

## Trabajo Práctico N° 2

---

### Teoría de Circuitos - 2019

Grupo 1:

Farall, Facundo

Gaytan, Joaquín

Kammann, Lucas

Maselli, Carlos

Müller, Malena

5 de septiembre de 2019

## 1. EJERCICIO 3 : MEDICIÓN DE CORRIENTES DE BIAS E *Input Offset Voltage*

### 1.1. INTRODUCCIÓN

**CORRIENTES DE BIAS** Si se analiza el circuito simplificado de un amplificador operacional provisto por lo general en la hoja de datos, se puede observar que la etapa de entrada, esta compuesta por un par diferencial de transistores BJT o FET.

Estos transistores requieren, para ser polarizados, que circule una corriente por su base, a gate. Estas corrientes son las corrientes de polarización o BIAS, analizadas.

**INPUT OFFSET VOLTAGE** Debido al funcionamiento de la configuración en par diferencial, es de suma importancia que el balance entre ambas entradas sea correcto para que la tensión a la salida de esta etapa sea 0V cuando la entrada sea 0. Esto es casi imposible de lograr sin un método de compensación externo debido a diferencias en el comportamiento de cada uno de los transistores utilizados.

Este desbalance genera a la salida de la etapa diferencial una tensión no nula. A causa de esta, se puede ver a la salida de un amplificador operacional alimentado y con sus entradas a 0V una diferencia de potencial, llamada tensión de *Input Offset*

Las corrientes de BIAS y la tensión de *Input Offset* son parámetros que dependen de la construcción del amplificador operacional. Por lo general, si bien tanto las corrientes de BIAS como la tensión de offset tienen valores bajos, del orden de los pA y los mV respectivamente. Sin embargo, no tenerlos en cuenta en el análisis teórico puede llevar, en algunos casos, a resultados inesperados a la hora de analizar el comportamiento del circuito real.

### 1.2. CIRCUITO UTILIZADO EN LA MEDICIÓN

Se puede observar en la Figura 1.1 el circuito de medición.

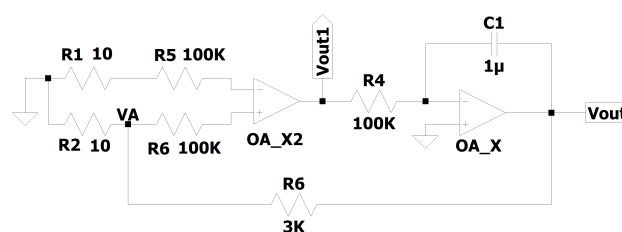


Figura 1.1: Circuito de medición

Se eligen valores elevados de  $R_5$  y  $R_6$  para que se observe una caída de tensión apreciable y se obtenga una variación observable de  $V_{out}$  al cambiar la posición de SW1 y SW2. Se asigna el valor de  $100K\Omega$  para las resistencias, para reducir el ruido introducido por estas al circuito, que dificultaría aún más la medición.

El dispositivo que se mide es OA\_X2, por esta razón  $R_5$  y  $R_6$  se encuentran a su entrada.

La segunda etapa cumple la función de filtro pasabajos. Este permite que el ruido eléctrico que pueda haber al momento de realizar la medición afecten lo menos posible a la misma. Esto es importante porque, teniendo en cuenta que las variaciones que se quieren medir están en el orden de los mV, el nivel de ruido se haría comparable con la señal a medir. Teniendo en cuenta esto, y si se parte de la base de que el ruido que provoca mayores efectos sobre la medición es el ruido de 50Hz proveniente de las líneas eléctricas, se fija el valor de  $C1$  en  $1\mu F$ . Como se puede ver en 1.2, esto fija la frecuencia de corte del filtro que se obtiene es muy baja, de manera que para 50Hz el filtro atenúa aproximadamente 20dB que, en comparación a los 0,3dB de

atenuación que se obtienen con el capacitor de 100nF, genera que los efectos del ruido con esa frecuencia dejan de ser tan apreciables. Lo ideal es que el valor de este capacitor sea lo más grande posible analizando el circuito desde un punto de vista de las frecuencias. Sin embargo, un valor demasiado grande generaría un transitorio muy lento, que requeriría un tiempo largo para estabilizarse para llevar a cabo la medición. Este tiempo de espera eleva la temperatura del operacional, lo que lleva a mediciones inválidas.

