

# Análisis y diseño de un OTA CMOS y su aplicación en filtros de primer y segundo orden

**F. Renato Campana Valderrama\***  
**Manuel Márquez Marrou\*\***

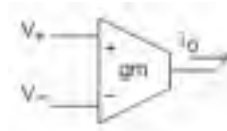
**Resumen:** Se describe el proceso de análisis y diseño de un Amplificador Operacional de Transconductancia OTA simétrico en tecnología CMOS. Asimismo se presentan las simulaciones obtenidas; se describe una aplicación de este OTA en filtros de primer y segundo orden, así como las respectivas simulaciones de estos filtros.

**Abstract:** It describes the CMOS operational transconductance amplifier OTA analysis and design process. It exposes the simulation process of this OTA. It present an application of this OTA in first and second order filters, and it shows the simulations of these filters.

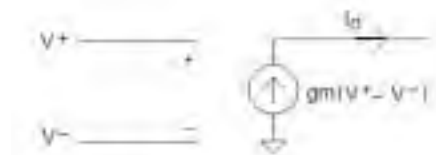
## Introducción

El objetivo de este artículo es mostrar el análisis y diseño de un amplificador operacional de transconductancia OTA en tecnología CMOS, así como su aplicación para el diseño de filtros de primer y segundo orden.

Un amplificador OTA significa que el voltaje de entrada controla una corriente de salida. En la figura 1a y 1b se muestra el símbolo del OTA y su circuito equivalente ideal respectivamente.



**Figura 1a:** Símbolo del OTA.



**Figura 1b:** Circuito equivalente ideal.

Donde

$$I_o = gm(V^+ - V^-) \quad \dots (1)$$

$I_o$ : Corriente de salida.

$gm$ : Transconductancia.

\* *Ingeniero electrónico URP.*

\*\* *Ing. Mecánico-Eléctrico, docente URP.*

En este artículo se diseña un OTA simétrico, entre las características destacables de este OTA simétrico tenemos:

- Su ganancia es mucho más baja que el CMOS OPAM de dos etapas, aspectos que se exponen con más detalle en la referencia [3], pero resaltamos lo siguiente:
- Tiene un sólo polo dominante, determinado por la capacitancia de carga  $C_L$ .
- No necesita compensación.
- Diseño relativamente fácil.
- Ya que los OTAs de estructura básica sólo usan transistores y condensadores, estos diseños se convierten en una alternativa «atractiva» para la integración en ICs.

A continuación, en la siguiente sección se procederá a analizar y derivar las relaciones de diseño para este OTA simétrico; asimismo, se diseñará un OTA para un slew rate  $S_r$  y un ancho de banda a ganancia unitaria  $F_O$  dado.

### Análisis y diseño de un OTA simétrico

En la figura 2 se muestra el circuito esquemático de un OTA simétrico.

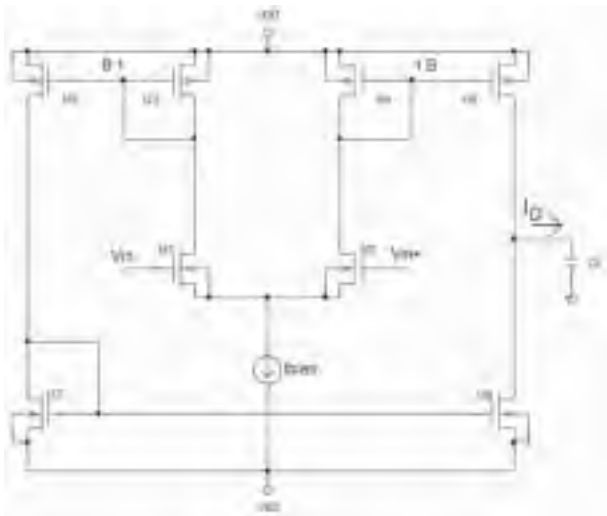


Figura 2. Circuito esquemático de un OTA simétrico.

