

0.1. Amplificadores

Los circuitos amplificadores para fotodetección, en general, se componen de una etapa de transimpedancia cuando se monitorea la señal de corriente del fotodiodo (i.e. una conversión de corriente de entrada a tensión de salida). Si se usa el fotodiodo en modo fotovoltaico puede utilizarse una etapa de amplificación en tensión dado que se monitorea la señal de tensión del fotodiodo. Hay distintas topologías y dependiendo del uso específico puede convenir usar una, otra o alguna combinación. En esta sección se detalla el análisis de los circuitos amplificadores que se diseñaron en este trabajo.

Como vamos a usar el fotodiodo en modo fotoconductor por sus beneficios de linealidad y rango dinámico, una de las formas más sencillas de obtener una respuesta útil en tensión es conectarlo a un amplificador de transimpedancia (TIA), es decir como conversor de corriente de entrada a tensión de salida como el que se observa en la figura 1. En esta configuración se polariza el fotodiodo

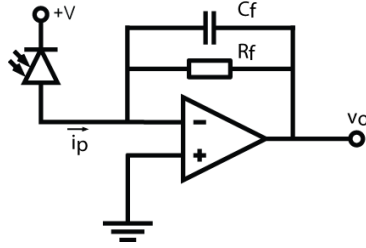


Figura 1: Circuito de un amplificador de transimpedancia para un fotodiodo.

en inversa alcanzando un punto de operación lineal en corriente. La corriente i_p circula entonces por la red de realimentación R_f, C_f ya que la corriente de entrada del OpAmp es nula. La tensión de salida resulta entonces $v_o = i_p(R_f // C_f)$. La masa en la pata no inversora se copia al nodo de entrada (pata inversora) del OpAmp forzando una masa virtual en esta. Esto hace que toda la señal del fotodiodo circule por la red de realimentación, evitando que haya señal en el capacitor C_D y contribuyendo a la linealidad del dispositivo. La ganancia A está determinada entonces por la impedancia de realimentación que para bajas frecuencias es R_f . Entonces:

$$A = \frac{v_o}{i_p} = R_f \quad (1)$$

Como es un circuito realimentado, la ganancia a lazo cerrado usualmente se expresa con la siguiente ecuación:

$$A_0 = \frac{A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} \quad (2)$$

donde A_{ol} es la ganancia a lazo abierto y β el factor de realimentación. El *factor de realimentación* es la fracción de señal de salida del amplificador que se realimenta a la entrada del mismo. Si resulta que $\beta \gg 1$ entonces se tiene que:

$$A_0 \approx \frac{1}{\beta} \quad (3)$$

De acuerdo a la ecuación 1 podemos ver que la ganancia en bajas frecuencias va a estar determinada por el valor de R_f . Sin embargo, para determinar el ancho de banda hace falta elegir el capacitor C_f adecuadamente. Queremos ver cómo elegir el capacitor C_f para alcanzar un ancho de banda de diseño incluyendo los límites del OpAmp.

Para el análisis en ancho de banda vamos a considerar el circuito equivalente de la figura 2. El fotodiodo se reemplaza por su modelo equivalente que es una fuente de corriente en paralelo a una capacidad C_D . Del modelo del amplificador operacional vamos a considerar el ancho de banda de ganancia unitaria y las capacidades parásitas de entrada de modo común C_{icm} y diferencial C_{id} . El *ancho de banda de ganancia unitaria* es la frecuencia donde la ganancia del amplificador a lazo abierto es igual a 1 y suele ser un dato del fabricante.

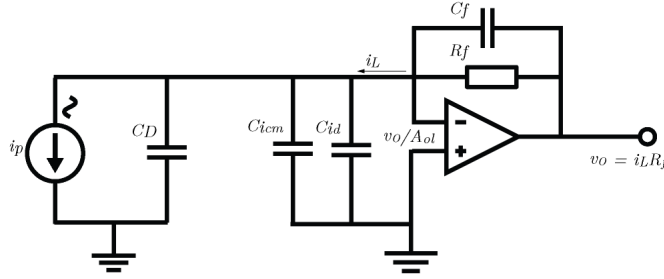


Figura 2: Circuito equivalente de señal para la configuración fotodiodo y convertor de corriente a tensión. La capacidad de entrada de modo común y diferencial se modela en paralelo a la capacidad del fotodiodo. La resistencia R_f determina la ganancia y el capacitor C_f en la red de realimentación cumple fines de estabilidad.

