptor, *front-end*, incluye un fotodiodo, un preamplificador, un ecualizador y un postamplificador. Así, el receptor analógico aparece como el bloque más importante del sistema y el que va a fijar sus características. Esto ha dado lugar a que, en los últimos años, se hayan desarrollado varias alternativas [3-6].

En un primer bloque y en primer lugar, el fotodiodo se encarga de convertir la señal óptica que atraviesa la fibra en corriente eléctrica. A continuación, el preamplificador transforma la corriente generada en voltaje de salida. La opción más empleada es la de amplificador de transimpedancia (TIA), cuyo objetivo es realizar la conversión I-V [7].

El ecualizador es el encargado de mejorar la respuesta frecuencial del sistema. La alta atenuación de la POF y los objetivos de diseño hacen que una ecualización analógica en tiempo continuo sea lo más adecuado. Esta opción es la que proporciona un mejor compromiso entre coste, consumo y adaptabilidad [8], [9].

El último bloque (Pos), normalmente implementado con un amplificador limitador, se ocupa de obtener valores digitales compatibles con la circuitería digital posterior [10].

La estructura comentada se encuentra representada en la Fig. 1, consiguiendo una distribución adecuada de los requerimientos del sistema en diferentes etapas, lo que simplifica el modelo de diseño y hace que la realización final sea más eficiente.

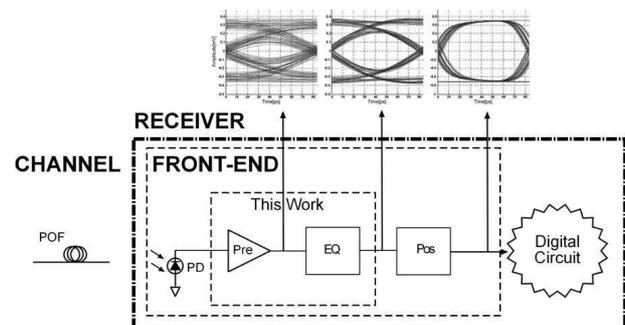


Fig. 1 Arquitectura completa del receptor.

El propósito de este trabajo es diseñar los dos primeros bloques del *front-end* con un compromiso óptimo entre ganancia, BW, ruido y consumo en potencia. Para ello, se aplica en ambos bloques el principio de optimización de la capacidad de transmisión, teniendo como condición de diseño el bajo coste y la utilización de componentes comerciales. Este método será presentado en la sección II. En la sección III se presentan los resultados experimentales. Y por último, se expondrán las conclusiones obtenidas.

II. DISEÑO DEL FRONT-END

Como paso previo al diseño del *front-end*, se analizan la fibra y el fotodiodo, para después optimizar de manera interdependiente el fotodiodo y el preamplificador.

A. Fibra y Fotodiodo.

Para la correcta realización del *front-end* analógico, el diseñador necesita conocer el medio de transmisión y las características de detección. Por ello, se detallan la fibra y el fotodiodo seleccionados para esta aplicación.

La fibra óptica de plástico empleada es de salto de índice (SI-POF): la más apropiada para implementaciones de bajo coste, aunque la limitación frecuencial es mucho mayor que las de índice gradual (GI-POF). En concreto se ha seleccionado la ESKA Premier GH 4002 2.2 mm (Mitsubishi). Dado que un aspecto muy importante a tener en cuenta es la fuerte dependencia del ancho de banda con la longitud de la fibra, un primer paso ha sido medir la respuesta frecuencial de la POF para las siguientes longitudes: 10, 20 y 30 metros. Las medidas han sido realizadas según las indicaciones detalladas en [11]. Los resultados aparecen en la Fig. 2.

La elección del fotodiodo es el segundo paso en el proceso de diseño. En las aplicaciones para comunicaciones de banda ancha POF, los fotodetectores más utilizados son los fotodiodos PIN (PD). Están fabricados con semiconductores de estado sólido, siendo el material más usado el Silicio (Si), por su reducido coste de fabricación y por presentar buena eficiencia en la longitud de onda de trabajo de la POF ($\lambda \approx 660$ nm). En nuestro caso el fotodetector que se ha elegido es el S5972 Si-PIN PD (Hamamatsu).