Este OTA consta de un amplificador diferencial, conformado por los transistores  $M_1$  y  $M_2$ . Una carga activa, dada por los transistores  $M_3$  y  $M_4$ . Los transistores  $M_5$  y  $M_6$ , es donde se reflejará la corriente que  $M_3$  y  $M_4$  copiaron del diferencial de entrada.  $M_7$  y  $M_8$  es un espejo de corriente.

El punto de más alta impedancia se encuentra ubicado a la salida, en la unión de los drenadores  $M_6$  y  $M_8$ .  $C_L$  es

la capacitancia de carga del OTA y B es el factor de «reflejo» del espejo de corriente  $M_3$ - $M_5$ .  $I_{BIAS}$  es la corriente de polarización del par diferencial y de todo el circuito.

Haciendo un análisis relativamente simple al circuito de la figura 2, encontramos las siguientes relaciones de diseño:

#### Ganancia de la primera etapa

$$A_{v1} = \frac{gm_1}{gm_3} \quad (2)$$

#### Ganancia a la salida

$$A_{vo} = B \frac{gm1}{(g_{o6} + g_{o8})} \quad (3)$$

$$B = \frac{gm_3}{gm_5} \quad (4)$$

#### Ancho de banda a ganancia unitaria

$$GWB = f_o = \frac{gm1}{2\pi C_L} \quad (5)$$

#### Slew rate

$$S_r = \frac{I_{BIAS}}{C_L} \quad (6)$$

$$de : I_{D5} = I_{D7},$$

en saturación, tenemos:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_7 = \left(\frac{W}{L}\right)_8 = \left(\frac{\mu_p}{\mu_n}\right) \left(\frac{W}{L}\right)_5 \quad (7)$$

Donde  $\mu_p$  y  $\mu_n$  son las movilidades de los huecos y electrones respectivamente.

Y recordando que:

$$\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{gm^2}{2I_D K} \quad (8)$$

De las fórmulas (2.1) y (2.3), se tiene que:

$$A_{V1} = \frac{gm_1}{gm_3} = 3-5,$$

para un buen compromiso entre ruido y slew rate [1].

$$B = \frac{gm_3}{gm_5} = 1-3,$$

con B máximo se mejora el slew rate [1].

Con estas relaciones de diseño, procederemos a diseñar un OTA simétrico; asimismo se mostrarán las simulaciones obtenidas, destacando su ganancia a lazo abierto, fase y rango lineal de entrada.

## Diseño de un OTA simétrico

Supongamos que queremos diseñar un OTA con las siguientes especificaciones:

$$GWB = F_O \leq 2\text{MHz.}$$

$$S_R = 2\text{V/uS.}$$

$$C_L = 10\text{pF.}$$

Y tenemos que:

$$V_{DD} = V_{SS} = 2.5\text{v, } V_{tn} = 0.86\text{v, } V_{tp} = -0.9\text{v.}$$

$$\lambda_N = 0.02, \lambda_P = 0.05,$$

$$\mu_N = 216.28\text{cm}^2/\text{V} - \text{S}, \mu_P = 596.7\text{cm}^2/\text{V} - \text{S}$$

Comenzamos con la ecuación (2.1):

$$f_o = \frac{gm_1}{2\pi C_L}, \text{ entonces:}$$

$$gm_1 = (2\pi C_L) f_o = 125.7\text{uA/V}$$

Del slew rate, tenemos que  $I_{BIAS} = 20\text{uA}$ .

Con  $gm_1$  y (2.7) tenemos:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2} = 15$$

Elegimos  $Av_1 = 3$ , entonces de (2.1):

$$gm_3 = \frac{gm_1}{3} = 41.9\text{uA/V.}$$

Con  $gm_3$  y de (2.7), tenemos:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_3 = \left(\frac{W}{L}\right)_4 = 5$$

Elegimos  $B = 1$ , y de (2.3), se tiene que:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{3,4} = \left(\frac{W}{L}\right)_{5,6} = 5$$

Ahora, de (2.6) tenemos:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{7,8} = \left(\frac{\mu_P}{\mu_N}\right) \left(\frac{W}{L}\right)_{5,6} = 2$$

La ganancia esperada, de nuestros cálculos hallados y de la fórmula (2.2) será 45.08 dB.

