

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE BUENOS AIRES

TEORIA DE CIRCUITOS

TRABAJO PRÁCTICO DE LABORATORIO N°2

Amplificadores Operacionales - Efectos en DC y AC

Grupo 6:

Paulo NAVARRO 57.775

Benjamín Carlos LIN 57.242

Nicolas Lorenzo MESTANZA 57.521

Facundo Nicolas MOLINA 60.526

German Carlos BERTACHINI 58.750

Responsables de la cátedra:

Daniel Andres JACOBY

Carlos BELAUSTEGUI GOITIA

Presentado:

Corrección:

Índice

| | |
|--|-----------|
| 1. Caracterización de Amplificadores Operacionales | 2 |
| 1.1. Introducción | 2 |
| 2. Medición de Bias | 3 |
| 3. Medición de Bias | 3 |
| 3.1. Corriente de Bias y Tensión de Offset | 3 |
| 3.2. Análisis del Circuito | 4 |
| 3.2.1. Circuito de Realimentación | 4 |
| 3.2.2. Funcionamiento del Circuito | 5 |
| 3.3. Estudio de Resultados | 6 |
| 3.4. Evaluación del Circuito | 7 |
| 3.4.1. Capacitor en Uso | 7 |
| 3.4.2. Estabilidad del Circuito | 8 |
| 3.4.3. Configuraciones | 8 |
| 4. Circuito Integradores y Derivadores | 10 |
| 4.1. Circuito Derivador | 10 |
| 4.2. Circuito Integrador | 10 |
| 4.2.1. Introducción | 10 |
| 4.2.2. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP ideal | 10 |
| 4.2.3. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con A finito | 11 |
| 4.2.4. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con $A_{vol}(w)$ | 12 |
| 5. Circuito de Aplicación | 13 |
| 5.1. Introducción | 13 |

1. Caracterización de Amplificadores Operacionales

1.1. Introducción

2. Medición de Bias

2.1. Corriente de Bias y Tensión de Offset

En un amplificador operacional ideal la impedancia de entrada es infinita, por lo que no habría corriente por la que pase por ella. Sin embargo, se debe reconocer que en un modelo real de un amplificador operacional su impedancia de entrada no es infinita, lo que significa la existencia de corrientes de entrada y tensión de offset.

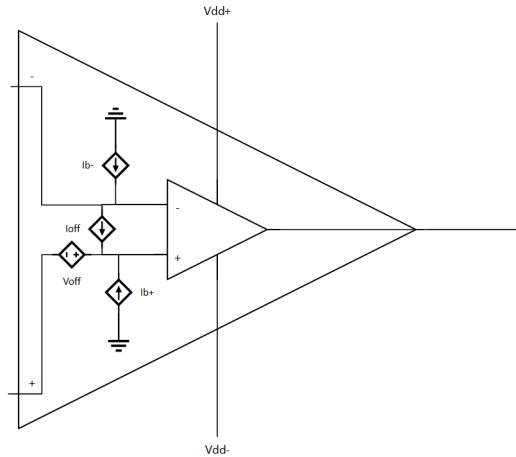
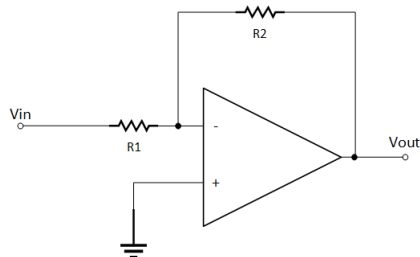


Figura 1: Modelo Real del Amplificador Operacional

- Tensión de offset (V_{off}):

Sin la existencia de esta tensión parásita es lineal la determinación de la función de transferencia en un op-amp ideal con configuración inversa es:



$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R2}{R1}$$

Pero al tener la tensión de offset (V_{off}) de modo tal representado en la figura 1 obtenemos que:

$$V_{out} = -V_{in} \frac{R2}{R1} + V_{off} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

