



AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDANCIA BiCMOS PARA SISTEMAS OPTICOS PARA ALTAS FRECUENCIAS

Jaime Martínez Castillo^(1,2), Alejandro Díaz Sánchez⁽¹⁾ y Alfonso Torres Jácome⁽¹⁾

⁽¹⁾ Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica
Luis Enrique Erro # 1. Sta. Ma. Tonantzintla, Cholula,
C.P. 72840, Puebla, México.

⁽²⁾ Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Av. San Claudio, CU, Col. San Manuel, Puebla

E-mail: castillo@inaoep.mx, adiazsan@inaoep.mx, atorres@inaoep.mx

RESUMEN

Un preamplificador de transimpedancia en tecnología bipolar (BJT), para aplicaciones en sistemas de comunicaciones vía fibra óptica, es presentado. La topología propuesta es basada en la estructura base común, aplicando el concepto de retroalimentación negativa con el fin de maximizar el ancho de banda del circuito. Un ancho de banda de 5.42 GHz es alcanzado, llevando a cabo una reducción importante del nivel de ruido. Productos de Intermodulación de 50 dB fueron obtenidos por debajo de la señal portadora principal. Las simulaciones fueron realizadas en el programa HSPICE utilizando los modelos BSIM3 para los procesos tecnológicos de fabricación AMS BiCMOS 0.8 μm .

1. INTRODUCCION

Actualmente, la transmisión de datos vía fibra óptica desarrolla un papel importante en los sistemas de comunicaciones. Dado a su alta demanda, los requerimientos de estos sistemas han incrementado el ancho de banda de operación al rango de 1 a 10 GHz. Debido a lo anterior, la etapa de entrada de los receptores requieren satisfacer características de alta ganancia, bajo nivel de ruido y amplio ancho de banda. Por lo tanto, el diseño correcto de la etapa de entrada es uno de los bloques más importantes en los sistemas de comunicaciones en altas frecuencias vía fibra óptica. En el caso de receptores en fibra óptica de detección directa, los cuales utilizan un fotodiodo como dispositivo de entrada, un preamplificador de transimpedancia es comúnmente usado, debido a que es insensible a la capacitancia asociada al fotodiodo, mejorando su funcionamiento. Sin embargo, los requerimientos para incrementar la velocidad de transmisión de datos exigen un desempeño óptimo en el compromiso del producto ganancia-ancho de banda y

nivel de ruido en la etapa de entrada. Algunas estructuras de entrada para receptores de fibra óptica basadas en transistores bipolares han sido reportadas en la literatura, [2,3]. Algunas de estas realizaciones han utilizado retroalimentación en derivación-serie en etapas múltiples, para incrementar el ancho de banda del amplificador de transimpedancia. Sin embargo, dichas estructuras presentan efectos de pico en su respuesta a la frecuencia, lo cual afecta el proceso de recepción [7,8]. Topologías Darlington, con retroalimentación derivación-derivación han sido también utilizadas, [4], mejorando las características en respuesta a la frecuencia, pero reduciendo la máxima frecuencia de operación. Otras estructuras reportadas utilizan un control de ganancia automático para incrementar el rango dinámico del receptor, [5,6], pero se minimiza la respuesta del ancho de banda. No obstante, los amplificadores basados en transistores bipolares han tenido un desempeño inferior en altas frecuencias respecto a sus contrapartes basados en tecnologías de arseniuro de galio, [1]. Sin embargo, el bajo costo, consumo de potencia y área física en silicio requeridos, así como la compatibilidad con procesos de modo mixto BiCMOS, han motivado algunas líneas de investigación. El trabajo presente describe un preamplificador de transimpedancia completamente bipolar para aplicaciones en receptores de fibra óptica. La retroalimentación negativa local es usada en el transistor de entrada para incrementar el ancho de banda, reducir el nivel de ruido y disminuir la impedancia de entrada. En la siguiente sección se presentan las consideraciones teóricas y el efecto de la retroalimentación negativa local sobre las características del amplificador. Posteriormente se describe los resultados simulados. Finalmente se presentan las conclusiones.