En la siguiente tabla se muestran el resumen de las relaciones geométricas obtenidas para este OTA, eligiendo un  $L = 10\text{um}$ .

$\left(\frac{W}{L}\right)_{1,2}$	$\left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}$	$\left(\frac{W}{L}\right)_{5,6}$	$\left(\frac{W}{L}\right)_{7,8}$
$\left(\frac{150}{10}\right)$	$\left(\frac{50}{10}\right)$	$\left(\frac{50}{10}\right)$	$\left(\frac{20}{10}\right)$

A continuación, procederemos a caracterizar este OTA simétrico.

## Caracterización del OTA

En esta sección se presenta las simulaciones que se hicieron en PSPICE, para la ganancia a lazo abierto, fase y rango lineal de entrada.

Las mediciones se tomaron con nuestro OTA conectado en diferentes configuraciones.

### Ganancia y fase

Habiendo hallado el offset de entrada, se procedió a simular la ganancia a lazo abierto y fase. La configuración usada para medir la ganancia a lazo abierto se muestra en la figura 3. En las figuras 4 y 5 se muestran el diagrama de Bode de la ganancia y la fase, respectivamente. La ganancia que se obtuvo fue de 42.5 dB,  $F_{3dB} = 16\text{KHz}$ ,  $F_0 = 2\text{Mhz}$ .

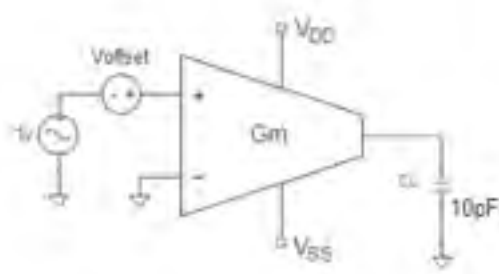


Figura 3: Circuito usado para medir la ganancia y fase a lazo abierto.

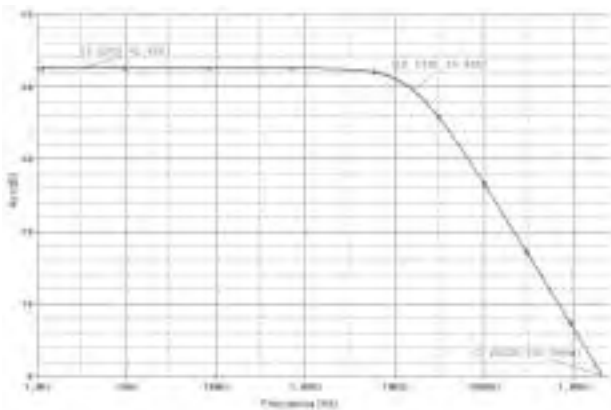


Figura 4: Ganancia a lazo abierto.

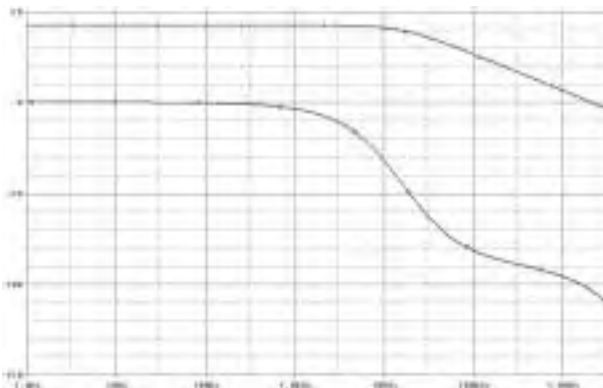


Figura 5: Diagrama de ganancia y fase.

**Rango lineal de entrada**

En la figura 6 se muestra la configuración usada para medir el rango lineal, así como, en la figura 7 se muestra la simulación realizada de este circuito.

Cabe resaltar, que tenemos más de 100mV de rango lineal de entrada aproximadamente.