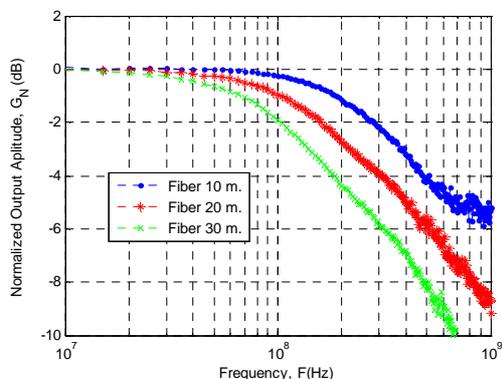


Fig. 2 Respuesta frecuencial de la POF ESKA Premier GH 4002 2.2 mm (Mitsubishi) para diferentes longitudes.

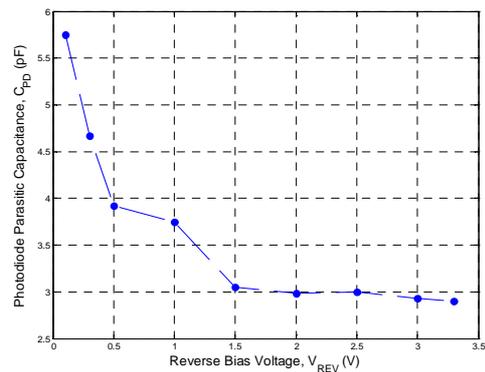


Fig. 3 Capacidad de deplexión del fotodiodo en función del voltaje inverso de polarización.

Para obtener una correcta caracterización del fotodiodo se ha realizado un análisis de la capacidad de deplexión (C_{PD}) en función del voltaje de polarización inverso (V_{REV}). Este estudio queda representado en la Fig. 3. Los resultados muestran que para valores $V_{REV} \geq 1.5$ V, el valor de C_{PD} permanece prácticamente invariable en 3 pF.

B. Amplificador de Transimpedancia.

En este trabajo se ha diseñado un amplificador de transimpedancia tipo *shunt-feedback* monoetapa, formado por un transistor bipolar y su carga pasiva. Esta estructura está representada en la Fig. 4.

Como se detalla en la Fig. 4, se implementa una red de desacoplo, R_{PD} y C_{DEC} , para garantizar que el punto de polarización sea estable y que el fotodetector se pueda polarizar de manera independiente. Para asegurar el correcto funcionamiento del preamplificador, se imponen dos importantes condiciones de diseño: 1) C_{DEC} debe ser suficientemente elevado como para que la constante de tiempo no influya en el comportamiento del circuito a altas frecuencias y 2) $R_{PD} \gg Z_{in}$. Según (2.13) tenemos una $Z_{in} \approx 100 \Omega$. De esta forma, los valores elegidos son $C_{DEC}=22$ nF y $R_{PD}=2$ k Ω .

El transistor Q_{N1} es el componente clave en este bloque de entrada. La transresistencia, el ancho de banda y el ruido, especificaciones básicas en un TIA, dependen fuertemente de su comportamiento [12]. La optimización de este transistor se consigue en dos pasos: 1) correcta elección del componente comercial, y 2) maximización de la capacidad de transmisión o *capability* aplicando el método de Shannon.

En este caso, la tecnología elegida para Q_{N1} ha sido la de Silicio-Germanio y el transistor utilizado es el BFP640 (Infineon) con *package* SOT-343. Este transistor tiene una frecuencia de transición de 40 GHz, lo que garantiza que la principal limitación en frecuencia venga determinada por la capacidad de deplexión del fotodiodo, la cuál ha sido correctamente caracterizada en la sección anterior. Esto se consigue gracias a que el polo introducido por el transistor queda en frecuencias suficientemente mayores que la de operación.