2. AMPLIFICADOR TRANSIMPEDANCIA



El diagrama básico de un amplificador de transimpedancia con retroalimentación negativa es presentado en la figura 1.

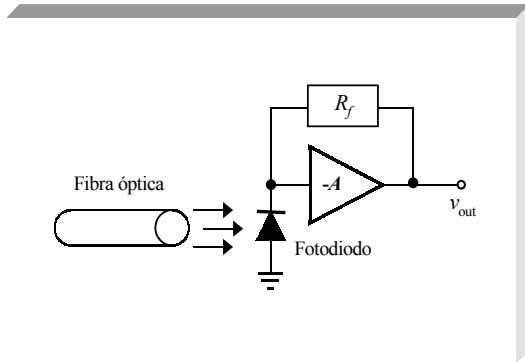


Figura 1. Preamplificador de transimpedancia clásico para aplicaciones de recepción en sistemas de comunicaciones vía fibra óptica.

El amplificador de transimpedancia es usado comúnmente en receptores de fibra óptica. La transimpedancia, Z_T , es dada por:

$$Z_T = \frac{Z_f}{1 + \frac{Z_f}{A}} \quad (1)$$

Donde Z_f/A es la impedancia de entrada, Z_f es la impedancia de retroalimentación y A es la ganancia de voltaje de lazo abierto. Si A es grande, la transimpedancia es aproximadamente igual a:

$$\frac{v_{out}}{i_s} \approx Z_f \quad (2)$$

El ancho de banda del amplificador, f_{-3dB} , se define por la siguiente ecuación:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi Z_i (c_s + c_{in})} \quad (3)$$

donde c_s es la capacitancia de entrada generada por el fotodiodo y c_{in} es la capacitancia de entrada del amplificador. El ruido equivalente generado en la entrada, I_n , está dado por:

$$I_n = \left\{ w(c_s + c_{in}) + \frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_i} \right\} E_i + \left\{ \frac{4kT\Delta f}{R_f} \right\} \quad (4)$$

El preamplificador propuesto utiliza la topología base común, con acoplamiento capacitivo, como es mostrado en la figura 2, (Martínez et al.,1999).

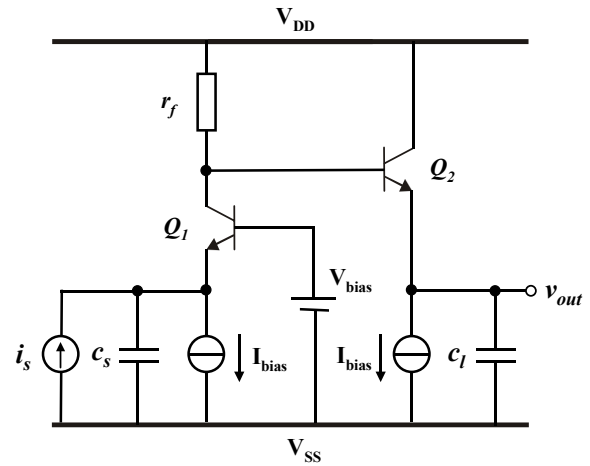


Figura 2. Amplificador de transimpedancia base común.

