

Fotodetector basado en un dispositivo p-i-n y un Amplificador de Transimpedancia

Rey Baltazar López Flores
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Facultad de Ciencias de la Electrónica
18 sur y Av. San Claudio, Col. San Manuel
Puebla, Pue. México
Rey2002lalo@att.net.mx

1 Introducción

En el presente trabajo describiremos algunos conceptos fundamentales acerca de los fotodiodos p-i-n y amplificadores de transimpedancia con la finalidad de hacer un artículo de enseñanza básica sobre la forma de utilizar a los fotodetectores de este tipo. Además mostraremos las curvas de respuesta en frecuencia de dos amplificadores de transimpedancia realizados con amplificadores operacionales de alta frecuencia CLC426 y CLC440 y dos tipos de fotodiodos p-i-n FDS100 y FDS010. La idea principal de realizar éstos circuitos, se debe a que es útil para la detección de señales ultrasónicas en el ancho de banda alrededor de 10 MHz [1].

2 Fotodiodo P-I-N.

El fotodiodo p-i-n convierte energía luminosa a corriente eléctrica, cuando iluminamos al dispositivo en su región activa. Los fotodiodos p-i-n son iluminados en la zona donde el material es intrínseco - "i" - (un semiconductor es intrínseco, cuando se encuentra puro o neutro) [2] - ver Fig.1. Utilizamos fotodiodos p-i-n - debido a que son rápidos, tienen un tiempo de subida de 1-10 ns, una eficiencia cuántica buena, y ruido bajo.

Existen también otros tipos de fotodiodos como por ejemplo el de avalancha, el cual es cientos de veces más sensible que el p-i-n, debido a que cada par electrón-hueco generado por la potencia óptica incidente crea más pares electrón-hueco, pero su uso está presente en las aplicaciones donde la alta ganancia es un parámetro importante [2,6]. Por otra parte, el fotodiodo p-n tiene menor sensibilidad y es más lento que el p-i-n [3].

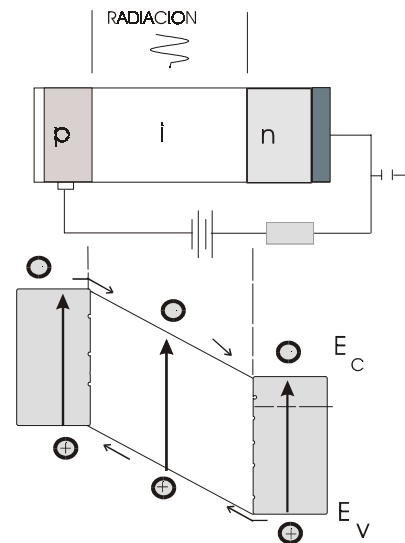


Fig.1 Esquema simplificado del fotodiodo p-i-n.



Utilizamos dos fotodiodos p-i-n de Silicio - FDS100 y FDS010 de Thor-Labs. Sus características más importantes se muestran en la Tabla 1. La longitud de onda límite absorbida y el ancho de banda prohibida del material están relacionados por la siguiente ecuación:

$$\lambda(nm) = \frac{1240}{E_g(eV)}, \quad (1)$$

donde λ es la longitud de onda y E_g es la brecha de energía prohibida la cual debe de ser expresada en eV. Debido a que el Silicio tiene una banda energética prohibida de 1.11 eV, obtendremos que el material absorbe bien para $\lambda < 1.11 \mu m$ [4,5]. Esto significa que el fotodiodo es sensible en el infrarrojo cercano y como consecuencia también es relativamente sensible al verde, como se muestra en la gráfica de la respuesta espectral del fotodiodo FDS100 en la Fig.2. En nuestros experimentos trabajamos con luz verde de una longitud de onda alrededor de 0.5 μm .

Fotodiodo tipo	Corriente de oscuridad	Área activa	Tiempo de subida	Respuesta espectral
FDS 010	2.5 nA	1.0 mm ²	1 ns	185-1100nm
FDS 100	20 nA	13 mm ²	10 ns	350-1100nm

Tabla 1 Características básicas de los fotodiodos p-i-n de Silicio FDS100 y FDS010 usados en este trabajo [7].