Del cual observamos que dependiendo del valor de V_{in} y V_{off} , el efecto de V_{off} puede no ser despreciable, por ejemplo cuando:

$$V_{in} = 0 \longrightarrow V_{out} = V_{off} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

- Corrientes de Bias (I_b) y de offset (I_{off}):

Si bien estas corrientes no es querida dentro del circuito es esencial e inevitable esta porque es la que se encarga de polarizar el operador, en otras palabras que funcione de manera correcta el amplificador. Pero, a su vez introduce error en el sistema agregando una diferencia de tensión indeseada cuando halla una resistencia en serie en la entrada.

En consecuencia, es importante el análisis de las mismas para un realizar un diseño apropiado para la aplicación deseada conteniendo los errores mencionados.

2.2. Análisis del Circuito

Se realiza las mediciones de las I_b , I_{off} y de V_{off} sobre el siguiente circuito:

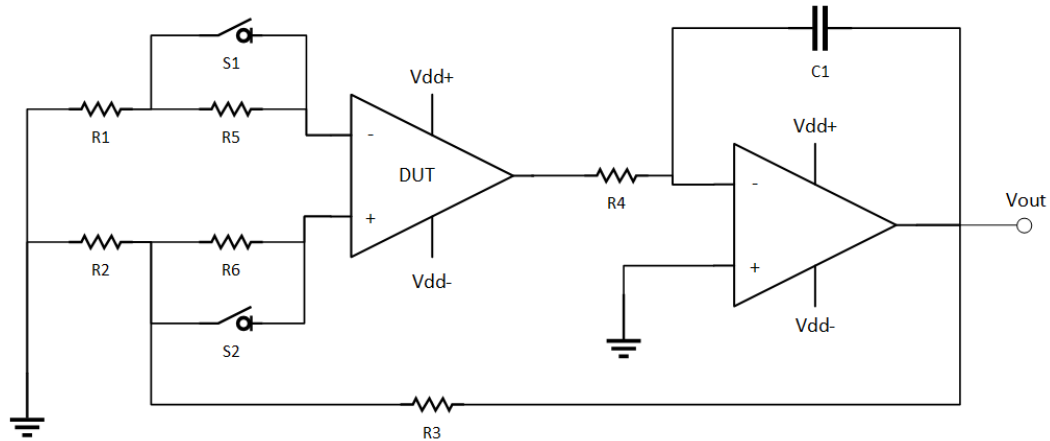


Figura 2: Circuito de Medición de Corrientes y Tensiones de Offset

Se aclara que el DUT es el op-amp a analizar, que en este caso es el TL081 y LF365; las resistencias utilizadas $R1 = R2 = 10\Omega$ $R3 = 3k\Omega$ $R4 = R5 = R6 = 100k\Omega$; y el capacitor $C1 = 1\mu F$

2.2.1. Circuito de Realimentación

Para conocer la operatividad del circuito se debe introducir el concepto de realimentación, circuito aquel en el que una muestra de la salida se superpone a la entrada con el propósito de controlar el comportamiento del sistema.

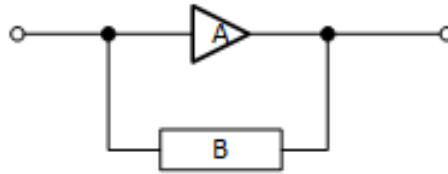


Figura 3: Modelo de Realimentación

Hay 2 categorías de circuitos de realimentación, produciendo los siguientes efectos:

■ Negativa (fase de π a 2π en relación a la entrada):

- Disminuye de la ganancia efectiva del amplificador.
- Disminuye la impedancia de salida.
- Aumenta la impedancia de entrada.
- Aumento el ancho de banda.
- Disminuye el ruido.
- Reduce la distorsión no lineal.
- Mejora la estabilidad.