La función de transferencia de la estructura base común es dada por la siguiente expresión:

$$\frac{v_{out}}{i_s} = \frac{g_{m1}}{s^2 \left\{ (c_s + c_{\pi 1})(c_{\mu 1} + c_L) \right\} + s \left\{ g_f(c_s + c_{\pi 1}) + g_{m1}(c_{\mu 1} + c_L) \right\} + g_{m1}g_f} \quad (5)$$

Aplicando el teorema Miller sobre $c_{\mu 1}$, la ecuación (5) queda simplificada de la siguiente forma:

$$\frac{v_{out}}{i_s} = R(s) = \frac{g_{m1}}{(s c_L + g_f)(s \{c_s + c_{\pi 1}\} + g_{m1})} \quad (6)$$

La capacitancia de entrada total del amplificador es $c_s + c_{\pi 1}$, y c_i es la capacitancia de acoplamiento de la etapa siguiente. El polo principal de la función de transferencia en (6) es definido por:

$$f_{-3dB} = \frac{g_{m1}}{2\pi (c_s + c_{\pi 1})} \quad (7)$$

Y la impedancia de entrada está especificada por:



$$Z_i = \frac{1}{g_{m1}} \quad (8)$$

Considerando la ecuación (2), la ganancia del amplificador es

$$\frac{v_{out}}{i_s} \approx R_f \quad (9)$$

El nivel de ruido de entrada del amplificador de transimpedancia es dado por la ecuación:

$$\overline{i_{inT}^2} = \frac{1}{[\Delta]^2 [R(s)]^2} [A^2 \overline{v_b^2} + B^2 \overline{i_b^2} + C^2 \overline{i_c^2} + D^2 \overline{i_f^2}] \quad (10)$$

Donde los términos del numerador son dados por

$$\begin{aligned} A &= s^2 \{g_{b1} c_{\mu 1} (c_{\pi 1} + c_s)\} + s \{g_{b1} g_{m1} (c_{\mu 1} - c_s)\} \\ B &= s^2 \{c_{\mu 1} c_s\} + s \{-g_{m1} c_s\} + \{-g_{b1} g_{m1}\} \\ C &= s^2 \{c_s (c_{\mu 1} + c_{\pi 1})\} + s \{g_{b1} (c_{\pi 1} + c_s)\} \\ D &= s^2 \{c_{\pi 1} c_s + c_{\mu 1} (c_{\pi 1} + c_s)\} + \\ &\quad s \{g_{b1} (c_{\pi 1} + c_s) + g_{m1} c_{\mu 1}\} + g_{b1} g_{m1} \end{aligned}$$

Mientras que Δ en el denominador es:

$$\begin{aligned} \Delta &= s^3 \{c_s c_L (c_{\pi 1} + c_{\mu 1}) + c_{\mu 1} c_{\pi 1} (c_L + c_s)\} + \\ &\quad s^2 \left\{ \begin{aligned} &g_{b1} (c_{\pi 1} c_{\mu 1} + c_s c_L + c_{\pi 1} c_L + c_{\mu 1} c_s) + \\ &g_f (c_{\pi 1} c_s + c_{\mu 1} c_s + c_{\mu 1} c_{\pi 1}) + \\ &g_{m1} (c_{\mu 1} c_s + c_{\mu 1} c_L) \end{aligned} \right\} + \\ &\quad s \left\{ \begin{aligned} &g_{b1} g_f (c_{\pi 1} + c_s) + \\ &g_{b1} g_{m1} (c_{\mu 1} + c_L) + \\ &g_{m1} g_f c_{\mu 1} \end{aligned} \right\} + g_{b1} g_{m1} g_f \end{aligned}$$

$R(s)$ es la función de transferencia de la estructura base común. La resistencia de base del transistor de entrada, r_{b1} , presenta la fuente de ruido principal del amplificador. Utilizando una red de retroalimentación local se puede realizar un incremento de ancho de banda, como se presenta en la figura 3. La polarización

del preamplificador de transimpedancia es implementada utilizando la red de retroalimentación local como etapa de ganancia. Analizando la ecuación (7), la estructura presenta un corrimiento en el polo dominante debido a la retroalimentación negativa. Por lo tanto, la función de transferencia ideal de la etapa de ganancia esta dada por:

$$\frac{v_{out}}{i_s} = \frac{g_{m1} (m+1)}{(s c_L + g_f) (s \{c_s + c_{\pi 1} (1+m)\} + g_{m1} (1+m))} \quad (11)$$