Iluminado con fotones de energía mayor a la energía E_g el fotodiodo p-i-n proporciona una corriente de corto circuito proporcional a la

intensidad con la cual se ilumina. El fotodiodo p-i-n suministra potencia eléctrica, colocando una resistencia de carga R_L entre sus terminales (Fig.1). Esta resistencia se determina según la necesidad de ancho de banda al cual debe trabajar el circuito con fotodiodo.

El fotodiodo p-i-n, el cual es una mejora de la estructura básica de la unión p-n, incluye una amplia capa de material intrínseco entre las capas p y n. La presencia de esta capa intrínseca permite reducir la capacitancia que existe entre las capas p y n y como consecuencia es posible aumentar la velocidad de respuesta del dispositivo.

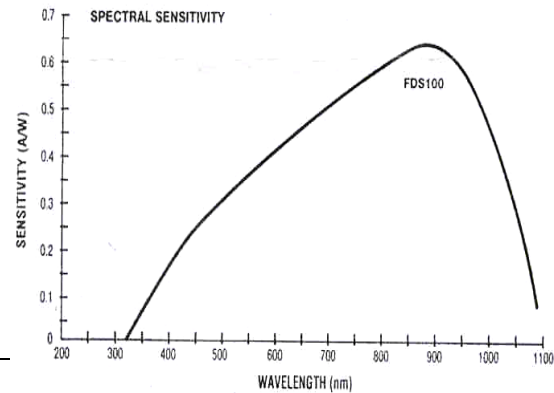


Fig.2 Respuesta espectral del fotodiodo p-i-n de Silicio "FDS100" [7].

Cuando está en equilibrio el fotodiodo p-i-n (sin cortocircuitar sus terminales) tiene en sus interfases una barrera de potencial para los portadores de carga libres el cual es ligeramente menor a 1.1eV - consultar [5]. Esta barrera de potencial pueden romperla fácilmente mediante luz de energía mayor o igual al gap del semiconductor. Porque nos interesa que la corriente o voltaje que se genere en el dispositivo se deba exclusivamente a la luz recibida por él, *I_{os}*



fotodiodos p-i-n siempre deben trabajarse con voltaje aplicado en forma inversa (positivo de la fuente de cd a la terminal negativa del p-i-n, el otro caso es cuando el negativo de la fuente de cd se conecta a la terminal positiva del p-i-n) **o sin voltaje aplicado** como se ilustra en la Fig.3.

La responsividad (foto-corriente que el dispositivo genera en un circuito para una potencia óptica incidente de entrada) máxima que el fotodiodo puede tener para la longitud de onda $\lambda \approx 0.5 \mu\text{m}$ es $R \approx 0.5 \text{ A/W}$. La responsividad de los fotodetectores reales (ver Fig.2) es un poco más baja (0.3 A/W para una eficiencia cuántica $\eta = 0.6$), debido a las pérdidas de diferente tipo, entre las cuales podemos mencionar las pérdidas debido a la reflexión de la superficie activa [3] y también las pérdidas que se originan debido a que no hay una absorción total de los fotones resultando en los pares electrón-hueco.

Uno de los problemas fundamentales que existen en la detección de luz es el ruido. Existen diferentes tipos de ruido en los fotodetectores, entre los cuales podemos mencionar: el ruido de corriente de oscuridad, el ruido de disparo, y el ruido térmico. En nuestro sistema de estos tres ruidos, **el dominante es el ruido de disparo**. El ruido de disparo esta asociado con procesos cuánticos de absorción de los fotones por el volumen del fotodetector.

Existe otro tipo de ruido óptico que debe considerarse – fluctuaciones de potencia a la salida del láser – es decir, un ruido propio característico del diseño del láser (“ruido técnico”).

