

SIMULACION DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES NOIDEALES Y APLICACIONES +

E. Sánchez-Sinencio y E. de la Rosa Laris

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Apdo. Postal 51. Puebla, Pue. México

(recibio 16 de mayo, 1977)

ABSTRACT

Simulation in the frequency domain, of nonideal operational amplifiers imbedded in any network topology is presented. The basic merit is that there is not need of analytic solutions involving many approximations. Some examples are discussed in detail, including the sensitivity of the gain and impedances with respect to the parameters of the network.

RESUMEN

Es presentada la simulación, en el dominio de la frecuencia, de amplificadores operacionales reales conectados en cualquier topología arbitraria. Los méritos sobresalientes de este enfoque es que no hay necesidad de derivar soluciones analíticas involucrando muchas aproximaciones. Varios ejemplos son discutidos en detalle, incluyendo el cálculo de sensibilidades de la ganancia e impedancias con respecto a los parámetros de la red.

I. INTRODUCCION

Generalmente, el amplificador operacional (AO) se considera como una fuente ideal de voltaje controlada por voltaje. Algunas de las características del AO ideal son:

- i) Impedancia de entrada infinita.
- ii) Impedancia de salida cero.
- iii) Ganancia en voltaje (lazo abierto), infinita e independiente de la frecuencia.
- iv) La relación de rechazo en modo común (CMRR) infinita.

+ Parte de este trabajo fué presentado en la Conferencia Internacional sobre Investigación y Desarrollo de la Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Julio 1976, MEXICO.

Usualmente se obtienen expresiones analíticas⁽¹⁾ de redes que contienen AOs ideales, pero ya en laboratorio se detectan marcadas diferencias entre las expresiones analíticas aproximadas a los resultados experimentales. Eso se debe esencialmente a que las características reales del AO son impedancias de entrada y salida finita y diferente de cero, respectivamente. La ganancia en voltaje así como la relación de rechazó en modo común, son finitas y dependientes de la frecuencia.

Ahora bien, si todos los factores reales se consideran, en la mayoría de los casos, el análisis matemático de tales redes es extremadamente complicado. Lo que proponemos en este artículo es una alternativa para predecir con precisión el comportamiento en el dominio de la frecuencia de AOs conectados en cualquier topología. El método consiste básicamente en modelar adecuadamente el AO, esto es; obtener un circuito equivalente basado en sus propiedades físicas. Una vez modelado el AO se analiza toda la red que contiene los AOs, con ayuda de computadora. Esto involucra el formar una ecuación del tipo $A\tilde{x} = \tilde{b}$, donde \tilde{x} y \tilde{b} representan los vectores desconocido y conocido respectivamente y A representa la red analizada. En nuestro caso particular hemos usado ecuaciones de nodos, donde \tilde{x} es el vector de voltaje de nodos \tilde{v} , \tilde{b} es vector de corrientes de excitación \tilde{I} y A es la matriz de admitancias Y . $\tilde{x} = A^{-1}\tilde{b}$ se obtiene por descomposición de A en una matriz superior U y otra inferior L .

Además del análisis, este programa⁽²⁾ es capaz de obtener las variaciones en sus respuestas (p. ej. voltaje de salida, impedancias de entrada y salida) con respecto a las variaciones de los parámetros del circuito, estas sensibilidades son obtenidas usando el método de la red adjunta.

Un modelo⁽³⁾ de un AO en el dominio de la frecuencia es descrito en la sección II. Una breve descripción de una técnica novel para medir indirectamente la ganancia de lazo abierto de un AO en C.D., A_o , así como la determinación de su polo dominante son discutidos en la sección III.

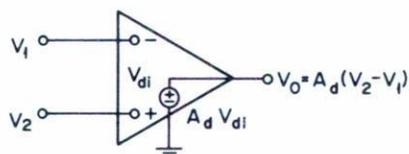
En la sección IV, la utilidad de este método se ilustra con el análisis detallado de un AO en los modos inversor y noinversor. Un diseño de un filtro activo en una aplicación particular de estos AOs es discutido en la sección V.