donde la m es la ganancia ideal. Por otro lado, el ruido equivalente ideal a la entrada del amplificador es definido por:

$$\frac{i_{in}}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{s c_s \sqrt{4kT r_{b1}}}{(m+1)} \frac{A}{\sqrt{Hz}} \quad (12)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura a $27^\circ C$ y r_{b1} es la resistencia de base del transistor Q_1 . Si $m = 0$, los resultados son similares a los obtenidos para el caso del amplificador basado en la topología base común. El amplificador propuesto es la estructura base común modificada, como se presenta en la figura 3.

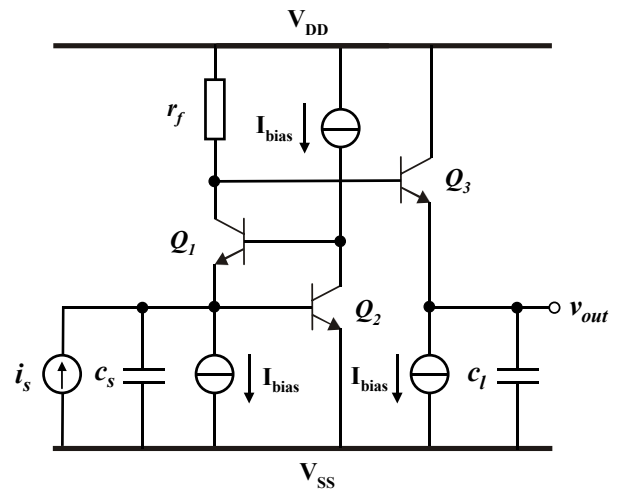


Fig. 3: Amplificador base común modificada.

La función de transferencia de esta estructura se encuentra dada por:



$$\frac{v_{out}}{i_s} = \frac{g_{m2} g_{m1}}{\left\{ s c_L + g_f \right\} \left\{ s^2 (c_s + c_{\pi 2})(c_{\pi 1} + c_{\mu 2}) + s g_{m2} (c_{\pi 1} + c_{\mu 2}) + g_{m2} g_{m1} \right\}} \quad (13)$$

donde la transconductancia del transistor Q_2 , g_{m2} , en la expresión (13), es $(1+m)$ en la ecuación (11). para la estructura base común modificada es descrita por la ecuación:

$$\frac{i_{in}}{\sqrt{\Delta f}} = \frac{s c_s \sqrt{4kT r_{b1}}}{g_{m2}} \frac{A}{\sqrt{Hz}} \quad (14)$$

Se puede observar que g_{m2} sustituyó el lugar de $(1+m)$ en la ecuación (12). Debido a los resultados anteriores, se obtuvo un extenso ancho de banda y un bajo nivel de ruido.

3. RESULTADOS SIMULADOS

Los circuitos fueron simulados en el programa Hspice utilizando los modelos BSIM3 para un proceso de fabricación $0.8 \mu m$ en tecnología BiCMOS AMS. Fue obtenida una ganancia de transimpedancia de 60 dB utilizando un resistor de retroalimentación, R_f , de $1 K\Omega$ y la capacitancia de carga fue de $0.2 pf$. El valor asumido de la capacitancia del fotodiodo fue $1 pf$. La figura 4 presenta la respuesta a la frecuencia de la función de transferencia.

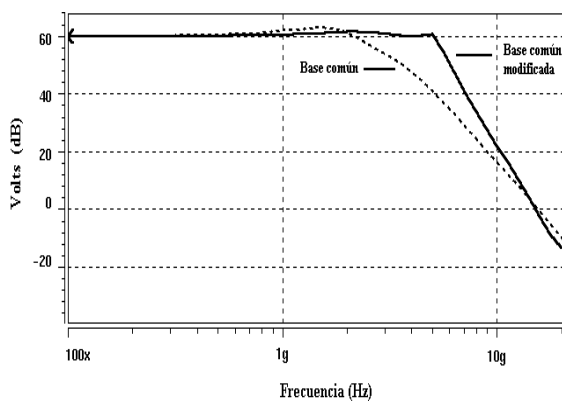


Fig. 4: Respuesta a la frecuencia de los amplificadores de transimpedancia.