■ Positiva (fase de 0 a π en relación a la entrada):

- Aumento de la ganancia efectiva del amplificador.
- Disminuye la impedancia de entrada.
- Disminuye el ancho de banda.
- Aumento la relación $\frac{\text{señal}}{\text{ruido}}$, o sea ruido mayor.
- Puede conducir inestabilidad y auto-oscilaciones.

En este caso se utilizara una realimentación positiva cuya ecuación nos resulta:

$$x_i = x_A + x_B, \quad x_B = \beta x_A$$

$$y_o = A_{OL} x_i = A_{OL} (x_A + x_B) \Rightarrow y_o - A_{OL} \beta y_o = A_{OL} x_i$$

$$H(s) = \frac{y_o}{x_i} = \frac{A_{OL}}{1 - A_{OL} \beta}$$

Como en todos los amplificadores operacionales, se considera que la ganancia en lazo abierto $A_{OL} \gg 1$ o infinita, entonces la ganancia a lazo cerrado es:

$$A_{CL} = -\frac{1}{\beta}$$

2.2.2. Funcionamiento del Circuito

Teniendo 2 etapas dentro del circuito, comenzamos primeramente por la etapa de salida ya que de tal manera comprendemos la función del op-amp no analizado. Siendo A_{vol} igual a la ganancia en lazo abierto del op-amp y considerando el capacitor en la realimentación, se obtiene la ganancia en lazo cerrado de esta etapa.

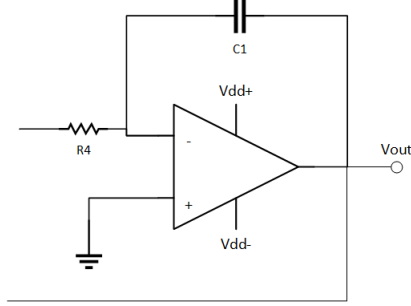


Figura 4: Etapa de Salida: Amplificación Inversa

En esta etapa se amplifica la señal continua, de esta manera se aumenta la precisión en la medición de las corrientes y tensiones de offset, esto es requerido porque las señales que se quieren medir tienen una amplitud comparable con el ruido que pueda llegar a inducirse en el circuito. Esta precisión se logra ya que el estudio del circuito es en continua, con $f = 0Hz$, por lo que el capacitor $C1$ va a actuar como un circuito abierto, bloqueando cualquier realimentación proveniente de la salida de V_{out} cuya frecuencia sea mayor a $f > 0Hz$.

Luego, en la etapa de entrada:

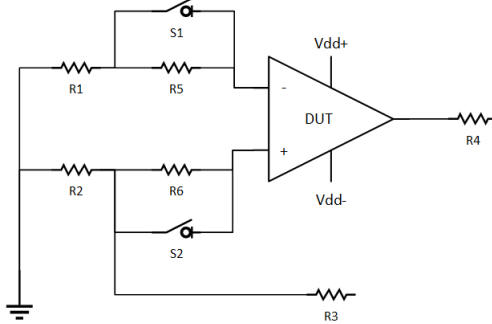


Figura 5: Etapa de Entrada: Amplificación No Inversa

Como mencionamos anteriormente, los amplificadores operacionales no son ideales, por lo que existen corrientes y tensiones parásitas que por consecuencia sucede que exista una tensión representada como:

$$V_{in} = (V^+ - V^-) = V_{off} + I_b^+ R5 - I_b^- R6$$

$$I_b = \frac{I_b^+ + I_b^-}{2} \quad I_{off} = I_b^+ - I_b^-$$

Se aclara que como en como $R1$ es relativamente chica, la diferencia de tensión que produce es casi nula por lo que $\Delta V_{R1} = I_b^- 10\Omega \approx 0$, análogamente $R2$. Sin embargo, cuando se abren los switch $S1$ o $S2$ existe una caída de tensión considerable por la resistencia $R5$ o $R6$.