Los resultados experimentales y conclusiones son presentados en la sección VI.

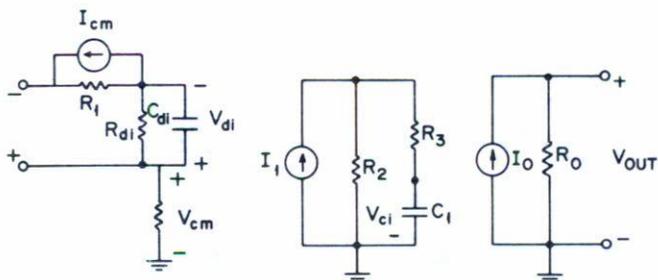
II. MODELO DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Una forma directa de analizar un circuito integrado (C.I.) de un AO es sencillamente reemplazando cada transistor por su modelo, p. ej. PI-híbrido. Aunque es posible hacerlo, requiere una memoria de computadora de gran tamaño así como un tiempo grande de computación y métodos muy eficientes de análisis. Este problema se puede aliviar usando macromodelos⁽⁴⁾. El modelo⁽³⁾ aquí discutido, incluye: impedancia de entrada finita y de salida mayor que cero, la ganancia en voltaje y CMRR finitas. Todos los parámetros antes mencionados son dependientes de la frecuencia. El modelo, mostrado en la Figura 1, es caracterizado por un polo dominante de primer orden, haciendo así la ganancia dependiente de la frecuencia.

En la Tabla I se muestra los valores de los parámetros del circuito equivalente del AO basados en las especificaciones del fabricante para un $\mu A741$.



a) IDEAL OPERATIONAL AMPLIFIER MODEL.



$$I_{cm} = g_{m1} V_{cm}, \quad I_1 = g_{m2} V_{di}, \quad I_0 = g_{m3} V_{ci}$$

b) NONIDEAL OPERATIONAL AMPLIFIER A. C. MODEL.

Fig. 1. Modelo del amplificador operacional.

TABLA I

Parámetros AO μ A741

$A_O = 2 \times 10^5$	$R_O = 75 \text{ OHMS}$
$C_{di} = 1.4 \times 10^{-12} \text{ F}$	$f_{3db} \approx 5.0 \text{ Hz}$
$R_{di} = 2 \times 10^6 \text{ OHMS}$	$R_1 = 10 \text{ OHMS}$
$R_{cm} = 2 \times 10^9 \text{ OHMS}$	$R_2 = 10 \text{ OHMS}$
$g_{m1} = 3.162 \times 10^{-6} \text{ MHOS}$	$R_3 = 4000 \text{ OHMS}$
$g_{m2} = 2 \times 10^4 \text{ MHOS}$	$g_{m3} = 1.333 \times 10^{-2}$
	CMRR = 31622

III. TECNICA DE MEDICION DE A_O Y SU POLO DOMINANTE

Uno de los problemas más a menudo encontrado es la falta de información verdadera acerca de las características de un AO. De hecho éstas varían aún de unidad a unidad. Además la medición de A_O y la frecuencia, f_{3db} , a la cual A_O decae 0.7071 de su valor generalmente son medidas a muy bajas frecuencias, dificultando así aún más las mediciones. La técnica que proponemos aquí involucra un filtro pasabanda⁽⁵⁾ y un seguidor unitario de voltaje, ilustrados en la Figura 2.