3 Amplificador de Transimpedancia



El amplificador de transimpedancia es un amplificador con retroalimentación negativa. - Consiste básicamente de un amplificador operacional con una resistencia de retroalimentación de la entrada hacia la salida y una fuente de corriente de entrada (en nuestro caso es el fotodiodo p-i-n - como se muestra en la siguiente Fig.3:

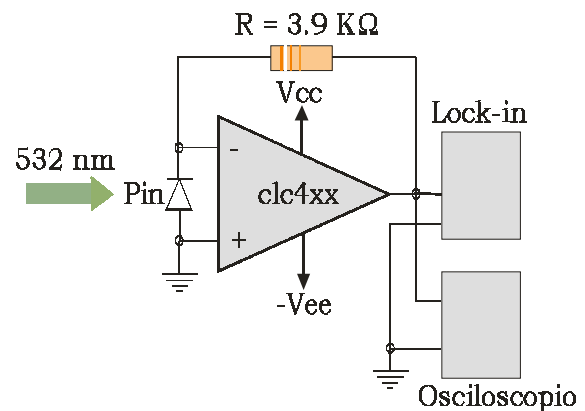


Fig.3 Amplificador de transimpedancia cuya fuente de corriente es un p-i-n, en éste caso.

En esta figura R_f es la resistencia de retroalimentación, existe una capacitancia parásita C asociada al fotodiodo y al amplificador. Retroalimentación y ganancia alta del amplificador A (típicamente $\cong 10^4 - 10^5$) producen una “tierra virtual” cerca de la entrada del amplificador. Esto significa, que el potencial al cual se conecta la terminal de entrada positiva en el circuito de Fig.3 aparece también en la terminal negativa como si hubiera un corto circuito aparente entre ambas terminales de entrada [6]. Esto es de manera ideal, ya que realmente siempre existe una muy pequeña diferencia de voltaje entre terminales denominada voltaje de “offset”.



La función de transferencia del amplificador de transimpedancia de la Fig.4 esta dada por:

$$\frac{U_o}{I_s} = -\frac{R_f}{1 + i\omega R_f C / A}, \quad (2)$$

donde U_o es el voltaje de salida y Δf el ancho de banda:

$$\Delta F = \frac{A}{2\pi R_f C}. \quad (2)$$

Para frecuencias bajas el voltaje de salida del amplificador de transimpedancia es:

$$U_o \approx -I_s R_f = I_f R_f \quad (3)$$

o sea I_s tiene sentido opuesto al de I_f . Con esta configuración de transimpedancia podemos cambiar la ganancia fácilmente, cambiando el valor de la resistencia R_f .

El producto de la ganancia por el ancho de banda de un amplificador es una constante [6], de manera que al aumentar la ganancia reducimos el ancho de banda. Esto es para cada circuito en particular, debido a que en el caso de los amplificadores de alta frecuencia, un operacional y otro no son exactamente similares en su ganancia de lazo abierto, aunque su número de serie sea el mismo. Otra cosa muy importante que limita la velocidad en los amplificadores de transimpedancia es el circuito impreso al cual se conectan y las capacitancias parásitas que se forman al soldar el fotodiodo. Como resultado, el ancho de banda real del amplificador esta limitado por el producto $R_f C_f$ donde C_f es una capacitancia técnica entre la entrada y la salida del amplificador operacional. Típicamente $C_f \leq 1$ pF y esto nos permite usar resistencias de



retroalimentación de hasta 10 k Ω para un ancho de banda de alrededor de 10 MHz.

4 Resultados Experimentales.

Las gráficas de la respuesta en frecuencia fueron obtenidas con modulación de amplitud, la señal de entrada al fotodiodo/amplificador de transimpedancia fue sinusoidal por medio de un modulador electro-óptico de alta frecuencia marca Conoptics, modelo 360 – 160, con una orientación de la polarización de entrada de $\pm 45^\circ$ con respecto a los lados del cristal electro-óptico y el polarizador de salida con el eje de transmisión máximo orientado de modo similar. Con su amplificador de voltaje de la misma marca modelo 25, este modulador asegura un ancho de banda de modulación de hasta 25 MHz. Este modulador se utilizó junto con un generador digital, marca Stanford Research Systems, modelo DS345 para frecuencias desde 0.1 Hz hasta 30 MHz.

A continuación mostramos los resultados obtenidos.