Si queremos llevar los resultados obtenidos a la forma general de la retroalimentación positiva $H(s) = \frac{A_{OL}}{1 - A_{OL}\beta}$ debemos analizar primeramente la ganancia total del lazo abierto del sistema. Para ello, concediéramos que la realimentación al sistema β esta dada por la resistencia $R3$, de ello obtenemos la ganancia de lazo abierto como la multiplicación del lazo abierto de la etapa de entrada y el lazo cerrado de la etapa de salida, que para el sistema que concediéramos este lazo es coincidente al lazo abierto, por lo que nos queda:

$$A_{OL} = \frac{-A_{vol}^2}{1 + sRC A_{vol}}$$

Remplazando en la ecuación de realimentación la funcion de transferencia sera:

$$H(s) = \frac{-\frac{A_{vol}^2}{1 + sRC A_{vol}}}{1 + \frac{A_{vol}^2}{1 + sRC A_{vol}} \beta} = -\frac{1}{\frac{1}{A_{vol}^2} + \beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\frac{1 + A_{vol}^2 \beta}{RC A_{vol}}} + 1}$$

Si se considera que $A_{vol}^2 \beta \gg 1$ se puede simplificar la expresión:

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\frac{A_{vol}^2 \beta}{RC}} + 1}$$

Considerando un modelo de polo dominante $\Rightarrow A_{vol} = \frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1}$, donde $\omega_p = 2\pi \frac{BWP}{A_{vol}}$, tenemos:

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\frac{A_o}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \beta} + 1}$$

$$H(s) = -\frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{s^2 \frac{RC}{\omega_p A_o \beta} + s \frac{RC}{A_o \beta} + 1}$$

Trayendo su forma a:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + s \frac{2\xi}{\omega_0} + 1} \quad (1)$$

Resulta a un filtro pasa-bajos de segundo orden con:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}}$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}} \frac{RC}{A_o \beta} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_p RC}{A_o \beta}}$$

Como la realimentación esta dada por $R3$ sabemos que $\beta = \frac{1}{(1 + \frac{R3}{R2})} = \frac{1}{301} \Rightarrow A_{CLideal} = -\frac{1}{\beta}$.

2.3. Estudio de Resultados

Se espera obtener resultados similares a la de la hoja de datos siendo:

| | TL081 | | | LF356 | | |
|--------------|-----------------|---------------|-----------------|-----------------|---------------|-----------------|
| | Voff[mV] | Ib[pA] | Ioff[pA] | Voff[mV] | Ib[pA] | Ioff[pA] |
| Valor típico | 3 | 30 | 5 | 3 | 30 | 3 |
| Valor máximo | 15 | 400 | 200 | 10 | 200 | 50 |

Tabla 1: Valores de las hojas de datos a 25°C

■ Medición de V_{off} :

Para medir la tensión de offset es necesario eliminar las otras variables incógnitas, por lo que se cierran S1 y S2 provocando que la diferencia de tensión de entrada en ambos pines sea aproximadamente nula dando solo lugar a la tensión de offset parásita en juego. De esta manera se obtuvo que:

$$V_{off} = -\frac{V_{out}}{(1 + \frac{R3}{R2})}$$

Note que el negativo es de la función es porque luego de la ganancia en la etapa de salida se procede a la etapa de salida, donde amplifica inversamente, o analíticamente también es posible justificarlo con la función de transferencia debido a que trabajamos a una frecuencia $f = 0Hz$ la ganancia es $H(s) = A_{CLideal} = -\frac{1}{\beta}$.

Los resultados obtenidos fuero:

| Entrada (DUT) | Salida | Vout [mV] | Voff [mV] |
|----------------------|---------------|------------------|------------------|
| TL081 | TL081 | -43.754 | 0.145 |
| TL081 | LF356 | -38.295 | 0.127 |
| LF356 | LF356 | 429.7 | -1.428 |
| LF356 | TL081 | 415.4 | -1.380 |

■ Medición de I_b y I_{off} :

Como luego de medir V_{off} tenemos la tensión parásita que esta constantemente dentro del circuito es posible buscar las corrientes parásitas dentro del circuito.