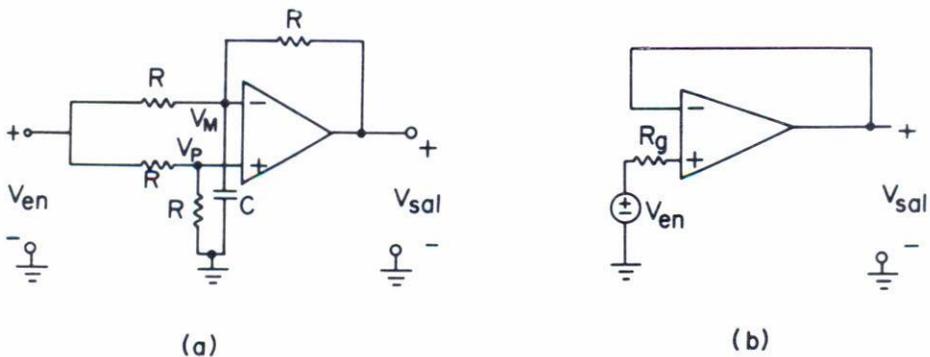


Fig. 2 (a) Filtro pasabanda

(b) Configuración de seguidor unitario.

Asumiendo que el AO tiene un polo dominante de ω_3 , su función de transferencia es caracterizada por

$$A(s) = \frac{A_O \omega_3}{s + \omega_3} = \frac{A_O}{1 + s\tau} \quad (1)$$

Donde $\tau = 1/2\pi f_{3db}$.

Entonces la función de transferencia del pasabanda dependiente de A_O y τ es

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{sA_O/2\tau}{s^2 + \frac{2\tau+RC}{\tau RC} s + \frac{A_O}{\tau RC}} \quad (2)$$

De (2) obtenemos que la ganancia y frecuencia resonante son

$$G_O = \frac{RC}{2\tau+RC} \frac{A_O}{2} \quad (3)$$

y

$$f_O = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{A_O}{RC} \right]^{1/2} \quad (4)$$

G_O y f_O son medibles en el laboratorio y de ahí son calculadas fácilmente A_O y τ . Con el objeto de garantizar las mediciones y los cálculos, un segundo circuito, seguidor unitario, es usado. Y cuya función de transferencia es:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} \cong \frac{1}{1 + s/(2\pi f_{3db} A_O)} \quad (5)$$

De esta última expresión (5) se puede observar que la ganancia decae 3db en $\hat{f}_{3db} = A_O f_{3db}$. Esta expresión nos permite comprobar nuestras mediciones.

IV. MODOS INVERSOR Y NOINVERSOR

Estos ejemplos fueron seleccionados básicamente para ilustrar las técnicas de análisis y simulación, aunque topologías más complicadas se han simulado exitosamente. Nuestro enfoque, en realidad difiere del presentado por Soundarajan y Ramakrishna⁽⁶⁾ puesto que el nuestro no involucra para nada expresiones analíticas particulares. Con el objeto de sumarizar nuestros resultados de estos ejemplos, se muestra la Tabla II. Las configuraciones se ilustran en la Figura 3.