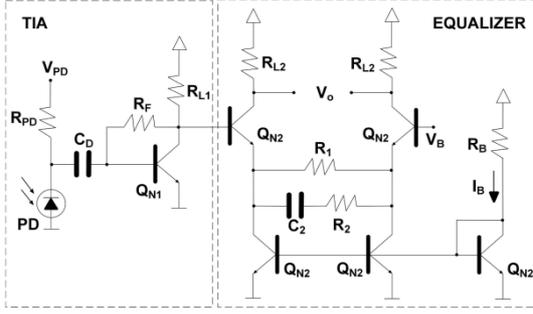


Fig. 4 Arquitectura del front-end propuesto.

La ecuación de Shannon en [13] permite obtener la expresión analítica de la capacidad de transmisión o *capability* del TIA, C , definida como:

$$C = BW \cdot \log_2 \left(\frac{i_{in} + (\bar{i}_{n,TIA}^2)^{\frac{1}{2}}}{(\bar{i}_{n,TIA}^2)^{\frac{1}{2}}} \right) \quad (1)$$

donde BW , i_{in} e $i_{n,TIA}^2$ representan el ancho de banda, la amplitud de la señal de entrada y el ruido referido a la entrada del TIA respectivamente. Dicha magnitud es la Figura de Mérito (FOM) a optimizar, ya que tiene en cuenta todos los parámetros importantes involucrados en el diseño. Por todo ello, a continuación, se realiza un estudio teórico de los diferentes parámetros del TIA.

Si se aplica el modelo equivalente para pequeña señal [14] se puede calcular la transimpedancia (2), el ancho de banda (3) y el ruido referido a la entrada (4). Las principales fuentes de ruido son el ruido térmico que genera la R_F y el ruido *shot* debido a la corriente que circula por la base (I_B) [15]. En el análisis del ruido, hay que resaltar que los condensadores no contribuyen al ruido a menos que tengan una componente resistiva importante.

$$T_R (s \rightarrow 0) \approx (\beta \cdot R_{L1}) \parallel R_F \quad (2)$$

$$BW \approx \frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{C_d + C_{be}}{\beta} + C_{bc} \right) \cdot T_R} \quad (3)$$

$$\bar{i}_{n,TIA}^2 \approx \left(\frac{4kT}{R_F} + 2qI_B \right) BW_n = \left(\frac{4kT}{R_F} + \frac{2qI_C}{\beta} \right) BW_n \quad (4)$$

En las expresiones, r_{be} representa la resistencia base-emisor; C_{be} , la capacidad base-emisor; C_{bc} , la capacidad base-colector; y BW_n es el ancho de banda del ruido blanco referido a la entrada ($BW_n = 1.1 \cdot BW$). El resto de magnitudes tienen el significado convencional.

Todas las magnitudes intrínsecas previamente definidas dependen del punto de polarización. Algunas dependencias son bastante complicadas de obtener desde un punto de vista analítico, por lo que el valor de estas magnitudes es obtenido directamente a través del simulador. Teniendo en cuenta este hecho, quedan representados en la Fig. 5 los resultados teóricos de la capacidad de transmisión normalizada del TIA.

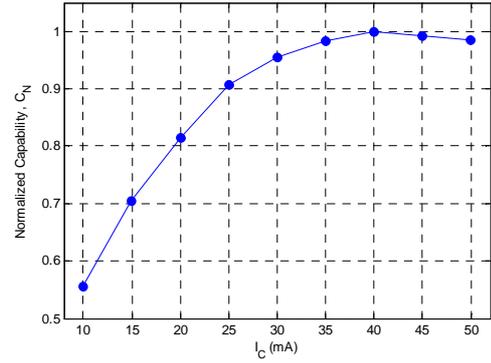


Fig. 5 Capacidad de transmisión normalizada del TIA en función de la corriente de polarización.