El ruido equivalente a la entrada del amplificador base común modificado es mostrado en la figura 5. En la tabla 1 se presentan las características en altas frecuencias de ambos amplificadores mientras que la figura 6 presenta los resultados obtenidos de la señal de los productos de intermodulación y la distorsión armónica de la estructura base común modificada. Las señales de prueba aplicadas fueron de 5.1 y 5.2 GHz. Una fuente de alimentación de 3 volts fue utilizada. En la figura 7 se presenta el microchip fabricado. El resultado experimental es presentado en la figura 8.

Tabla 1: Características en altas frecuencias.

Estructura	f(-3 dB)	Pico	Corriente	Nivel ruido (pA/sqrt Hz)		
	GHz	dB	mA	1.6 GHz	2.2 GHz	4.5 GHz
Base común (bc)	2.56	2	3	24	35	92
Modificada-bc	5.42	0	4.5	12	17	36

4. CONCLUSIONES

Un diseño de una nueva topología de amplificador de transimpedancia para receptores de fibra óptica fue presentado. Dos amplificadores de transimpedancia fueron comparados. El mejor amplificador de transimpedancia fue la estructura base común modificada. La estructura base común modificada mejoro su ancho de banda, minimizo el nivel de ruido y su rendimiento en rango dinámico.

REFERENCIAS

- [1] N. Ishihara, E. Sano, Y. Imai, H. Kikuchi, and Y. Yamane, A Design Technique for a High-Gain, 10-GHz Class-Bandwidth GaAs MESFET Amplifier IC Module, *IEEE JSSC: vol. 27(4)*, (1992).
- [2] M. Ohara, Y. Akazawa, N. Ishihara and S. Konaka, Bipolar Monolithic Amplifier for a Gigabit Optical Repeater, *IEEE JSSC: vol. sc-19(4)*, (1984).
- [3] R. G. Meyer and R. A. Blauschild, A Wide-Band Low-Noise Monolithic Transimpedance Amplifier, *IEEE JSSC: vol.sc-21(4)*, (1986).
- [4] Chris T. Armijo and R. G. Meyer, A New Wide-Band Darlington Amplifier, *IEEE JSSC: vol. 24(4)*, (1989).
- [5] K. Yamashita, T. Kinoshita, Y. Takasaki, M. Maeda, T. Kaji and N. Maeda, A Variable Transimpedance Preamplifier for use in Wide



- Dynamic Range Optical Receivers, *IEEE JSSC: sc-16(2)*, (1986).
- [6] R. G. Meyer, and W. D. Mack, A Wideband Low-Noise Variable-Gain BiCMOS Transimpedance Amplifier, *IEEE JSSC: vol. 29(6)*, (1994).
- [7] J. Martínez-Castillo and J. Silva-Martínez, Transimpedance Amplifiers for Optical Fiber Systems Based on Common-Base Transistors, *IEEE ISCAS*, (1999).
- [8] M. Vadipour, Capacitive Feedback Technique for Wide-Band Amplifiers, *IEEE JSSC: vol. 28(1)*, (1993).

