Instituto Tecnológico de Buenos Aires

22.01 Teoría de Circuitos

Trabajo práctico N°2

Grupo 3

Mechoulam, Alan	58438
Lambertucci, Guido Enrique	58009
Rodriguez Turco, Martín Sebastian	56629
Londero Bonaparte, Tomás Guillermo	58150
Galdeman, Agustín	59827

Profesores
Jacoby, Daniel Andrés
Belaustegui Goitia, Carlos
Iribarren, Rodrigo Iñaki

Presentado: ??/??/19

1. Introducción

2. Comportamiento de Amplificadores Operacionales

[a4paper]article [utf8]inputenc [spanish, es-tabla]babel
amsmath amsfonts amssymb
float graphicx caption subcaption
multirow
array
[american]circuitikz
fancyhdr
units

3. Comportamiento de Amiplificadores Operacionales.

3.1. Introducción

En el presente punto se analizarán las limitaciones del amplificador operacional **LM324** en las configuraciones inversora y no inversora.

Un amplificador operacional es un dispositivo electronico el cual dependiendo de la tension de entrada fija una tensión de salida. El cual se puede modelar de la siguiente forma:

Figura 1: Modelo básico del amplificador operacional.

donde típicamente $R_{in} \approx \infty$ y $R_{Out} \approx 0$

3.1.1. Modelo Ideal

En el modelo ideal realimentado las hipotesis con las que se trabaja es que:

$$V^+ = V^- \tag{1}$$

$$V_{Out} \underset{A_{Vol}\to\infty}{=} A_{Vol} \cdot (V^+ - V^-) \tag{2}$$

$$R_{in} = \infty \,;\, R_{Out} = 0 \tag{3}$$

3.1.2. Modelo A_{Vol} finito

Para este modelo se le agregan idealidades al modelo anterior.

$$V_{Out} = A_{Vol} \cdot (V^+ - V^-) \tag{4}$$

Si bien la realimentacion negativa intentará hacer que la diferencia entre $V^+ y V^-$ sea 0 no es algo que se va a asumir en este modelo.

3.1.3. Modelo Polo dominante

Este modelo es el mas cercano a la realidad que trataremos, los amplificadores operacionales poseen un polo dominante, el cual está diseñado adrede para cubrir algunos problemas que surgen al trabajar con mayores frecuencias. Los amplificadores operacionales tienen una serie de polos debido a capacidades paracitas propias de la construccion, el polo dominante es introducido para evitar que estos polos des-estabilicen el circuito al introducir una inversión en el lazo de realimentación

Figura 2: Modelo polo dominante.

El polo dominante soluciona estos problemas de establidad.Tambien define un Ancho de banda con el cual se puede trabajar; comunmente el dato con el

que se trabaja es el GBP (Gain Bandwidth Product) el cual sigue la siguiente relación:

$$GBP = A_{Vol} \cdot \omega' \tag{5}$$

Donde ω' es la frecuencia del polo dominante a lazo abierto. Tambien se cumple que

$$GBP = \omega \cdot G \tag{6}$$

Donde ω es la frecuencia de corte del circuito en el que este aplicado y G la ganancia del mismo.

3.2. Configuración inversora.

El circuito propuesto por la catedra el cual será trabajado es el siguiente:

Figura 3: Configuración inversora.

Para este punto se obtuvieron los siguientes datos de la hoja de datos del opamp:

Datos				
A_{vol}	MaxV_{in}	V_{cm}	Slew rate	GBW
100 k	32V	VCC-1.5	0.3 $\frac{V}{\mu s}$	1M

3.2.1. Calculo Analítico del Circuito.

Lo primero que se hizo fue utilizar el equivalente de thevenin.

Figura 4: Aplicacion teorema de Thevenin.

Luego de esta transformación es mas sencillo realizar los calculos analíticos. Teniendo en cuenta que

$$V_{Thevenin} = V_{in} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \; R_{Thevenin} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} \tag{7}$$

El cálculo se realizara para el caso generico y una ves terminado el desarrollo se tomaran las aproximaciones para los diversos escenarios pedidos.

$$V_{Out} = A_{Vol}(\omega) \cdot (V^+ - V^-) \tag{8}$$

$$V^+ = 0 \tag{9}$$

$$\frac{V_{Th} - V^-}{R_{Th}} = \frac{V^- - V_{Out}}{R_2} \tag{10}$$

Despejando para V_{Out} se llega a que:

$$V_{Out} = -V_{in} \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{\frac{R_2}{R_{Th}+R_2} \cdot A(\omega)}{1 + \frac{R_{Th}}{R_{Th}+R_2} \cdot A(\omega)} \tag{11}$$