Para realizar los cálculos desarrollados en esta sección se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones:

- Para modelar los efectos de los fenómenos analizados se utiliza el modelo mostrado en la Figura 1.2.
- Se asume para ambos operacionales en el circuito, impedancia de entrada infinita, impedancia de salida nula y ganancia a lazo abierto ( $A_{vol}$ ) finita.
- Se asume que los efectos de  $I_b$  y  $V_{io}$  son despreciables para la segunda etapa del circuito, por lo que solo se analizan los efectos de estas en la primera sobre todo el sistema.

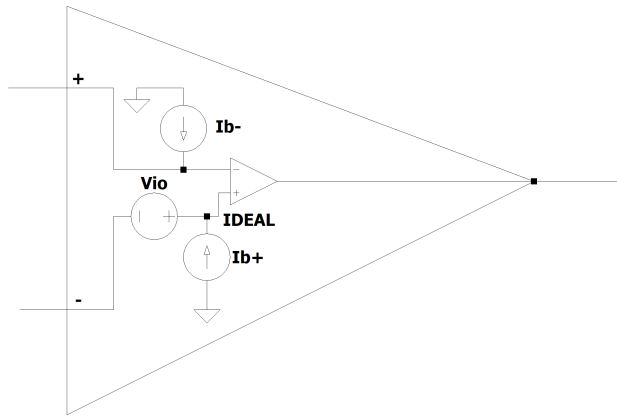


Figura 1.2: Modelo utilizado para  $I_b$  y  $V_{io}$

### 1.2.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

**SEGUNDA ETAPA: INTEGRADOR** Se analiza primero la estabilidad de la segunda etapa del sistema debido a que las expresiones obtenidas al realizar el desarrollo son útiles para analizar la estabilidad de la primera etapa.

Se pueden observar en 1.1, las ecuaciones que describen a esta etapa.

$$\begin{cases} V_{out} = A_{vol2} \cdot (V_2^+ - V_2^-) \\ V_2^+ = 0 \\ V_2^- = V_{out1} - I_{R_4} \cdot R_4 \\ V_2^- = V_{out} - I_{C_1} \cdot \frac{1}{s \cdot C_1} \\ I_{C_1} = -I_{R_4} \end{cases} \quad (1.1)$$

De operar con estas ecuaciones se obtiene 1.2, la transferencia del integrador  $H(s) = \frac{V_{out}}{V_{out1}}$  con  $A_{vol2}$  finito.

$$H(s) = \frac{-A_{vol2} \cdot \frac{1}{C_1 \cdot R_4 \cdot (A_{vol2} + 1)}}{s + \frac{1}{C_1 \cdot R_4 \cdot (A_{vol2} + 1)}} \quad (1.2)$$

Se observa que el polo del sistema esta en el semiplano izquierdo del plano complejo, lo que indica que el sistema es estable.

En cambio, si se invierte la coneccion de  $V_2^+$  y  $V_2^-$ , siguiendo un proceso análogo al anterior, se obtiene 1.3

$$H(s) = \frac{-A_{vol2} \cdot \frac{1}{C_1 \cdot R_4 \cdot (A_{vol2} - 1)}}{s - \frac{1}{C_1 \cdot R_4 \cdot (A_{vol2} - 1)}} \quad (1.3)$$

Donde puede verse que, en este caso, el polo del sistema se encuentra en el semiplano derecho del plano complejo, lo que genera que el sistema sea inestable.

**PRIMERA ETAPA: DISPOSITIVO A PROBAR** Para analizar la estabilidad de esta etapa se asumen tanto SW1 como SW2 cerrados, ya que las resistencias que controlan no afectan la estabilidad. Se asume además que las corrientes de BIAS y la tensión de *Input Offset* son constantes, por lo que tampoco tienen ningún efecto sobre la estabilidad del sistema,

Para analizar la estabilidad del sistema en este caso, se recurre a el diagrama de flujo de señal. Este permite ver rápidamente las relaciones entre las variables del sistema y, por lo tanto, analizar su estabilidad. Se puede observar en la Figura 1.3