En estos resultados, la polarización en cada punto ha quedado definida para un rango dinámico óptimo y para un óptimo voltaje de polarización, tanto de esta etapa (preamplificador) como de la siguiente (ecualizador). Por esta razón, dada una corriente de polarización, las resistencias R_F y R_{L1} de la Fig. 4 son calculadas para imponer una V_{CE} de 1.75 V. Por otro lado, el valor se ha tomado el valor estándar de 1 μA para la señal de entrada.

Se observa que la *capability* normalizada (C_N) es máxima para $I_C=40$ mA, pero la elección final ha sido $I_C=30$ mA. Esto se debe a dos motivos: a que se consigue un *matching* de 50 Ω a la salida y a que el aumento de C_N no justifica el mayor consumo.

Como conclusión, el punto de polarización elegido es $I_C = 30$ mA y $V_{CE} \approx 1.75$ v. Las resistencias del TIA toman los valores de $R_F = 4$ k Ω y $R_{L1} = 50$ Ω . Las prestaciones obtenidas son: $T_R \approx 70$ dB Ω , $BW \approx 251$ MHz y $i_{n,TIA}^2 \approx 125$ nA_{rms}² (referido a la salida, $v_{on,TIA}^2 \approx 410$ μV_{rms} ²).

C. Ecualizador

El ecualizador implementado, representado en la Fig. 4, se basa en una etapa diferencial con degeneración de fuente mediante una red RC de compensación.

Para la implementación del circuito se ha optado por el uso de *arrays* de transistores en vez de transistores singulares. Los motivos de esta elección han sido el menor coste y el mejor *matching* entre los transistores que componen el *array*. Esta última ventaja asegura un funcionamiento más eficaz tanto del par diferencial como de los espejos de corriente, por lo que se aprovecha la mayor relación señal a ruido (SNR) proporcionada por la estructura diferencial. El *array* de transistores elegido ha sido el HFA3127 (Intersil) compuesto por cinco transistores NPN, encapsulado SOIC y frecuencia de transición de 8 GHz.

La optimización de la *capability* principalmente implica la optimización de la respuesta en frecuencia, ya que la principal contribución de ruido se produce en el preamplificador. Sin embargo, hay que garantizar cierto nivel de señal para el correcto funcionamiento del amplificador limitador (el siguiente bloque del receptor). Los resultados por simulación de la capacidad de transmisión normalizada del ecualizador en función de la intensidad de polarización quedan representados en la Fig. 6.

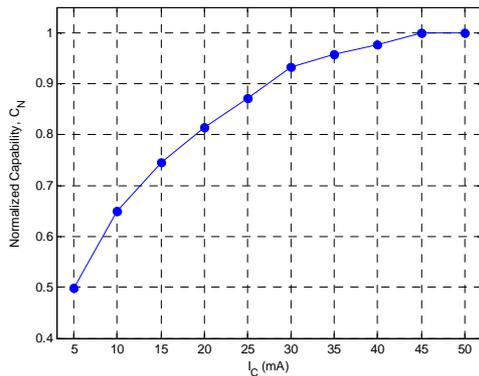


Fig. 6 Capacidad de transmisión normaliza del equalizador en función de la corriente de polarización.

Se puede observar que la máxima *capability* se alcanza con $I_C=50$ mA. Pero de nuevo nuestra elección será $I_C=30$ mA. Esta elección está justificada por dos razones: 1) con el valor de corriente escogido se obtiene una $R_{L1} \approx 50 \Omega$ y por lo tanto el *matching* de salida está asegurado y 2) un aumento en el consumo del 66 % apenas supone una pérdida del 5% de *capability*. Con el par diferencial polarizado con $I_C = 30$ mA y $V_{CE} \approx 1$ V, se tiene que $R_B = 70 \Omega$, $G \approx 17$ dB y $BW \approx 600$ MHz.