Recorriendo la malla de realimentación se puede calcular el factor de realimentación β como un divisor de tensión entre C_i y el paralelo $C_f // R_f$, con $C_i = C_D + C_{icm} + C_{id}$. Pasando al dominio del plano s , donde la impedancia de un capacitor es $1/sC$, la impedancia de realimentación es

$$Z_f = R_f // C_f = \frac{R_f}{1 + sR_f C_f} \quad (4)$$

y con la capacidad de entrada C_i resulta entonces que:

$$\beta = \frac{1/sC_i}{1/sC_i + Z_f} = \frac{1 + sR_f C_f}{1 + sR_f (C_f + C_i)} \quad (5)$$

donde vemos entonces que la transferencia $1/\beta$ va a tener un polo y un cero. Dependiendo del valor del capacitor C_f y de las capacidades parásitas C_i , las frecuencias características para determinar el ancho de banda van a ser:

$$f_{C_i} = \frac{1}{2\pi R_f C_i} \quad (6)$$

$$f_{C_f} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (7)$$

$$f_{zf} = \frac{1}{2\pi R_f(C_f + C_i)} \quad (8)$$

La respuesta que suele expresar la ganancia a lazo abierto de un OpAmp A_{ol} es de polo simple, como se ilustra en la gráfica de Bode de la figura 3. Realimentando se tiene un compromiso entre ancho de banda y ganancia. A costa de menor ganancia debida al factor $1 + \beta A_{ol}$ en la ecuación 2 se puede desplazar el polo para alcanzar un mayor ancho de banda en el mismo factor. Pero como vimos en la ecuación 5, la realimentación también tiene una demanda de ganancia con un polo y un cero adicionales. La gráfica de Bode resultante muestra un compromiso con la posición de las frecuencias características de las expresiones 6, 12 y 8 (fig.3).

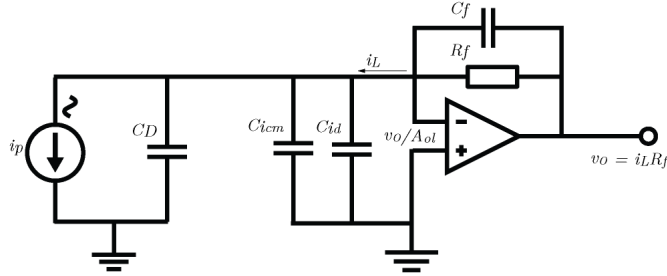


Figura 3:

En la misma vemos que la ganancia a lazo abierto se cruza con la pendiente del cero de la realimentación en una frecuencia intermedia f_i . Para que haya estabilidad, un criterio útil plantea un margen de fase ϕ_m de 45° . El *margen de fase* es el desplazamiento de fase a lazo abierto entre la salida y la entrada inversora a la frecuencia unitaria. Las componentes que lo afectan son:

$$\phi_m = 180^\circ + \phi_{OpAmp} - \phi_{1/\beta} \quad (9)$$

Los 180° salen de realimentar en la entrada negativa del OpAmp, ϕ_{OpAmp} es el retardo de fase del límite del OpAmp que va a ser de 90° y $\phi_{1/\beta}$ es el retardo de fase de la realimentación. Este último término vimos que es afectado por un polo y un cero, entonces:

$$\phi_{1/\beta} = \phi_z + \phi_{C_f} \quad (10)$$

y para que $\phi_m = 45^\circ$ debe ser $\phi_{1/\beta} = 45^\circ$. De la ecuación 8 vemos que con $C_f \ll C_i$ se minimiza el efecto de contribución de C_f en el cero de realimentación, haciendo que f_{zf} sólo dependa de las capacidades parásitas. Si se cumple la condición de que $C_f \ll C_i$ las frecuencias características f_{zf} y f_{pf} suelen diferir en un factor de 10 a 100 veces normalmente.

El análisis gráfico de la figura permite ver que para $\phi_m = 45^\circ$, la frecuencia de cruce f_i debe caer en la media geométrica entre f_{zf} y f_c . Esto es:

$$f_i = \sqrt{f_{zf} f_c} \quad (11)$$

Si el polo de C_f cae en esta frecuencia el amplificador estará compensado. Reemplazando 11 en 12 se tiene que:

$$\sqrt{f_{zf}f_c} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \therefore C_f = \frac{1}{2\pi R_f \sqrt{f_{zf}f_c}} \quad (12)$$

de donde resulta el valor de C_f

$$C_f = \sqrt{\frac{C_i}{2\pi R_f f_c}} \quad (13)$$

Con este capacitor de compensación logramos que la transferencia del amplificador de transimpedancia a lazo cerrado resulte de polo doble según:

$$A = \frac{R_f}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (14)$$

donde $\omega_0 = 2\pi f_c$ con f_c la frecuencia de corte del OpAmp.