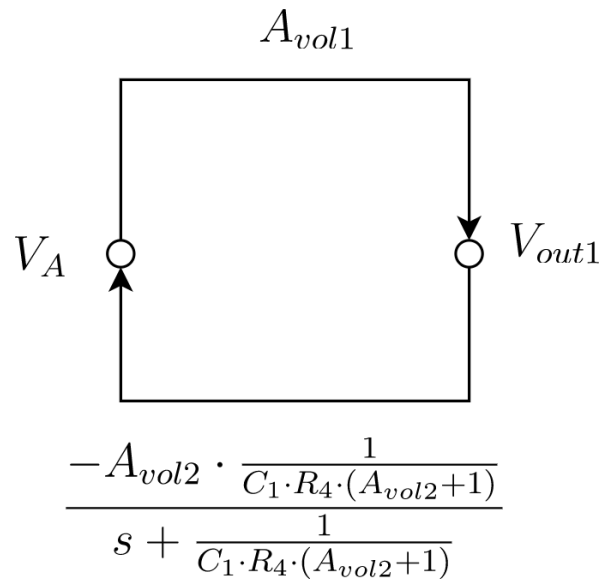


Figura 1.3: Diagrama de flujo de señal de la primera etapa en la configuración presentada

Donde se ve en el diagrama una realimentación negativa, lo que hace que el sistema sea estable. Sin embargo, si se observa la Figura 1.4, que representa el caso en que se invierte la conexión del amplificador operacional de esta etapa, el lazo de realimentación se vuelve regenerativo, por el cambio de signo en  $A_{vol1}$ . Este lazo regenerativo es lo que defino que esta configuración sea inestable.

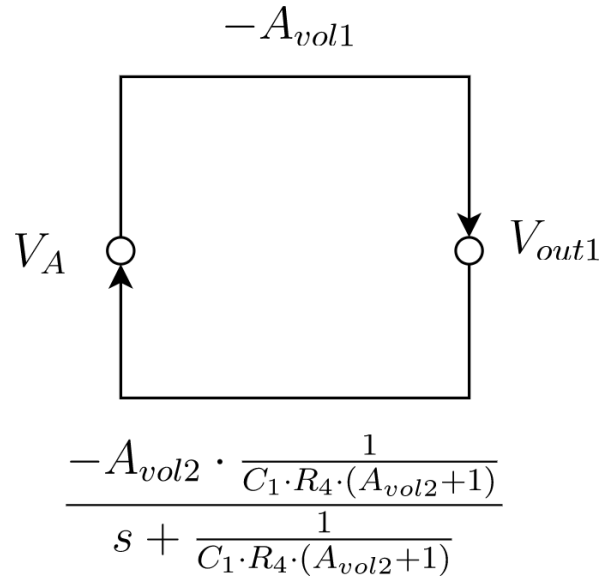


Figura 1.4: Diagrama de flujo de señal de la primera etapa en la configuración invertida

INVIRTIENDO AMBAS ETAPAS La transferencia del sistema completo se obtiene el producto de ambas transferencias y si ninguna de las transferencias es estable, el sistema completo tampoco lo será.

### 1.3. ANÁLISIS TEÓRICO

Cambiando convenientemente la combinación de SW1 y SW2 es posible calcular valores de  $V_{io}$ ,  $I_b^+$  y de  $I_b^-$  como se puede observar en 1.5, 1.7 y 1.8

SI SW1 Y SW2 ESTÁN CERRADOS Se asume, en este caso, que tanto las corrientes de polarización como los efectos que estas producen en la salida son despreciables en comparación con la tensión de offset. Esto debido a que al tener en la entrada del amplificador operacional una resistencia de  $10\Omega$ , la diferencia de potencial generada a la entrada, se encuentra varios órdenes de magnitud por debajo de la tensión de *Input Offset* especificada por el fabricante.

Las ecuaciones que describen al sistema en este caso son las mostradas en 1.4.

$$\begin{cases} V_{out1} = A_{01} \cdot (V_1^+ - V_1^-) \\ V_1^- = 0 \\ V_1^+ = V_A + V_{io} \\ V_A = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ V_{out} = A_{02} \cdot (V_2^+ - V_2^-) \\ V_2^+ = 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

De operar con estas ecuaciones se obtiene 1.5 que permite obtener un valor de la tensión de *Input Offset* a partir de medir la tensión a la salida del sistema.

$$V_{io} = -V_{out} \cdot \left( \frac{1}{A_{01} \cdot A_{02}} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (1.5)$$

Y si se asume que  $A_{vol1} \cdot A_{vol2} \gg 1$ , se desprecia el primer término de la suma y el sistema se independiza de los  $A_{vol}$  de los operacionales.