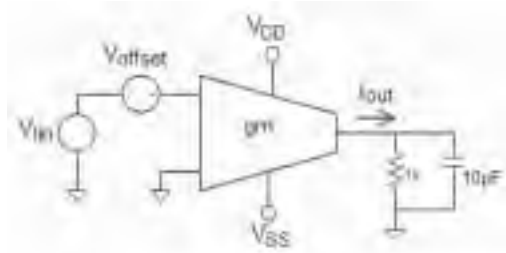


Figura 6: Circuito usado para medir en rango lineal de entrada.

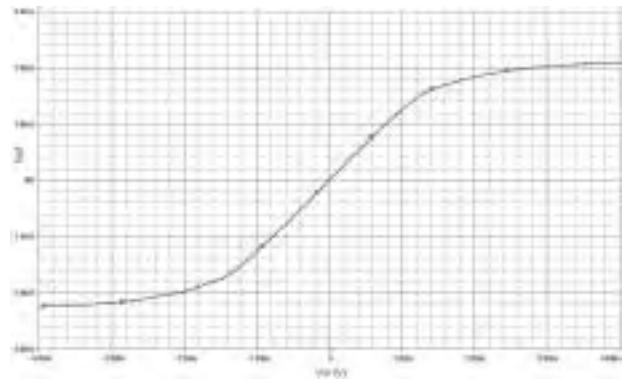


Figura 7: Rango lineal de entrada.

**Aplicación del OTA diseñado a filtros de primer orden**

Los filtros de primer orden pueden ser fácilmente construidos usando OTAs.

En esta sección se procederá a aplicar nuestro OTA diseñado a filtros activos de primer orden.

Para estas aplicaciones se diseñaron filtros pasa bajo y pasa banda con ganancia fija en DC y polo ajustable.

**Filtro pasa bajo**

El filtro pasa bajo elegido será el mostrado en la figura 8.

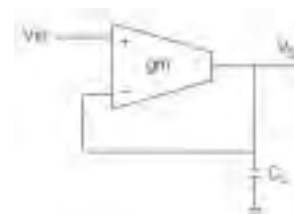


Figura 8: Filtro pasa bajo.

Que, después de un breve análisis, llegamos a que su función de transferencia esta dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{gm}{SC + gm} = \frac{1}{1 + SC/gm} \quad (9)$$

Donde su frecuencia de corte esta dada por:

$$f_{-3dB} = \frac{gm}{2\pi C} \quad (10)$$

Ya que nuestro OTA diseñado tiene un  $GM = 125.7\mu A/V$ , y escogiendo un valor de  $C=400\text{pF}$ , y también  $C=500\text{pF}$  obtendremos frecuencias de corte iguales a:

$$f_{-3dB} = 50\text{KHz y } 40\text{KHz respectivamente.}$$

A continuación, se muestra la simulación hecha para este filtro, con las dos capacitancias escogidas.

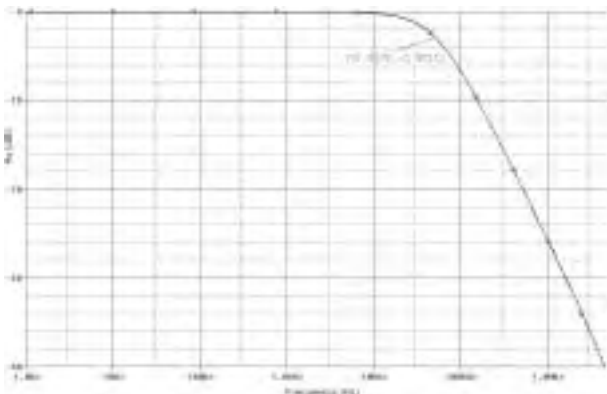


Figura 9: Simulación del filtro pasa bajo con  $C=400\text{pF}$ .

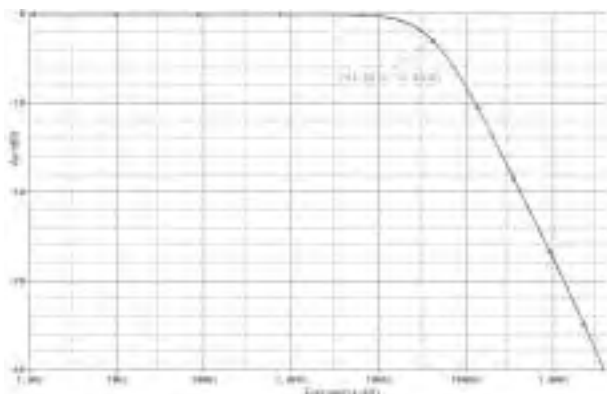


Figura 10: Simulación del filtro pasa bajo con  $C=500\text{pF}$ .