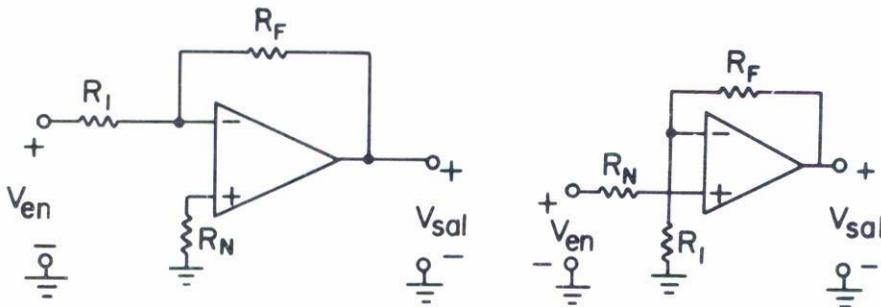


Fig. 3. (a) Configuración inversora (b) Configuración no inversora

Es importante notar que G_I tiene un polo en

$$\rho_I = - \left(1 + \frac{A_O}{1 - \alpha_I} \right) \omega_3 \quad (6)$$

y que G_N tiene un polo localizado en

$$\rho_N = - \left(1 + \frac{A_O}{\alpha_N} \right) \omega_3 \quad (7)$$

Por lo tanto para una misma ganancia ideal $|\alpha_I| = |\alpha_N| = \alpha$, el ancho de banda del modo inversor, AB_I , es menor que el del modo noinversor, AB_N , por una relación $\alpha/(\alpha+1)$. Así para el caso particular de $\alpha=1$ resulta $AB_N = 2AB_I$. Esto será discutido en más detalle en la sección VI. En la Tabla II se describen las expresiones de las sensibilidades de G_N , G_I , Z_{en_N} , Z_{en_I} y Z_S con respecto a R_I y R_F .

TABLA II

Características modos inversor y noinversor

	MODO INVERSOR	MODO NOINVERSOR
Ganancia en lazo cerrado	$G_I = \alpha_I \frac{A_O \beta \omega_3}{s + (1 + A_O \beta) \omega_3}$	$G_N = \alpha_N \frac{A_O \beta \omega_3}{s + (1 + A_O \beta) \omega_3}$
Impedancia de entrada	$Z_{enI} = R_I + \frac{R_F (s + \omega_3)}{s + (A_O + 1) \omega_3}$	$Z_{enN} = R_N + R_{di} \left(1 + \frac{A_O \beta \omega_3}{s + \omega_3}\right)$
Impedancia de salida	$Z_{sI} = \frac{R_O (s + \omega_3)}{s + \omega_3 (1 + A_O \beta)}$	$Z_{sN} = \frac{R_O (s + \omega_3)}{s + \omega_3 (1 + A_O \beta)}$
Ganancia ideal	$\alpha_I = - \frac{R_F}{R_I}$	$\alpha_N = \frac{R_F + R_I}{R_I} = \frac{1}{\beta}$

TABLA III

Sensibilidades

	VARIACION R_I	VARIACION R_F
G_N	$-R_F/R_I^2$	$1/R_I$
G_I	R_F/R_I^2	$-1/R_I$
Z_{enN}	$\frac{R_{di} A_O \omega_3}{s + \omega_3} \frac{R_F}{(R_I + R_F)^2}$	$\frac{-R_{di} A_O \omega_3}{s + \omega_3} \frac{R_I}{(R_I + R_F)^2}$
Z_{enI}	1.0	$\frac{s + \omega_3}{s + (A_O + 1) \omega_3}$
Z_{sI}, Z_{sN}	$\frac{\omega_3 A_O R_F R_O}{(R_F + R_I)^2} \frac{s + \omega_3}{s + \omega_3 (1 + A_O \beta)}$	$\frac{A_O R_I R_O}{(R_F + R_I)^2} \frac{s + \omega_3}{s + \omega_3 (1 + A_O \beta)}$

En la Tabla III las variaciones de G_N , G_I con respecto a R_I y R_F han sido aproximadas para visualizar mejor los resultados, el resto de las expresiones no tiene aproximaciones. Estos resultados serán comparados con los simulados en la sección VI.

V. APLICACION DE UN FILTRO ACTIVO EN UN CONTROL DE TEMPERATURA

En este ejemplo se diseña un filtro pasabanda empleado en un control de temperatura de un reactor. El problema consiste básicamente en medir y controlar la temperatura T de un reactor, T es aproximadamente 600°C . La solución de este problema de diseño se ilustra en la Figura 4. El preamplificador es necesario ya que el voltaje producido por el termopar es de unos cuantos milivolts. El voltaje obtenido del termopar es alternado por medio del interruptor S_1 y amplificado 250 veces por el preamp. El filtro activo pasabanda (PB) tiene su frecuencia central $f_0 = 11.5\text{Hz}$ con un corrimiento en fase de -210° , los interruptores S_1 y S_2 deben estar en fase por lo que se le agrega al PB un corrector de fase. Finalmente el integrador atenúa el rizo resultante de S_2 y alimenta el sistema digital de salida.