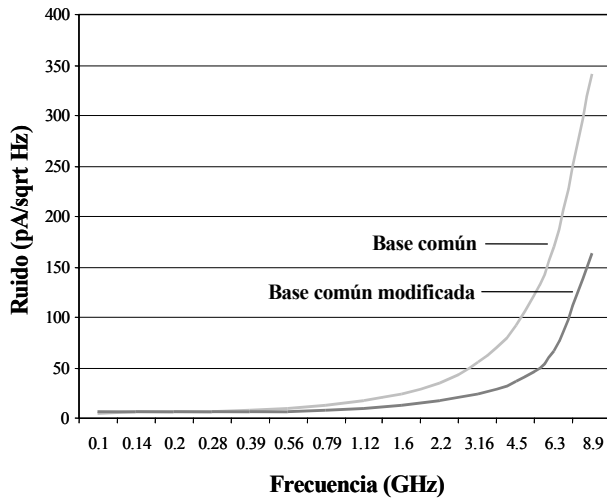


Fig. 5: Ruido equivalente reflejado a la entrada para los amplificadores.

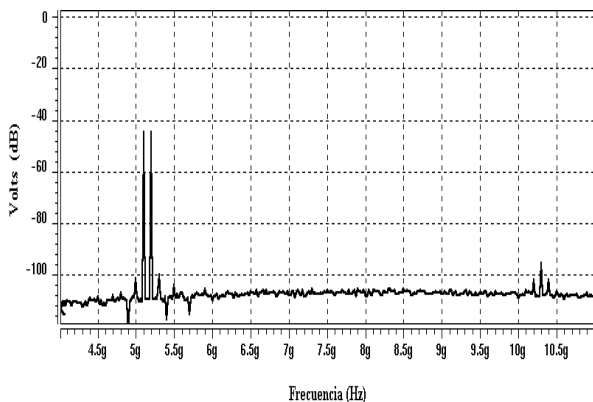


Fig. 6: Resultados de los productos de intermodulación y distorsión armónica.

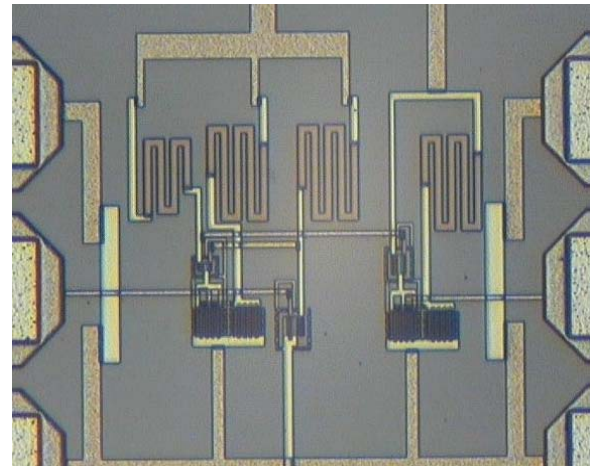


Fig. 7: Prototipo en silicio de la estructura base común modificada.

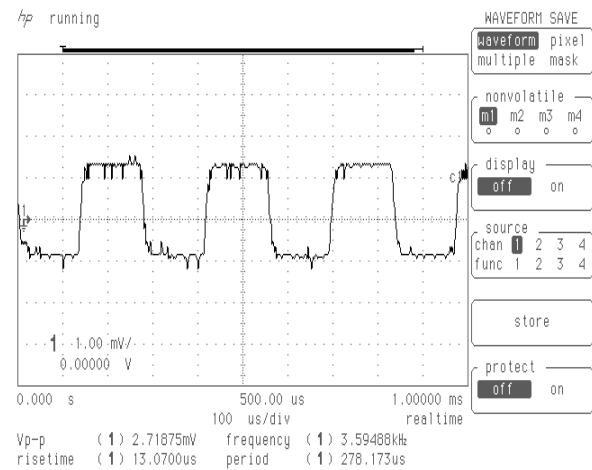


Fig. 8: Resultado experimental. La ganancia de un amplificador de transimpedancia a bajas frecuencias es obtenida de: $v_{out} = R_f i_s$. Donde R_f es la resistencia de retroalimentación, i_s es la corriente de entrada generada por el fotodiodo y v_{out} es el voltaje de salida. $v_{out} = R_f i_s = (100 \Omega)(27 \mu A) = 2.7 mV$