Si SW1 ESTÁ CERRADO Y SW2 ABIERTO Se asume nuevamente que las corrientes de BIAS son lo suficientemente pequeñas para despreciar sus efectos antes de la resistencia  $R_6$ . Sin embargo, en este caso, la corriente  $I_b^+$  en conjunto con  $R_6$  generan una diferencia de potencial que genera a la salida del sistema una variación observable. Las ecuaciones que describen al sistema en este caso son las mostradas en 1.6.

$$\begin{cases} V_{out1} = A_{01} \cdot (V_1^+ - V_1^-) \\ V_1^- = 0 \\ V_1^+ = V_A + V_{io} + I_b^+ \cdot R_6 \\ V_A = V_{out} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \\ V_{out} = A_{02} \cdot (V_2^+ - V_2^-) \\ V_2^+ = 0 \end{cases} \quad (1.6)$$

De operar con estas ecuaciones se obtiene 1.7 que permite obtener un valor de  $I_b^+$  a partir de medir la tensión a la salida del sistema.

$$I_b^+ = \frac{-V_{out} \cdot \left( \frac{1}{A_{01} \cdot A_{02}} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) - V_{io}}{R_6} \quad (1.7)$$

Y si se asume que  $A_{vol1} \cdot A_{vol2} \gg 1$ , se desprecia el primer término de la suma y el sistema se independiza de los  $A_{vol}$  de los operacionales.

Si SW1 ESTÁ ABIERTO Y SW2 CERRADO De manera análoga al caso anterior se obtiene 1.8

$$I_b^- = \frac{V_{out} \cdot \left( \frac{1}{A_{01} \cdot A_{02}} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) + V_{io}}{R_1 + R_5} \quad (1.8)$$

#### 1.4. MEDICIONES Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Se pueden observar los resultados de las mediciones realizadas tanto para el TL081 como para el LF356 en las Tablas 1.1 y 1.2 respectivamente.

TL081					
SW1	SW2	$V_{out}(mV)$	$V_{io}(\mu V)$	$I_b^+(pA)$	$I_b^-(pA)$
cerrado	cerrado	219	-728	-	-
cerrado	abierto	223	-	-130	-
abierto	cerrado	217	-	-	-80

Cuadro 1.1: Resultados de las mediciones realizadas para el TL081

LF356					
SW1	SW2	$V_{out}(mV)$	$V_{io}(\mu V)$	$I_b^+(pA)$	$I_b^-(pA)$
cerrado	cerrado	-250	832	-	-
cerrado	abierto	-245	-	199	-
abierto	cerrado	-256	-	-	193

Cuadro 1.2: Resultados de las mediciones realizadas para el LF356

Se observa que el valor típico de tensión de offset provisto por el fabricante<sup>1</sup> para ambos amplificadores operacionales es de 3mV. Los valores obtenidos se encuentran por debajo de este valor, estando ambos por debajo de 1mV.

<sup>1</sup>Información tomada de las respectivas hojas de datos, disponibles en el sitio de Texas Instruments, <http://www.ti.com>

Para el análisis de los valores de las corrientes, se muestra en 1.9 la forma en la que el fabricante presenta estos parámetros en la hoja de datos.

$$\begin{aligned} I_{OS}/I_{io} &= |I_b^+ - I_b^-|, \text{Input offset current} \\ I_B &= \frac{I_b^+ + I_b^-}{2}, \text{Input BIAS current} \end{aligned} \quad (1.9)$$

En el caso del TL081 los valores obtenidos al realizar estos cálculos son de  $I_{io} = 50 \text{ pA}$  y  $I_B = 105 \text{ pA}$  ambos dentro del rango señalado en la hoja de datos, de 100pA y 200pA como máximo, respectivamente. A pesar de esto se observa una desviación considerable del valor típico, de 5pA y 30pA respectivamente.