Ib^+ se podrá medir abriendo el switch S2 y cortocircuitado R5 y encontrar la relación:

$$Ib^+ = \frac{1}{R6} \left(-\frac{V_{out}}{\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)} - V_{off} \right)$$

Ib^- se podrá medir abriendo el switch S1 y cortocircuitado R6 y encontrar la relación:

$$Ib^- = -\frac{1}{R5} \left(\frac{V_{out}}{\left(1 + \frac{R3}{R2}\right)} + V_{off} \right)$$

Luego al medir observamos:

| Entrada (DUT) | Salida | | Vout [mV] | Ib+[pA] | | Vout [mV] | Ib-[pA] | —Ib[pA]— | —Ioff[pA]— |
|---------------|--------|------------|-----------|---------|------------|-----------|---------|----------|------------|
| TL081 | TL081 | Ib+ | -31.996 | -387 | Ib- | -34.154 | -315 | 351 | 72 |
| TL081 | LF356 | | -32.77 | -181 | | -29.99 | -274 | 227.5 | 93 |
| LF356 | LF356 | | 419.7 | 336 | | 449.8 | -663 | 163.5 | 999 |
| LF356 | TL081 | | 410 | 179 | | 446.4 | -1031 | 426 | 1201 |

Como podemos observar, si bien existe una diferencia al utilizar amplificador desiguales en la etapa de salida pero es posible identificar que los r  zagos dominantes a la salida son las del DUT, o sea del amplificador a evaluar.

Por otra parte, al finalizar las mediciones de los dispositivos es notable la disparidad con los valores esperados, aunque los V_{off} est  n dentro de los rangos esperados, las corrientes presentan una mayor desigualdad. Estas diferencias son posibles de ser justificadas por la temperatura que está operando el sistema. Uno de las componentes afectadas por la temperatura es la resistencia, que a mayor temperatura estas generan mas ruido térmico. Otro es el amplificador que puede no estar operando a $25^\circ C$, es decir existe un mayor rango de error cuando se midieron las corrientes y tensiones, es por ello que el fabricante también incluye los datos del valor máximo de corriente Ib e I_{off} del integrado operando dentro de la temperatura de trabajo que son:

| | TL081 | | | LF356 | | |
|---------------|--------------|--------|-----------|--------------|--------|----------|
| | Voff[mV] | Ib[nA] | Ioff[nA]) | Voff[mV] | Ib[nA] | Ioff[nA] |
| Valor máximo | 20 | 10 | 2 | 13 | 8 | 2 |

Tabla 2: Valores de las hojas de datos a rango entero

De acuerdo a esta tabla los valores obtenidos de Ib y I_{off} podemos notar que efectivamente pudo haber influido en la medición la temperatura al que estaban trabajando.

Otro problema pudo ser provocado por la placa utilizada, esta es el Electronics Explorer que tiene un limite en la tensión que puede dar al amplificador operacional de $V_{dd} = \pm 9V$, la cual difiere con las especificaciones dadas por el fabricante que se test   a $V_{dd} = \pm 15$. Además, el Electronics Explorer en esencia es una protoboard, es decir una placa de testeo útil pero no son muy capaces cuando queremos mediciones precisas porque son mucho mas afectadas por el ruido externo e interno de la placa, esto nos lleva a mas errores durante la medición del circuito.