Una vez seleccionado el punto de operación, se procede a diseñar la red de equalización, la cual debe compensar la limitación frecuencial del preamplificador. En la ecuación (5) se obtiene la función de transferencia [14], apreciando la dependencia de los parámetros intrínsecos del equalizador. El parámetro r_{be} representa la resistencia base-emisor y β la ganancia en corriente del transistor. También se aprecia la aparición de un polo y un cero, que es precisamente la respuesta que se espera de un equalizador.

$$H(s) \approx \frac{\beta R_L}{r_{be} + (\beta + 1)R_1} \frac{1 + sC_1(R_1 + R_2)}{1 + s \frac{C_1(r_{be}(R_1 + R_2) + (\beta + 1)R_1R_2)}{r_{be} + (\beta + 1)R_1}} \quad (5)$$

Dada la complejidad para poder obtener un compromiso analítico, se ha realizado un detallado análisis por simulación [ATT02]. De esta forma, para conseguir un correcto funcionamiento del equalizador se ha llevado a cabo un proceso iterativo de comparación entre los resultados teóricos obtenidos y los resultados experimentales. En este trabajo, los cambios de la red de compensación han sido realizados de manera manual. Sin embargo, en trabajos futuros la elección de la red de compensación podrá ser realizada de manera electrónica a través del ADG904 digital RF switch array (Analog Devices). Los valores finales de las redes de compensación implementadas son mostrados en la siguiente sección.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A. Transmisor.

Para la caracterización de este sistema se ha diseñado un transmisor de bajo coste. El emisor empleado ha sido el *red laser diode* DL-3149-057 (Sanyo), cuya longitud de onda

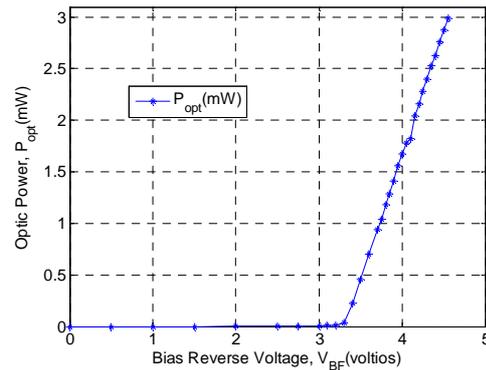


Fig. 7 Transmisor: a) PCB implementada y b) resultados del análisis del punto de polarización

(670 nm) es adecuado para la transmisión POF y compatible con el estándar IEEE1394. Lo primero a tener en cuenta es que el equipo de test está formado por dispositivos con la necesidad de *matching* a 50Ω y que, en condiciones estables de operación, el láser presenta una resistencia de 2-3 Ω . Por lo tanto, para conseguir un buen *matching*, la PCB incluye una resistencia de 47 Ω en serie.

Por otro lado, es necesario establecer el punto óptimo de polarización del láser. Para ello, una fuente DC de voltaje establece la tensión inversa de polarización (V_{BF}) y mediante un medidor de potencia óptica, concretamente el FM300 (Fotec), se mide la potencia óptica emitida (P_{opt}). En la Fig. 7 se representa la relación entre estas dos magnitudes, estos resultados hacen que el punto de polarización sea $V_{BF} = 4$ V.

B. Front-end.

Una vez expuesta la realización del transmisor, a continuación, se va a detallar la implementación del *front-end* diseñado en el apartado anterior, Fig. 4. De manera similar, se utiliza una PCB de doble capa, con la capa *bottom* como plano uniforme de masa y en la que se ha soldado el fotodiodo. La cara *top* contiene las pistas de señal y alimentación.

Esta PCB es alimentada a 3.3 V. y consume 396 mW. Por lo que es necesaria una red de filtrado de alimentación basada en una ferrita de baja Q (4.7 μ H) y condensador cerámico de baja inductancia parásita y baja resistencia parásita (22 nF). La sencillez de este tipo de red, representada en la Fig. 9, garantiza una correcta estabilidad, así como un buen comportamiento respecto al ruido.