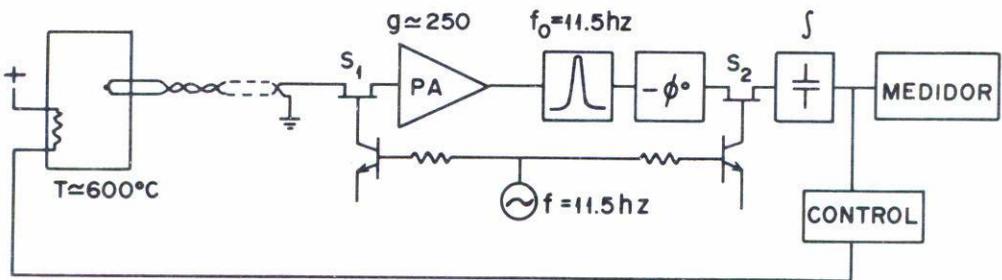


Fig. 4. Control de Temperatura

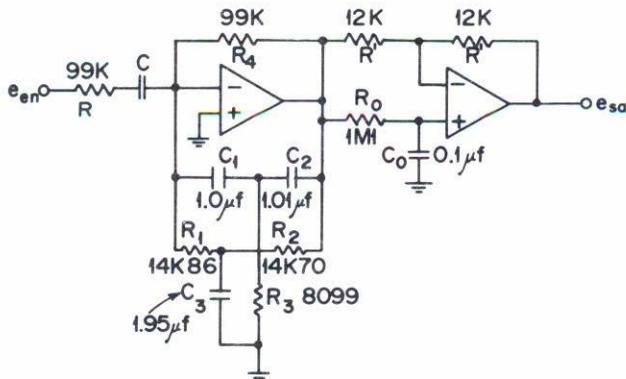


Fig. 5. Filtro pasabanda doble T y corrector de fase.

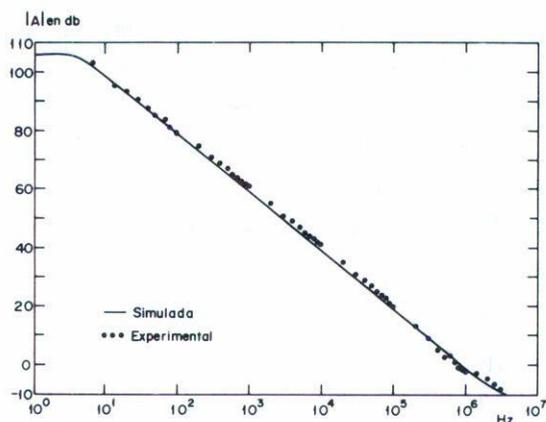


Fig. 6. Ganancia en circuito abierto del amplificador operacional tipo $\mu A741$.

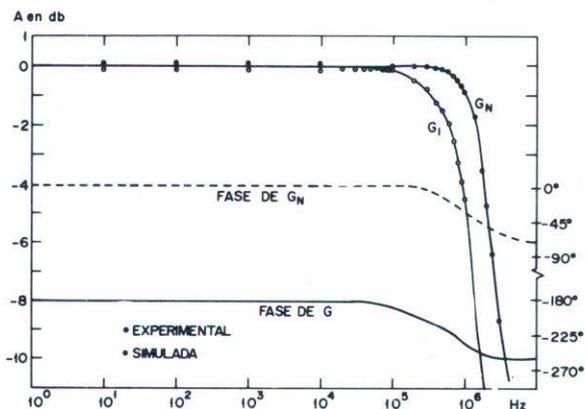


Fig. 7. Ancho de banda y cambio en fase para las configuraciones inversora y no inversora en función de la frecuencia.