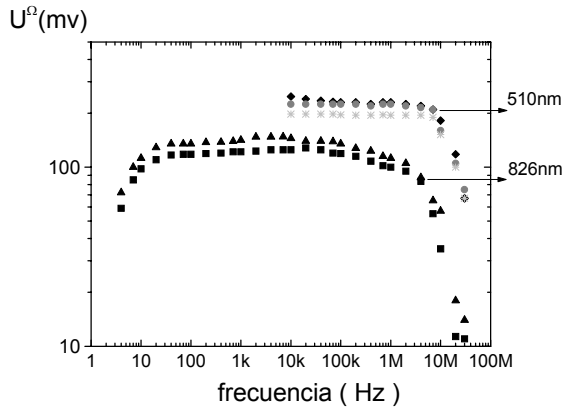


Fig.4. Comparación de la respuesta contra la frecuencia de modulación para dos longitudes de onda 510nm y 826 nm, fotodiodo FDS100 (operacionales CLC426 (cuadros negros), CLC440 (triángulos negros), $R_f = 3.9$ k Ω).

El conjunto de gráficas de la parte superior representa el ancho de banda obtenido con luz verde de $\lambda = 510$ nm a una potencia de ≈ 340 μ W, mientras que las gráficas de la parte inferior fueron obtenidas con luz infrarroja de $\lambda = 826$ nm y potencia ≈ 130 μ W. Ambas gráficas fueron obtenidas con el mismo fotodiodo FDS100. Las medidas fueron efectuadas con un osciloscopio digital, las amplitudes anotadas en la gráfica son pico a pico.

La gráfica siguiente nos indica la proporcionalidad entre la potencia del haz detectado y la amplitud de la señal de salida.

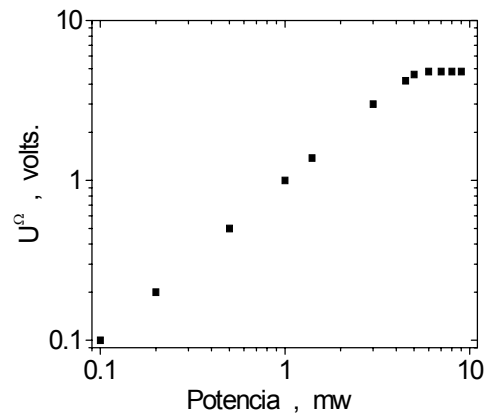


Fig.5 Dependencia de la amplitud de la señal de salida con respecto a la potencia de luz detectada, usando un fotodiodo FDS100 y $R_f = 3.9$ k Ω .

En experimentos similares también utilizamos un fotodiodo p-i-n de Silicio FDS010 más rápido con un área sensible de 1 mm² (ver Tabla 1). Con este pudimos obtener (ver Fig.7) un ancho de banda de ≈ 6 MHz conectándolo a un amplificador de transimpedancia el cual utilizó un circuito integrado CLC440 con una resistencia de retroalimentación $R_f = 10$ k Ω . De aquí tenemos que el valor de la capacitancia parásita equivalente (de salida) de este amplificador de transimpedancia es de ≈ 2.7 pF.

El ruido total que medimos tiene el mismo valor para el FDS010 y para el FDS100 aproximadamente, pero obtuvimos mejores resultados para la detección de ultrasonido con el FDS100.

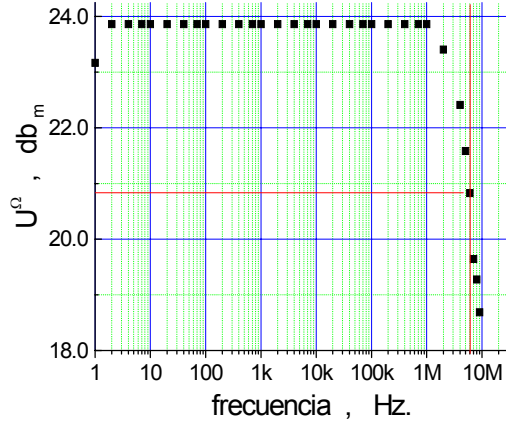


Fig.6 Respuesta en frecuencia de un amplificador de transimpedancia que utiliza un circuito integrado CLC440 con $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ y un fotodiodo FDS010 ($\lambda = 532 \text{ nm}$, la potencia del haz detectado es de $12 \mu\text{W}$)

A continuación presentamos una gráfica sobre el ruido $1/f$, en nuestro circuito.