A continuación, se muestra una tabla comparativa de los valores calculados teóricamente, y los valores hallados experimentalmente.

Condensador	$F_{3dB}$ Teórica	$F_{3dB}$ Simulada
400pF	50KHz	51.5KHz
500pF	40KHz	41.08KHz

## Filtro pasa alto

El filtro pasa bajo elegido será el mostrado en la figura 10.

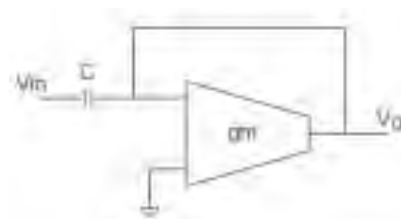


Figura 11: Filtro pasa alto.

Que, después de un breve análisis, llegamos a que su función de transferencia esta dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{SC}{SC + gm} = \frac{1}{1 + gm/SC} \quad (11)$$

Donde su frecuencia de corte esta dada por:

$$f_{-3dB} = \frac{gm}{2\pi C} \quad (12)$$

Ya que nuestro OTA diseñado tiene un  $GM= 125.7\mu A/V$ , escogemos los mismos valores de capacitancias que en el filtro pasa bajo,  $C=400\text{pF}$  y  $C=500\text{pF}$ ; con estos valores, obtendremos frecuencias de corte iguales a:

$$f_{-3dB} = 50\text{KHz y } 40\text{KHz}$$

Respectivamente.

A continuación, se muestra la simulación hecha para este filtro con las dos capacitancias escogidas.

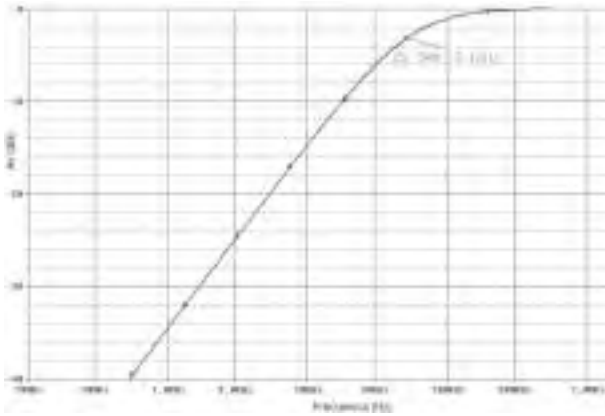


Figura 12: Simulación del filtro pasa alto con C=400pF.

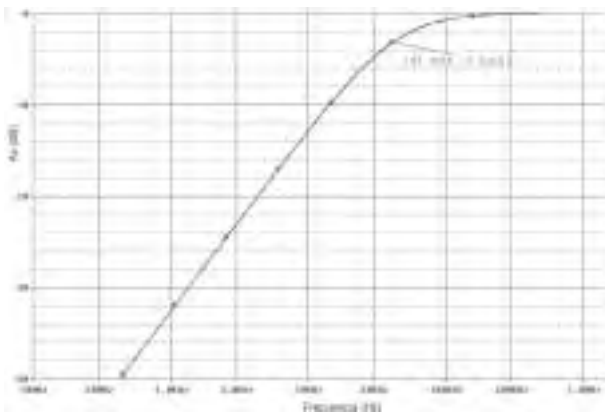


Figura 13: Simulación del filtro pasa alto con C=500pF.

A continuación, se muestra una tabla comparativa de los valores calculados teóricamente, y los valores hallados experimentalmente.