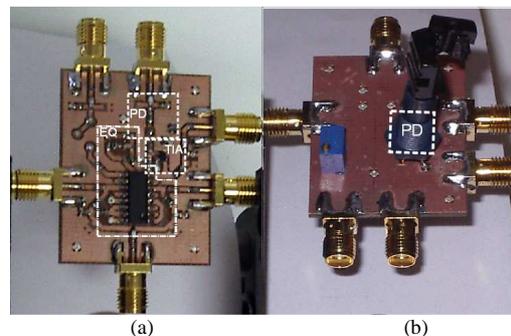


Fig. 8 PCB del front-end implementado: (a) top y (b) bottom

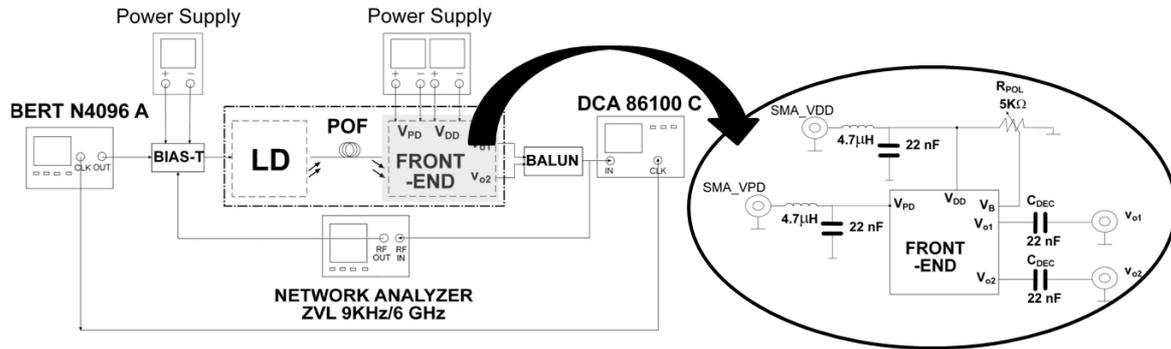


Fig. 9 Sistema completo y sistema de test

La PCB del *front-end* también incluye otros componentes importantes: 1) un potenciómetro ($R_{POL} = 5 \text{ K}\Omega$) que establece el punto de polarización del transistor diferencial QN2, ver Fig. 4, 2) dos condensadores de desacoplo en los nodos de salida ($C_{DEC} = 22 \text{ nF}$) para el desacoplo de continua y 3) conectores SMA's que proporcionan una respuesta plana hasta los 3 GHz.

A. Caracterización experimental.

La caracterización experimental se realiza con el equipamiento de test mostrado en la Fig. 9. Un bias-T ZFBT-4R2G+ (Minicircuits) permite el acoplamiento de las señales AC/DC en el láser, y un balun model BIB-100G (Prodyn) convierte las salidas diferenciales en salidas singulares a la salida.

Los resultados de la Fig. 10 se corresponden con la respuesta frecuencial del circuito completo obtenidos con el analizador de redes ZVL 6GHz (R&S). Este análisis considera diferentes longitudes de fibra con la red ecualizadora adecuada para cada longitud. Al realizar una comparativa con la respuesta frecuencial sin ecualización se observa un aumento del BW entre 3.7 y 4.6 veces en función del tamaño de la fibra. Hay que destacar que la frecuencia de corte es prácticamente constante a pesar de la variación de la frecuencia de corte de las diferentes fibras, siendo el BW obtenido de 340 MHz. Esto confirma el funcionamiento adecuado del sistema

Las Figs. 11, 12 y 13 representan los diagramas de ojo [DER08] obtenidos para las diferentes longitudes de fibra y para las redes ecualizadoras correspondientes. Todos ellos consideran la misma potencia óptica del láser, una secuencia PRBS de $2^{31}-1$, y una tasa de 800 Mbps compatible con el estándar IEEE 1394. Los resultados obtenidos muestran que: 1) la apertura del ojo varía entre 3 y 24 mV, para fibras de longitud comprendida entre 30, 20 y 10 m respectivamente. 2) El BER obtenido para todos los casos está por debajo de 10^{-12} . Y 3) El peor caso de *jitter* es 170 ps_{rms} (12% del tiempo de bit) y se obtiene para la fibra de 30 metros. Los valores de R_1 , R_2 y C_2 detallados en la leyenda se corresponden con los valores óptimos de la respuesta frecuencial para las diferentes longitudes.