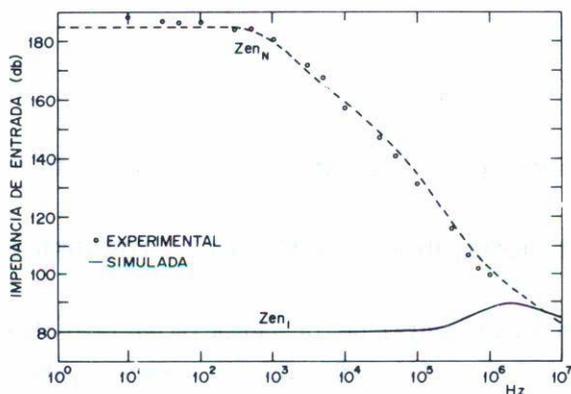


Fig. 8. Variación de la impedancia de entrada para las configuraciones inversora y no inversora en función de la frecuencia.

En este artículo nos concentraremos al análisis del filtro PB y corrector de fase. Resultados experimentales son presentados en la Sección VI. El filtro pasabanda empleado es de una configuración de ganancia-infinita retroalimentación sencilla⁽⁷⁾ e ilustrado junto con el corrector de fase en la Figura 5.

Las funciones de transferencias del PB y corrector de fase asumiendo el A.O. ideal son

$$H_{PB} = \frac{-y_{12}^{(a)}(s)}{y_{12}^{(b)}(s)}$$

Donde

$$y_{12}^{(a)} = \frac{-s/R}{s+1/RC}$$

$$y_{12}^{(b)} = -\frac{(s^2+as+1)}{s+1}, \quad C_1 = \frac{1}{R_1} = (2.5-a) \frac{1+a}{2+a}$$

$$a < 1 \quad C_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{C_1}{C_1-1}, \quad C_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{C_1 C_2}{1+a}$$

$$H_{C_F} = \frac{1-sR_O C_O}{1+sR_O C_O} \quad R_4 = R$$

$$\phi = -2\text{tg}^{-1} \omega R_O C_O$$

Los requisitos de diseño son:

$$f_O = 11.5\text{Hz}$$

$$Q = 30$$

$$\phi = -210^\circ$$

Los valores obtenidos de los elementos se muestran en la Figura 4.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES Y CONCLUSIONES

Verificación experimental de la ganancia en lazo abierta fué efectuada, obteniéndose 1.99×10^5 y 8Hz respectivamente para A_O y f_{3db} . Las curvas simulada y experimental se muestran en la Figura 6. Las respuestas en los dos modos se ilustran en la Figura 7, para una ganancia uni-

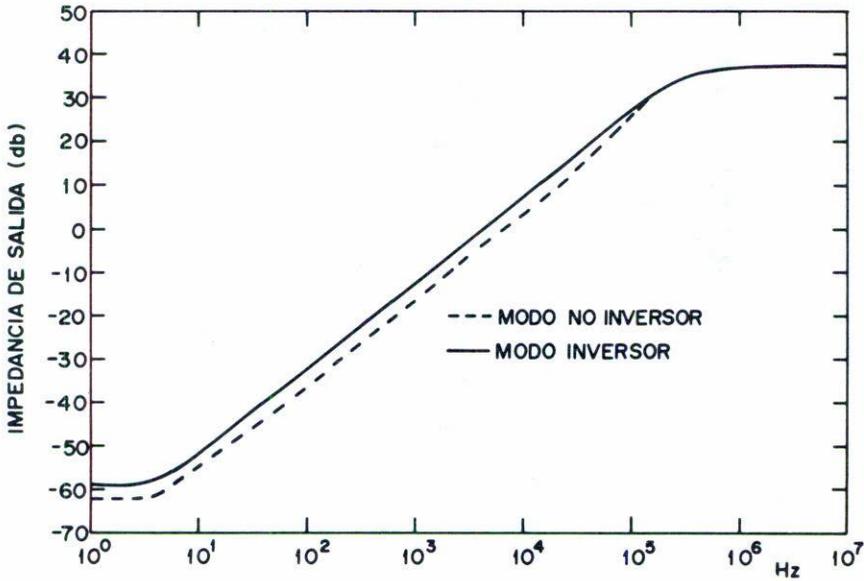


Fig. 9. Cambio en la impedancia de salida para las configuraciones inversora y no inversora en función de la frecuencia.