Teniendo en cuenta que la transferencia será $H(s) = \frac{V_{Out}}{V_{in}}$.
Para el caso de $A_{Vol} = \infty$ simplemente bastará con tomar:

$$\lim_{A_{Vol} \to \infty} - \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{\frac{R_2}{R_{Th}+R_2} \cdot A(\omega)}{1 + \frac{R_{Th}}{R_{Th}+R_2} \cdot A(\omega)} = -\frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_2}{R_{Th}} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{12}$$

Para el caso de A_{Vol} finito solamente se reescribira la ecuación **??**.

$$H(s) = -\frac{R_2 \cdot A_{Vol}}{R_1 \cdot R_3 + R_1 \cdot R_3 \cdot A_{Vol} + R_2 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_1} \tag{13}$$

Finalmente el caso el cual incluye el polo dominante bastará con tomar

$$A_{Vol}(\omega) = A_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'}} \tag{14}$$

Donde ω' es la frecuencia del polo dominante.
Utilizando las ecuaciones (**??**) y (**??**) Se llega a la expresión:

$$H(s) = -\frac{A_0 R_2 R_3}{A_0 R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega' \cdot \frac{A_0 R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}}} \tag{15}$$

De la ecuación **??** se obtiene la frecuencia de corte del sistema.

$$f_c = \frac{\omega'}{2\pi} \cdot \frac{A_0 R_1 R_3 + R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3} \tag{16}$$

Teniendo en cuenta que

$$\omega' = \frac{GBW}{A_0} = 10Hz \tag{17}$$

Para nuestro grupo los valores de resistencias fueron los del siguiente cuadro:

Caso:	**1**	**2**	**3**
$R_1 = R_3$	7k5	7k5	75k
R_2	75k	7k5	7k5
R_4	30k	30k	300k

Para lo cual se calculó la ganancia para el caso de A_{Vol} finito e infinito y la frecuencia de corte del sistema para el caso de $A(\omega)$

Caso	**1**	**2**	**3**
$H(s)_\infty$	10	1	0.1
$H(s)_{Finito}$	9.9998	0.9999	0.0999
f_c	47.62KHz	333.34KHz	833.34

Luego se procedió a realizar los graficos de $A_{Vol(\omega)}$ para cada uno de los 3 casos.

Figura 5: $A_{Vol(\omega)}$ Caso 1.

Figura 6: $A_{Vol(\omega)}$ Caso 2.

Figura 7: $A_{Vol(\omega)}$ Caso 3.

Se puede apreciar que cuanto mas baja la ganancia mayor será el ancho de banda y que a partir de la frecuencia de corte cada sistema el opamp comienza a atenuar. El error de utilizar el caso de A_{Vol} ideal en vez del caso con polo dominante se calculo como:

$$Error = \frac{|A_{Vol}(\omega) - A_{Vol-Ideal}|}{A_{Vol}(\omega)} \tag{18}$$

Obteniendo los siguientes gráficos.

Figura 8: Error relativo por aproximar Caso 1.

Figura 9: Error relativo por aproximar Caso 2.

Figura 10: Error relativo por aproximar Caso 3.

de aqui se puede concluir que utilizar la aproximación ideal se puede utilizar siempre que se tengan en cuenta el error que uno este dispuesto a aceptar.

3.2.2. Impedancia de entrada.

Para calcular la impedancia de entrada de los tres casos a trabajar se seguirá la misma idea de la primer parte.

$$\frac{V_{Th} - V^-}{R_{Th}} = I_{in} \tag{19}$$

Utilizando las ecuaciones (**??**), (**??**), (**??**) y (**??**)

Se puede llegar a la siguiente expresión:

$$Z_{in}(s) = \frac{1 + \frac{s}{2\pi f_c}}{(1 + \frac{s}{2\pi f_c}) \cdot \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{(\frac{R_{Th}}{R_2}+1) \cdot R_1} \right) + \frac{G_0}{R_{Th}+R_2}} \textbf{TENGO QUE REHACER ESTA CUENTA} \tag{20}$$

Tambien se puede observar en la ecuación (**??**) que si A_{Vol} es infinito.

$$V^- = V^+ = 0 \implies Z_{in} = R_1 \tag{21}$$

Luego se realizaron mediciones de la impedancia de entrada y se compararon con simulaciones realizadas en **LTSpice** y el calculo analítico.

Figura 11: Impedancia de entrada Caso 1.

Figura 12: Impedancia de entrada Caso 2.

Figura 13: Impedancia de entrada Caso 3.

3.2.3. Máximos valores de entrada.

El máximo valor de entrada a partir del cual el Opamp satura estará definido por diversas variables, siendo algunas de ellas la amplitud de entrada de la señal, la ganancia del sistema y la frecuencia de entrada.

Para buscar estos valores nos centraremos en los 3 casos a analizar. Asu-

miendo el opamp con ganancia ideal y sabiendo que:

$$V_{Out} = H(s) \cdot V_{in} \tag{22}$$

El máximo valor de V_{in} quedará definido por la tensión de saturación del opamp. Que para el **LM324** es VCC-1.5 lo cual para nuestro caso será 13.5V[1] Luego utilizando esta relación se realizó el siguiente cuadro para las distintas ganancias que utilizaremos[2].