También se ha realizado un análisis del ruido del sistema. Esta medida la proporciona el propio DCA [16]. En la Fig. 14, queda representada la distribución del ruido en función del estado lógico 1/0. El máximo ruido detectado se da en el estado lógico "1", debido a la mayor contribución del ruido *shot*, con un valor de 614 μV_{rms} . El modelo teórico, que se presentó predice una contribución de ruido en torno a 410 μV_{rms} . Este error del 33% entre resultados teóricos y de simulación puede estar asociado a un aumento de la temperatura del sistema y/o a un mayor ruido ambiental. Sin embargo, dada la simplicidad del modelo, se considera que los resultados son consistentes.

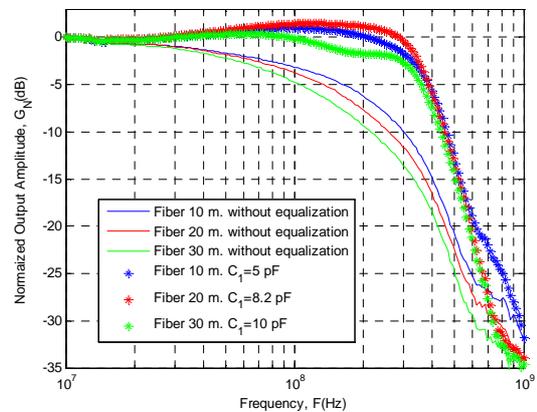


Fig. 10 Respuesta frecuencial del sistema POF.

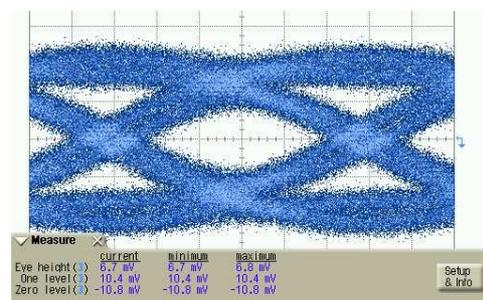


Fig. 12 Diagrama de ojo para $2^{31}-1$ NRZ PRBS. $R_1=220 \Omega$, $R_2 = 5 \Omega$, $C_2 = 8.2 \text{ pF}$. Longitud de fibra 20 m y tasa 800 Mb/s.

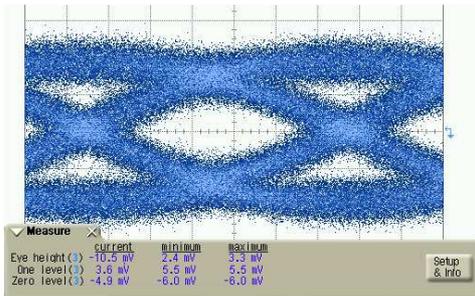


Fig. 11 Diagrama de ojo para $2^{31}-1$ NRZ PRBS.
 $R_1=220 \Omega$, $R_2=5 \Omega$, $C_2=10$ pF. Longitud de fibra 30 m y tasa 800 Mb/s.

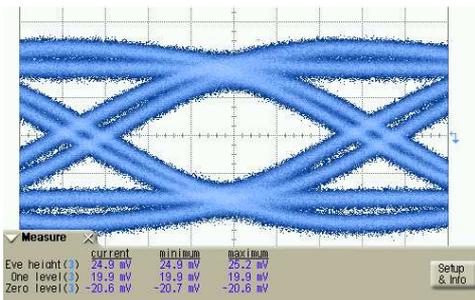


Fig. 13 Diagrama de ojo para $2^{31}-1$ NRZ PRBS.
 $R_1=220 \Omega$, $R_2=5 \Omega$, $C_2=5$ pF. Longitud de fibra 10 m y tasa 800 Mb/s.