2.4. Evaluación del Circuito

2.4.1. Capacitor en Uso

Como el circuito introducido es vulnerable al ruido es inevitable el uso de un capacitor para realizar una medición del bias. Sin embargo la cuesti   es cual capacitor seleccionar, para ello debemos recurrir a la función de transferencia mencionada en la ecuación 1. De aqui encontramos que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\omega_p A_o \beta}{RC}}$$

Teniendo en cuenta la información dada en la hoja de datos podemos calcular su frecuencia de corte:

Es decir que los ruidos que son de aproximadamente $50Hz$ no se encuentran atenuadas para nuestro circuito. Entonces, si se desea atenuar el ruido debemos tener una frecuencia de corte $f_0 < 50Hz$ necesitar  mos un capacitor de:

$$C > \frac{\omega_p A_o \beta}{4\pi^2 R (50Hz)^2}$$

Lo cual para el TL081 el capacitor debe valer $C > 6.3\mu F$ y para el LF356 uno de $C > 10.6\mu F$.

| | TL081 | LF365 |
|------------------|-------|-------|
| A_{vol} | 200 | 200 |
| BWP [MHz] | 3 | 5 |
| ω_p [kHz] | 94 | 157 |
| f_0 [Hz] | 126 | 163 |

2.4.2. Estabilidad del Circuito

Si se desea estudiar la estabilidad del circuito, nuevamente es esencial la función de transferencia de la ecuación 1. Por lo que se estudia las singularidades del sistema, o sea los polos del mismo.

$$S_{1,2} = \frac{-\frac{2\xi}{\omega_0} \pm \sqrt{\frac{4\xi^2}{\omega_0^2} - \frac{4}{\omega_0^2}}}{\frac{2}{\omega_0^2}} = -\omega_0\xi \pm \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}$$

Siendo $\omega_0\xi > \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1}$ en ambos circuitos con los diferentes opamps, el sistema resulta estable por tener los polos con parte real negativa.

2.4.3. Configuraciones

■ Inversión las entradas:

Si se invierten las entradas de los amplificadores, su amplificación en el sistema sufre leves alteraciones, cambiando el producto final de la función de transferencia.

- Invertir las entradas de la etapa de salida: En este caso la amplificación a lazo cerrado del circuito cambiara a:
- Invirtiendo las entradas de ambas etapas: Cuando se realiza esta acción sucede que:

$$A_{CL} = \frac{A_{vol}}{1 - sRCA_{vol}} \Rightarrow A_{OL} = \frac{A_{vol}^2}{1 - sRCA_{vol}}$$

Además, como ahora la entrada es una etapa de amplificación inversa:

$$\beta = -\frac{1}{\frac{R3}{R1}} = -\frac{1}{300}$$

■ Circuito de compensación:

Es posible la compensación de las tensiones de offset con ciertas configuraciones. Para este caso los propios fabricantes mencionan en la hoja de datos los siguientes circuitos con resistencias variables como muestran las siguientes figuras:

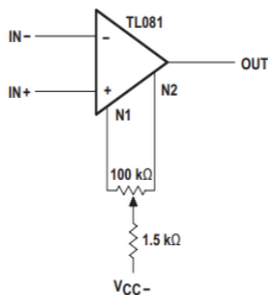


Figura 6: Compensación de offset del TL081 con $R = 100k\Omega$

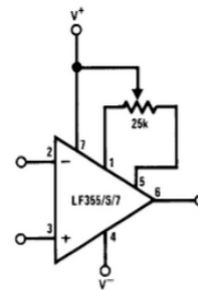


Figura 7: Compensación de offset del LF365 con $R = 25k\Omega$

Otra compensación posible es en las corrientes de bias para los circuitos de amplificación inversa como:

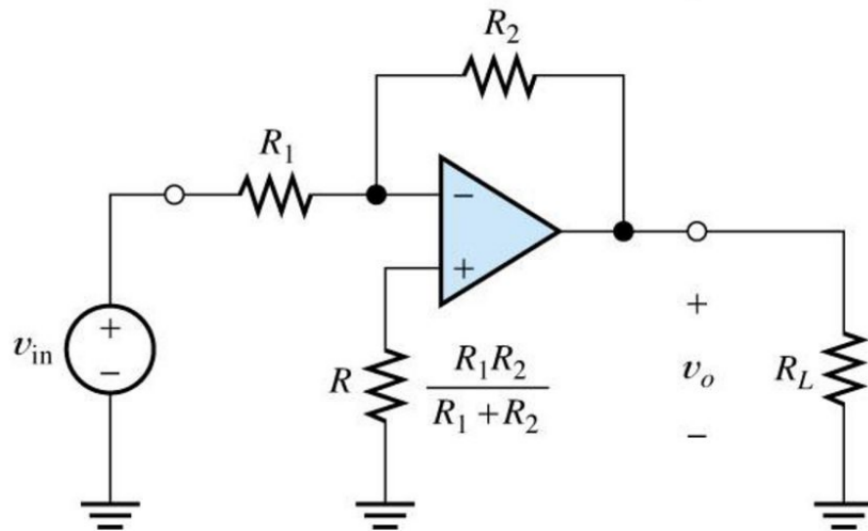


Figura 8: Compensación de Corriente de Bias

dassadsad

3. Circuito Integradores y Derivadores

3.1. Circuito Derivador

3.2. Circuito Integrador

3.2.1. Introducción

Se realizó el análisis de un circuito integrador ideal, utilizando en este caso tres componentes, una Resistencia R , un capacitor C y un amplificador operacional. Cabe destacar que se considera un integrador ideal ya que a diferencia del circuito RC analizado en el primer trabajo práctico de laboratorio, éste funcionará como integrador para cualquier frecuencia y no solo a frecuencias altas.

Los valores nominales utilizados para la experiencia fueron:

- $R : 5.1K\Omega$
- $C : 20nF$
- $OPAMP : LM833$

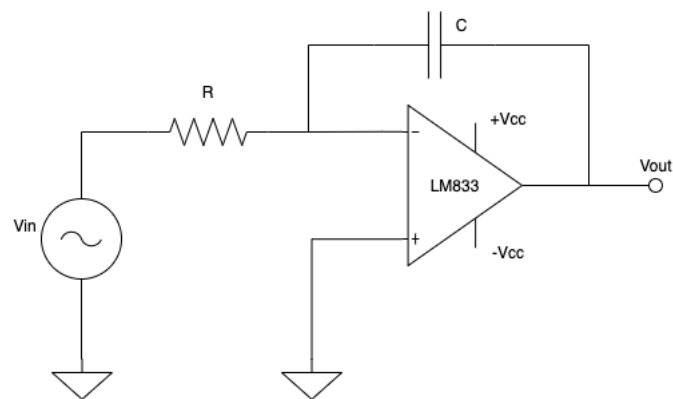


Figura 9: Diagrama del circuito integrador ideal empleado

A continuación se procederá a calcular teóricamente el valor de las funciones transferencias para los casos en donde el amplificador operacional tiene un comportamiento ideal, con A_{vol} finito y $A_{vol}(w)$ con polo dominante.

3.2.2. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP ideal

Para obtener la función transferencia en este caso, $H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)}$, partiremos de las siguientes condiciones iniciales para el amplificador operacional:

- $A_{vol} : \infty$
- $Z_{in} : \infty$
- $Z_{out} : 0$

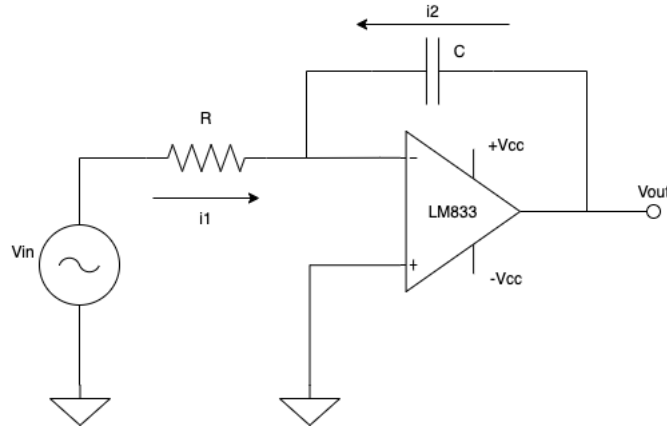


Figura 10: Diagrama del circuito integrador ideal empleado

Podemos observar a simple vista que:

- $i1 = -i2$
- $i1 = \frac{V_{in} - V^-}{R}$
- $i2 = \frac{V_{out} - V^-}{X_c}$
- $V_{out} = A_{vol}(V^+ - V^-)$

Como $A_{vol} \rightarrow \infty$ y V_{out} es finito, $(V^+ - V^-) \rightarrow 0$ y como V^+ está conectado a tierra, (V^- representa tierra virtual, por lo cual su valor es de 0V).

Entonces, redefiniendo las ecuaciones anteriores:

- $i1 = \frac{V_{in}}{R}$
- $i2 = \frac{V_{out}}{X_c}$

Siendo entonces:

$$\frac{V_{in}}{R} = -\left(\frac{V_{out}}{X_c}\right) \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{X_c}{R} = -\frac{1}{SRC}$$

$$H(S) = -\frac{1}{SRC}$$

Claramente se puede apreciar que este circuito se comportará como un integrador, ya que si antitransformamos la función de transferencia obtenida implicará que para obtener $v_{out}(t)$ habrá que integrar $v_{in}(t)$ en el dominio del tiempo.

3.2.3. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con A finito

A diferencia del caso anterior, aquí la diferencia en el cálculo de la función transferencia, $H(S) = \frac{V_{out}(S)}{V_{in}(S)}$, entre el amplificador operaciones ideal y éste será:

- $A_{vol} : \text{finito}$

Utilizando las mismas relaciones mencionadas en el apartado anterior, podemos observar ahora que:

$$V_{out} = -A_{vol} \cdot V^- \Rightarrow V^- = \frac{-V_{out}}{A_{vol}}$$

Por lo tanto:

- $i1 = \frac{V_{in} - V^-}{R} = \frac{V_{in} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{R}$
- $i2 = \frac{V_{out} - V^-}{X_c} = \frac{V_{out} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{X_c}$

Siendo entonces:

$$\frac{V_{in} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{R} = -\left(\frac{V_{out} + \frac{V_{out}}{A_{vol}}}{X_c}\right) \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}} + \frac{1}{A_{vol}SCR})}$$

Finalmente:

$$H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}}) + \frac{1}{A_{vol}}}$$

Es importante notar que siendo la ganancia para el caso ideal (GI) $-\frac{1}{SCR}$, la función transferencia se puede representar como $H(S) = GI \cdot \frac{1}{SCR(1 + \frac{1}{A_{vol}}) + \frac{1}{A_{vol}}}$

3.2.4. Análisis de la Transferencia del Circuito Integrador - OPAMP con $A_{vol}(w)$

En este último caso de análisis, A_{vol} no es constante sino que es función de la frecuencia según:

$$A_{vol} = \frac{1}{1 + \frac{S}{w_b}}$$

Por lo cual la expresión para la función transferencia calculada en el caso anterior, quedará denominada por:

$$H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1 + \frac{1}{SCR}}{A_{vol}})} \Rightarrow H(S) = \frac{1}{SCR(1 + \frac{1 + \frac{1}{SCR}}{1 + \frac{S}{w_b}})}$$

Reacomodando algebraicamente:

$$H(S) = -\frac{1}{S^2 \frac{W_b}{A_o CR} + SCR(1 + \frac{1}{A_o} + \frac{W_b}{CRA_o}) + \frac{1}{A_o}}$$

Podemos observar que si A_o es muy grande, nuevamente estaremos en el caso donde la ganancia que obtendremos será la ideal para este circuito.

4. Circuito de Aplicación

4.1. Introducción