En cambio para el LF356 se obtienen valores de  $I_{io} = 6 \text{ pA}$  y  $I_B = 196 \text{ pA}$ . En este caso, si bien ambos valores se encuentran en el rango aceptado por el fabricante, el valor de  $I_B$  es muy cercano al valor máximo aceptable.

Las diferencias con los valores de la hoja de datos se atribuye en parte a errores procedurales al realizar la medición. Esto se debe a que el fabricante especifica que para realizarla, se debe conectar la alimentación del amplificador operacional a pulsos, dada la fuerte incidencia que las variaciones temperaturas de juntura, en particular luego de  $25^\circ \text{C}$ , tienen sobre estas corrientes.

Además, otra posible fuente de error, se encuentra en las pequeñas variaciones de las tensiones de salida en comparación con el ruido eléctrico ambiente que, a pesar de haber aumentado el valor del capacitor, aún tenía efectos notables en la salida.

#### 1.4.1. COMPENSACIÓN EXTERNA PARA UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL EN CONFIGURACIÓN INVERSORA

Se presenta a continuación una posible opción para un circuito que permite, en un amplificador operacional en configuración inversora como el de la Figura 1.5, reducir los efectos que las corrientes de BIAS tienen en la salida del circuito. Se decide en este caso considerar únicamente el caso de  $A_{vol}$  infinito para simplificar el desarrollo.

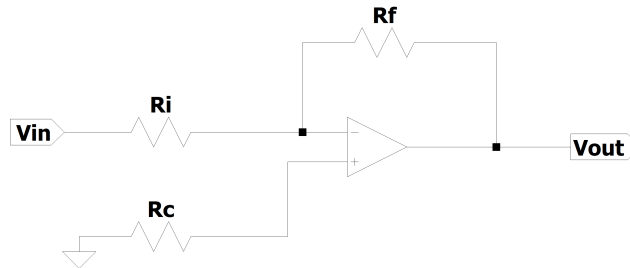


Figura 1.5: Amplificador inversor

Si se conecta la entrada a GND y se aplica superposición para obtener solamente los efectos producidos por las corrientes de BIAS en la salida, teniendo en cuenta el modelo presentado en la Figura 1.2.

Se obtiene entonces 1.10, que permite relacionar los valores de resistencia y los valores de  $I_b^+$  é  $I_b^-$ , con la tensión de salida en las condiciones descriptas, que se nombra  $V_{out_{I_b^s}}$ .

$$V_{out_{I_b^s}} = \left| R_c \cdot I_b^+ \cdot \left( 1 + \frac{R_f}{R_i} \right) - R_f \cdot I_b^- \right| \quad (1.10)$$

Se asume que las corrientes de BIAS tienen el mismo valor. Si bien, como se puede observar en las mediciones no es correcto, permite realizar una primera aproximación.

Bajo esta condición y si se cumple que  $R_c = R_i // R_f$ , la tensión a la salida del operacional sin nada a la entrada es 0V y no se observan las diferencias por las corrientes de offset en el funcionamiento del circuito. Por

último, para corregir la tensión de offset, que al resolver por superposición no se tuvo en cuenta, se propone el circuito de la Figura 1.6.

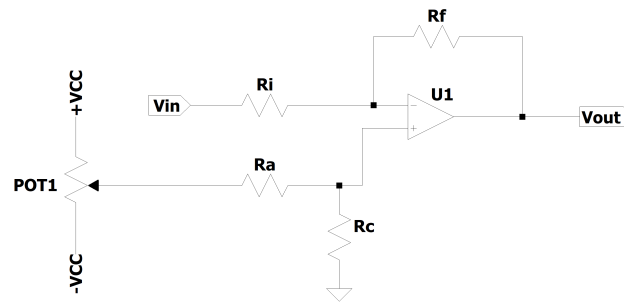


Figura 1.6: Amplificador inversor con circuito de compensación de tensión de offset

Eligiendo valores convenientes para  $R_a$ , en particular que se cumpla que  $R_a \gg R_c$ , y para el potenciómetro, es posible compensar la tensión  $V_{io}$  aplicando una tensión igual pero de signo opuesto. Es importante que se cumpla  $R_a \gg R_c$  debido a que  $V_{io}$  está en el orden de los mV, y dada esta condición se puede ver que la tensión de compensación se calcula como  $V_{comp} \approx V_{pot} \cdot \frac{R_a}{R_c}$ .