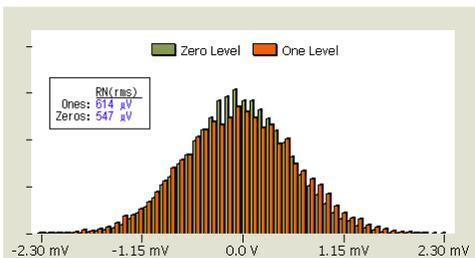


Fig. 14 Distribución del ruido en función del estado lógico "1/0".

IV. CONCLUSIONES

Este artículo presenta un receptor analógico adecuado para sistemas ópticos de banda ancha POF, de bajo coste, realizado con componentes comerciales y que cumpla el estándar IEEE 1394. Se ha buscado un compromiso entre ganancia, BW, ruido y consumo. El bloque analógico, compuesto por un preamplificador y un ecualizador, se ha diseñado aplicando un análisis teórico que permite optimizar de manera interdependiente ambos bloques.

Por otro lado, se ha realizado la caracterización experimental del *front-end*, demostrando las ventajas y el correcto funcionamiento del mismo. Las prestaciones obtenidas para diferentes longitudes de fibra, de 10, 20 y 30 metros, permiten una transmisión con un BER siempre por debajo de 10^{-12} a 800 Mb/s., compatible con el estándar IEEE 1394.

REFERENCES

- [1] P1394b Draft 1.00: "High performance serial bus" (Supplement). February, 2000.
- [2] O. Ziemann, W. Daum and P. E. Zamzow, "POF Handbook - Optical Short Range Transmission Systems". Springer, 2008.
- [3] K. Ohhata, T. Masuda, K. Imai, R. Takeyari and K. Washio, "A Wide-dynamic Range, High Transimpedance Si Bipolar Preamplifier IC for 10-Gb/s optical fiber links". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 34, No.1, January 1999.
- [4] S. Bandyopadhyay, P. Mandal, S. E. Ralph and K. Pedrotti, "Integrated TIA-equalizer for high speed optical link", *21st International Conference on VLSI Design (VLSI Design 2008)*, pp. 208-213. Hyderabad, 2008.
- [5] F. Aznar, S. Celma, B. Calvo and I. Lope, "A 0.18 μm CMOS integrated transimpedance amplifier-equalizer for 2.5 Gb/s". *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*. Seattle, 2010.
- [6] Y. Dong and K. Martin, "Analog front-end for a 3 Gb/s POF receiver". *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'10)*, pp. 197-200, May 2010.
- [7] R. Tao, "The Design of Wide Bandwidth Front-End Amplifiers for High Speed Optical Interconnects". Shaker Verlag, 2007.
- [8] Jin Liu and Xiaofeng Lin, "Equalization in high-speed communication systems". *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Vol 4, NO 2, pp.4-17, 2004.
- [9] S. Gondi and B. Razavi, "Equalization and clock data recovery techniques for 10-Gb/s CMOS serial-link receivers". *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 42, No.9, September 2007.
- [10] J. M. García del Pozo, S. Celma, A. Otín, I. Lope and J. Urdangarín. "1.8V - 3GHz CMOS limiting amplifier with feedforward frequency compensation". *Microelectronics Reliability*, 2010.
- [11] J. Mateo, M.A. Losada, J.J. Martínez-Muro, I. Garcés and J. Zubia, "Bandwidth measurement in POF based on general purpose equipment". XIV International POF Conference, pp. 53-56. Hong Kong, 2005.
- [12] Säckinger, E. "The transimpedance limit," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.57, no.8, pp.1848-1856, Aug. 2010
- [13] C. J. M. Verhoeven, A. van Staveren, G. L. E. Monna, M. H. L. Kouwenhoven and E. Yildiz, "Structures Electronic Design: Negative Feedback Amplifiers," Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [14] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis and R. G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley and Sons, Inc., 5th edition, 2010.
- [15] E. Säckinger. "Broadband Circuits for Optical Fiber Communication," Wiley-Interscience, 2005.
- [16] D. Derickson, M. Mülleer, "Digital Communications Test and measurement – High Speed Physical Layer Characterization". Prentice Hall, 2008.