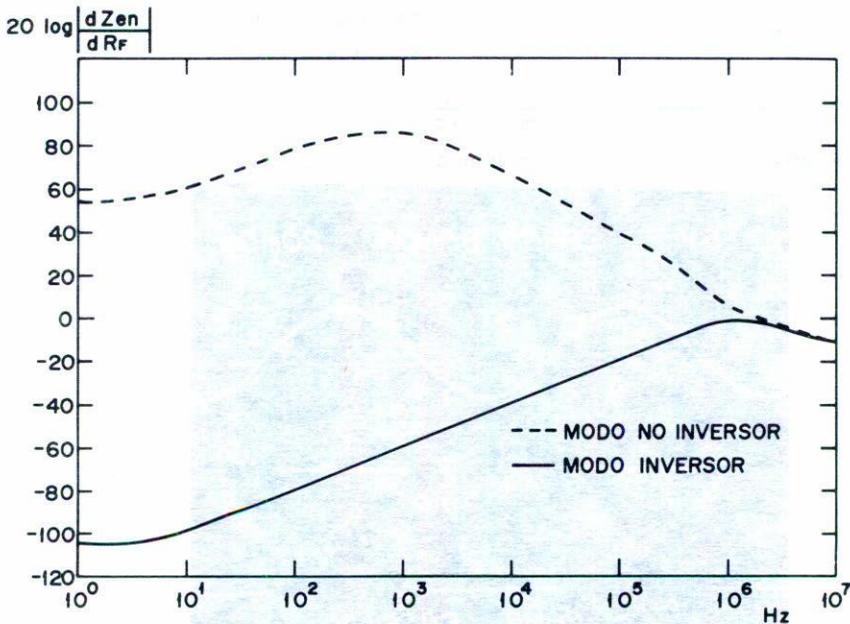


Fig. 10. Sensibilidad de la impedancia de entrada con respecto a la resistencia de retroalimentación en función de la frecuencia.

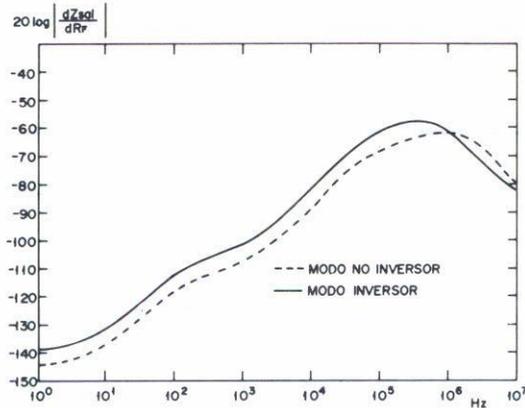


Fig. 11. Sensibilidad de la impedancia de entrada con respecto a la resistencia de retroalimentación en función de la frecuencia.

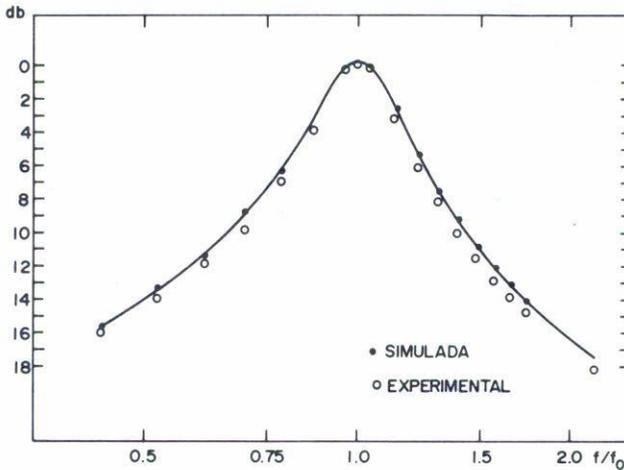


Fig. 12. Respuesta del filtro pasabanda y corrector de fase.