Condensador	F <sub>3dB</sub> Teórica	F <sub>3dB</sub> Simulada
400pF	50Khz	51.4Khz
500pF	40Khz	41.5Khz

### Aplicación del OTA diseñado a filtros de segundo orden

En la siguiente figura se muestra un filtro de segundo orden, con tres terminales de control por voltaje. Esta estructura, será la elegida para aplicar nuestro OTA a este filtro de segundo orden.

Dependiendo de cual de los 2 de los 3 terminales se pongan a tierra, se podrá realizar un filtro pasa banda, pasa alto o ninguno.

Cada uno de estos filtros tiene una frecuencia crítica o central, la cual puede establecerse variando la transconductancia GM de los OTAs en el circuito.

Estos filtros son llamados filtros a frecuencia ajustable, con Q constante, ya que se fija el valor de Q, mientras que las frecuencias críticas se pueden cambiar variando Gm.

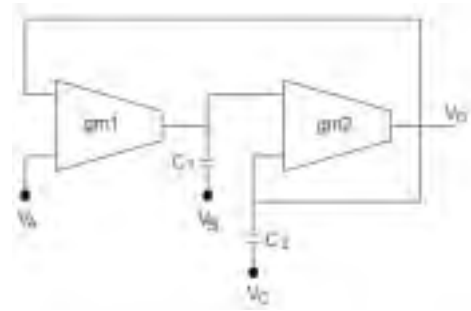


Figura 14: Estructura del filtro de segundo orden.

Haciendo un análisis del circuito de la figura 11, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$V_o(S) = \frac{S^2 C_1 C_2 V_C + S C_1 g m_2 V_B + g m_1 g m_2 V_A}{S^2 C_1 C_2 + S C_1 g m_2 + g m_1 g m_2} \quad (13)$$

Y si, V<sub>in</sub>=V<sub>A</sub>; V<sub>B</sub> y V<sub>C</sub> a tierra, y con gm1 = gm2 = gm, de la forma general tendremos:

$$\frac{V_o(S)}{V_A(S)} = \frac{V_o(S)}{V_{IN}(S)} = \frac{W_o^2}{S^2 + S(W_o/Q) + W_o} \quad (14)$$

Donde:

$$f_o = \frac{gm}{2\pi\sqrt{C_1 C_2}} \quad (15)$$

y con

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (16)$$

Si, V<sub>in</sub>=V<sub>B</sub>; V<sub>A</sub> y V<sub>C</sub> a tierra: Filtro pasa banda.

Si, V<sub>in</sub>=V<sub>C</sub>; V<sub>A</sub> y V<sub>B</sub> a tierra: Filtro pasa alto.

Si, V<sub>in</sub>=V<sub>C</sub>=V<sub>A</sub>; V<sub>B</sub> a tierra: ninguno.

A continuación, con las fórmulas obtenidas para el filtro de segundo orden, procederemos a diseñar un filtro pasa banda con nuestro OTA diseñado.

### Diseño de un filtro pasa banda de segundo orden

De lo visto anteriormente, y con V<sub>in</sub>=V<sub>B</sub>; V<sub>A</sub> y V<sub>C</sub> a tierra, obtendremos un filtro pasa banda. El circuito de la figura 14 quedará:

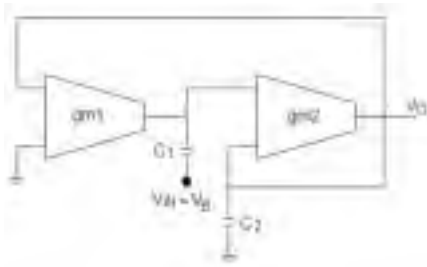


Figura 15: Filtro pasa banda de segundo orden.

Si elegimos  $C_1 = C_2 = 500\text{pF}$  y de nuestro OTA diseñado con un  $GM = 125.7 \mu\text{A/V}$ , y según la fórmula (6.3), obtendremos una frecuencia central igual a 40 KHz.

En la figura 16 se muestra la simulación hecha para este primer filtro pasa banda.