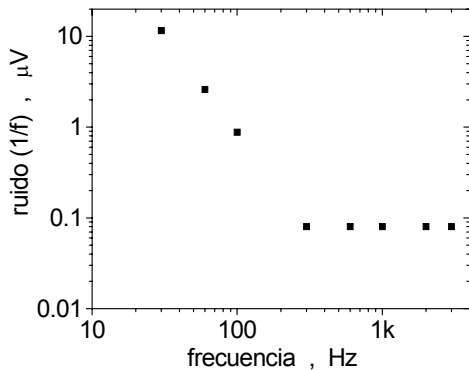


Fig.7 Gráfica del ruido $1/f$ detectado en la salida del preamplificador de transimpedancia ($\lambda = 532 \text{ nm}$, potencia del haz fue de $50 \mu\text{W}$, el operacional CLC426, el fotodiodo FDS100)

Ahora presentamos una gráfica sobre el ruido medido a frecuencias altas en nuestro sistema.

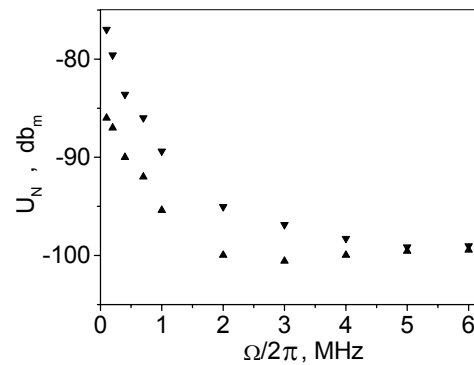


Fig.8 Los espectros de ruido medidos con analizador de espectros Tektronix - 2794 con el preamplificador de transimpedancia + el amplificador: sin y con luz.

El nivel de nuestro ruido óptico “técnico” esta bajando a frecuencias altas – mayores que algunos MHz. Esto significa que en la región espectral importante para detección del ultrasonido de láser, la sensibilidad de nuestro sistema de detección completo probablemente está limitada por el ruido de disparo y el ruido del preamplificador.

5 Conclusiones

Se realizaron dos amplificadores (con circuito de alta frecuencia) de transimpedancia de bajo ruido con fotodiodo p-i-n de Si, para aplicaciones en el intervalo de frecuencias un poco por abajo de 10 MHz. Se realizo un análisis acerca del ruido para el sistema de detección de luz. Se explico los detalles más importantes que se deben tener presentes cuando se trabaje con un sistema opto-electrónico para la detección que utilice un p-i-n.

6 Agradecimientos.



Al Dr. S. Stepanov y MC Eliseo Hernández Hernández, por el gran apoyo que recibí de ellos para la realización de este trabajo. Al CONACyT por la beca de Maestría y Doctoral. Al PROMEP y a la BUAP por el gran apoyo económico.

REFERENCIAS

1. S. Stepanov, R.B. López Flores, P. Rodríguez Montero, “Anisotropic diffraction configuration using BSO photorefractive crystal for detection of laser ultrasonic”, *OSA TOPS* **62**, 329-336, (2001).
2. J.Singh , “*Optoelectronics An Introduction to Materials and Devices*”, (Mc Graw, Singapore, 1996).
3. R.J. Keyes , “*Optical and Infrared Detectors*”, (Springer, Berlin, 1980).
4. C.Kittel, “*Introduction to Solid State Physics*”, (John Wiley, New York, 1996), p. 201.
5. A.Morales Acevedo, “*La electricidad que viene del sol: una fuente de energía limpia*”, (Iberoamérica, México, 1996).
6. J.Martínez Castillo, “*Diseño de amplificadores de transimpedancia de bajo ruido para sistemas de comunicación vía fibra óptica*”, (INAOE, Puebla, 1995).
7. Respuesta de la sensibilidad espectral para el fotodiodo pin FDS100, de la hoja de especificaciones vendida por el proveedor de Thor-Labs.