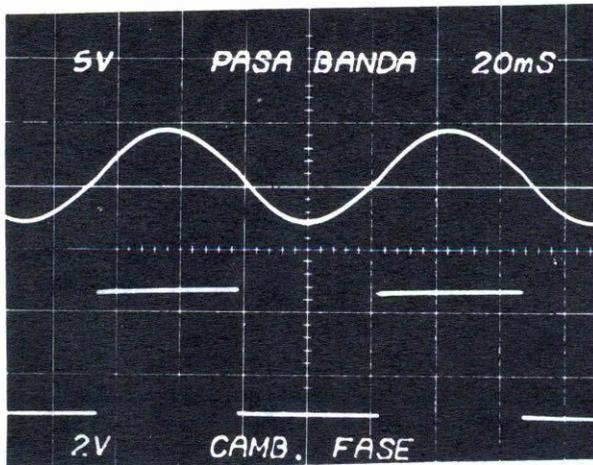


Fig. 13. Entrada y salida del filtro pasabanda y corrector de fase. Distorsión armónica total <3.0%.

taria. La magnitud en db de las impedancias de entrada y salida versus frecuencia, se muestran en las Figs. 8 y 9, respectivamente. Las variaciones de Z_{en} y Z_s con respecto a R_F se muestran en las Figs. 10 y 11. Finalmente en la Fig. 12 se muestra la respuesta del P.B. y Corrector de Fase.

Las conclusiones generales son que los resultados experimentales y simulados verificaron bien. Las observaciones más sobresalientes de las Figs. 6 a 12 son: i) La caracterización del A.O. con un polo dominante es bastante realista. ii) El ancho de banda en modo noinversor es mayor que en modo inversor, siendo el doble para una ganancia unitaria. iii) La magnitud de la impedancia de entrada en modo noinversor decae, en la frecuencia, más rápidamente que en modo inversor. iv) La impedancia de salida para ambas configuraciones no presenta ninguna diferencia significativa, aumenta su magnitud con la frecuencia hasta que se mantiene constante en aproximadamente 0.5MHz. v) Las variaciones de Z_{en} con respecto a R_F son bastante mayores para el modo noinversor, para variaciones de Z_{sal} con respecto a R_F se mantiene el mismo valor prácticamente para ambas configuraciones. vi) La respuesta del pasabanda experimental verificaron bastante bien con $f_o = 11.5H_z$ y $Q = 30$. La fotografía de la Fig. 13 muestra la señal de entrada cuadrada al PB y correcto en fase y la señal de salida sinusoidal en perfecta fase con la entrada.

REFERENCIAS

1. J.G. Graeme, Applications of Operational Amplifiers (McGraw-Hill Book Co., 1973).
2. R. Zepeda y E. Sánchez-Sinencio, Reporte Interno (a publicarse) INAOE, (1976).
3. D.H. Treleaven and F.N. Trofimenkoff, IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-18 (1971) 205.
4. N.B. Rabbat, A.E. Ruehli, G.W. Mahoney and J.J. Coleman, Circuits and Systems, Vol. 7 (1975) 3.
5. K. Radhakrishna Rao and S. Srinivasan, IEEE J. Solid State Circuits Vol. SC-8 (1973) 245.
6. K. Soundararajan and K. Ramakrishna, IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-21 (1974) 69.
7. L.P. Huefsmann, Theory and Design of Active R C Circuits (McGraw-Hill Book Col. 1968) Cap. 6.