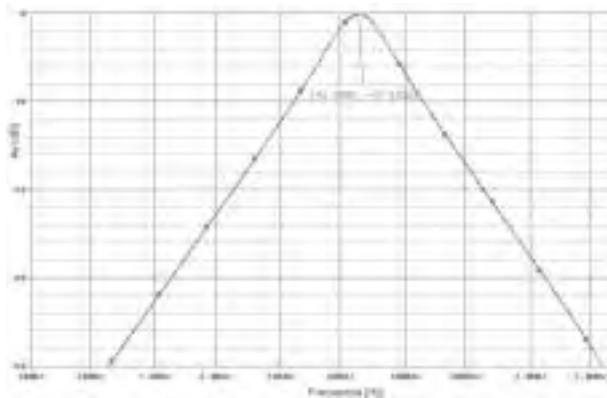


Figura 16: Simulación del primer filtro pasa banda diseñado.

Podemos también, hacer que  $C_1 = 600\text{pF}$  y  $C_2 = 500\text{pF}$ , lo cual variaría nuestra frecuencia central, reemplazando en la fórmula (6.3), obtendremos una frecuencia central de  $F_0 = 36.6 \text{ KHz}$ . En la figura 17 se muestra la simulación hecha para este segundo filtro pasabanda.

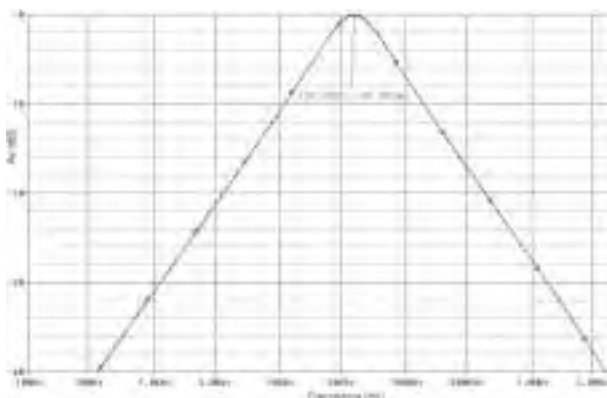


Figura 17: Simulación del segundo filtro pasa banda diseñado.

A continuación, se muestra una tabla comparativa de los valores calculados teóricamente, y los valores hallados experimentalmente.

C	$F_{3dB}$ Teórica	$F_{3dB}$ Simulada
$C_1 = 400\text{pF}$ $C_2 = 400\text{pF}$	40Khz	42Khz
$C_1 = 600\text{pF}$ $C_2 = 500\text{pF}$	36.6Khz	38.3Khz

## Conclusiones y observaciones

Mediante el presente artículo, se ha expuesto brevemente el análisis y diseño de un amplificador OTA simétrico.

Con este OTA diseñado, se procedió a caracterizar los resultados obtenidos, tales como la ganancia a lazo abierto, fase y rango lineal.

Se logró aplicar el OTA diseñado a las estructuras de filtros de primer y segundo orden abajo expuestas. Aquí resaltamos el uso del OTA simétrico, que, como dijimos líneas arriba, nos da un camino a una mejor integración en ICs, ya que en el diseño del OTA mismo y de los filtros, solo se usaron transistores y capacitores.

Consideramos que, mediante la técnica de análisis y diseño expuesta en la sección (2), podemos continuar aplicando el OTA diseñado a filtros de primer y segundo orden, que se exponen con más detalle en la referencia [2].

## Agradecimientos

A través de estas líneas quisiéramos agradecer al Ing. Dip. Gustavo Roselló Moreno y al Mg. Aldo Bravo Martínez por su constante apoyo y aporte de valiosas ideas para el presente trabajo.

## Referencias bibliográficas

- [1] K. LAKER y W. SANSEN, Design of Analog Integrated Circuits and Systems, McGraw-Hill, New York, 1994.
- [2] R. GEIGER y SANCHEZ-SINENCIO, Active Filters Design using Operational Transconductance Amplifier: a Tutorial, IEEE circuits and devices magazine, Vol.1, pp. 20-32, March 1985.
- [3] M. MARQUEZ Y R. CAMPANA, Proyecto de Diseño de un Amplificador Operacional CMOS, pp.E-16—E-22 PERFILES DE INGENIERIA Año 12 N° 9 Diciembre 2007.