Caso:	**1**	**2**	**3**
Ganancia ideal	10	1	0.1
V_{in-Max}	1.35	13.5	32

Luego se graficó la maxima tension de entrada en funcion de la ganancia:

Figura 14: Maxima tensión de entrada en funcion de la Ganancia.

Tambien se analizó la máxima amplitud de entrada en funcion de la frecuencia tal que no haya slew-rate [3] ni saturación. La cual puede ser apreciada en el siguiente gráfico:

[1] Esta información fue extraida de la hoja de datos

[2] Para el caso 3 si bien matemáticamente la máxima V_{in} es 135V en la hoja de datos nos informa que el máximo que soporta el dispositivo sin quemarse es de 32V

[3] el cual es un efecto que se detallará luego en su propia sección

Figura 15: Maxima tensión de entrada sin saturación ni slew-rate.

3.2.4. Principales Caracteristicas.

En el caso que R_3 sea igual a 0 a la salida del opamp deberia haber 0V, esto no es la realidad dado a que existe una tensión de offset la cual será analizada en la seccion 3 de este informe. El proposito de R_4 a primera vista no es evidente dado que la transferencia es independiente de ella, pero observando que existe una corriente máxima[4] que puede aportar el opamp se llego a que el proposito de R_4 es limitar la corriente por lo tanto su valor debe ser $R_4 > \frac{V_{Out}}{I_{Max}}$

3.2.5. DC-Sweep.

Se realizó un barrido entre -VCC y VCC utilizando un generador de funciones con una rampa y un circuito inversor para llegar a la tension de salida necesitada dado a que el generador de funciones solo puede entregar 20Vpp. El comportamiento del opamp no es lineal para todo el rango de entradas, su comportamiento lineal se puede observar unicamente en el rango entre -Vsat y Vsat, tenienod tensiones de entrada máxima para cada caso las que se observan en la tabla (**??**) Se registraron las siguientes mediciones:

[4]Obteniendo el valor de la datasheet se sabe que $I_{Max} = 20mA$

Figura 16: DC-sweep Caso 1.

Se puede observar en este caso como el opamp satura a partir de una rension mayor a 1.35 Volts como se predijo en le punto (a)

Figura 17: DC-sweep Caso 2.

En esta figura se ve como el comportamiento del opamp es lineal en la mayoria del espectro expeto en las puntas donde alli lo deja de ser como fue predicho en el punto (a) a unos $\approx$ 13.5 V

3.2.6. Slew-Rate.

El slew-rate esta definido como la máxima variación temporal de la salida del opamp. El slew-Rate depende de 3 parametros siendo estos la frecuencia, la amplitud y la ganancia; esto siendo para una senoidal, pero dado que se puede desdcribir cualquier señal como una combinación lineal de senos se puede decir que el slewrate de una señal arbitraria tambien dependerá de estos parametros. Si se le demanda a l opamp una tasa de cambio mayor a la soportada por le SR procedera a distorcionar la señal.

$$SR = Max\left(\frac{\partial V_{Out}}{\partial t}\right) \tag{23}$$

Utilizando una entrada senoidal de la forma.

$$V_{in} = A \cdot \sin(\omega t)$$

$$SR = Max\left(\frac{\partial(G \cdot A \cdot \sin(\omega t))}{\partial t}\right) = A \cdot \omega \cdot G \tag{24}$$

A partir de la expresión (**??**) se llega a una relacion que debe cumplir la señal de entrada para no presentar efectos de slew-rate. Esta limitacion tiene un grado de libertad, por lo tanto se puede elegir un parametro fijo y regular el otro, por ejemplo fijando la frecuencia de entrada se debera cumplir que:

$$V_{in} \leq \frac{SR}{G \cdot \omega_0} \tag{25}$$

Se midió el Slew-Rate utilizando como entrada una senoidal obteniendo la siguiente medición:

Figura 18: Medición Slew-Rate.

De aqui utilizando la ecuación (**??**) se obtiene que:

$$SR \approx 0{,}38 \frac{V}{\mu s} \tag{26}$$

lo cual concuerda con lo provisto por el fabricante de la tabla (**??**)

3.2.7. Respuesta en frecuencia.

Se midió la respuesta en frecuencia de la configuración en los diversos casos y se grafico junto a simulaciones hechas en spice y el calculo teórico.

Figura 19: Diagrama de Bode Amplitud Caso 1.

Figura 20: Diagrama de Bode fase Caso 1.

Figura 21: Diagrama de Bode Amplitud Caso 2.

Figura 22: Diagrama de Bode fase Caso 2.

Figura 23: Diagrama de Bode Amplitud Caso 3.

Figura 24: Diagrama de Bode fase Caso 3.

3.2.8. Concluciones.

3.3. Configuración No-inversora.