



INAOE

COMPENSACION DE INTEGRADORES CON
APLICACIONES A FILTROS ACTIVOS

Por

LIBRADO ARTURO SARMIENTO REYES

Ingeniero Industrial en Electrónica, 1TRV 1979

Sometida en requisito parcial para obtener el grado de
Maestría en Electrónica en el Instituto Nacional de
Astrofísica, Óptica y Electrónica

Supervisada por: Dr. David Báez López

Departamento de Electrónica

Tonantzintla, Puebla

1983

©INAOE 1983

Derechos Reservados

El autor otorga al INAOE el permiso de
reproducir y distribuir copias de esta tesis en su
totalidad o en partes mencionando la fuente.



COMPENSACION DE INTEGRADORES CON APLICACIONES
A FILTROS ACTIVOS

por

LIBRADO ARTURO SARMIENTO REYES

Ingeniero Industrial en Electrónica, ITRV 1979

Sometida en requisito parcial para obtener el grado de
Maestría en Electrónica en el Instituto Nacional
de Astrofísica, Óptica y Electrónica

Supervisada por Dr. David Báez López

Departamento de Electrónica

Tonantzintla, Pue

1 9 8 3

COMPENSACION DE INTEGRADORES CON APLICACIONES
A FILTROS ACTIVOS

por

LIBRADO ARTURO SARMIENTO REYES

Electrónica

Instituto Nacional de Astrofísica, Óptica y Electrónica

1 9 8 3

Sumario

Se presenta un nuevo esquema de compensación de integradores basado en la utilización de una impedancia negativa. El trabajo se desarrolla por medio de un método clásico al realizar primeramente los análisis para los casos de compensación con NIC ideal y no ideal, para posteriormente comparar el funcionamiento del nuevo esquema con el de otros circuitos integradores para diferentes valores de constante de tiempo RC y finalmente dos topologías de filtros de variable de estado son diseñadas y comparadas sus respuestas para los casos de compensación y no compensación de sus integradores.

Como otro punto del presente trabajo, la aplicación del

nuevo esquema de compensación a un filtro de retroalimentación múltiple con el objeto de disminuir sus limitaciones para la realización de valores altos de Q es estudiada, basándose para ello en la variación del producto ganancia-sensitividad cuando las condiciones de compensación son a su vez cambiadas.

A MIS PADRES.

A MIS HERMANOS.

Agradezco sinceramente al Dr. David Báez López por su ayuda en la dirección de esta tesis y por la amistad y confianza depositada.

A la Sra. Esther Hernández de Cornejo deseo expresarle mis agradecimientos por las facilidades otorgadas para la utilización de la computadora y por su infinita paciencia.

A mi hermano Alberto, gracias por todo.

A todos mis compañeros y amigos, por su confianza, amistad y consejos.

A Guadalupe, gracias por su comprensión y apoyo.

A todo el personal académico y administrativo del instituto.

I N D I C E.

CAPITULO 1	
INTRODUCCION	1
CAPITULO 2	
COMPENSACION DEL INTEGRADOR INVERSOR	
2.1 Integrador inversor de Miller	10
2.2 Función de error y factor Q de los integradores	12
2.3 Compensación del integrador con NIC ideal	14
2.4 Convertidor de impedancia negativa	15
2.5 Compensación con NIC no ideal	17
2.6 Análisis de estabilidad	20
2.7 Estudio comparativo con otras estructuras integradoras	25
2.8 Filtro variable de estado KHN	39
2.9 Filtro bicuadrático Tow-Thomas	41
CAPITULO 3	
COMPENSACION NO INHERENTE DE FILTROS	
3.1 Filtro pasabanda de retroalimentación múlti ple de ganancia infinita	50
3.2 Criterio de compensación: Minimización del producto ganancia-sensitividad (Γ)	53
3.3 Compensación con NIC ideal	59
3.4 Compensación con NIC no ideal	63
3.5 Nueva configuración	68
CAPITULO 4	
CONCLUSIONES	82
INDICE DE FIGURAS Y TABLAS	84
REFERENCIAS	87

C A P I T U L O 1

INTRODUCCION.

Los circuitos integradores, especialmente los realizados en forma activa, es decir, aquellos que utilizan amplificadores operacionales, tienen un papel muy importante en el diseño de filtros activos RC. Existen específicamente varias realizaciones de filtros bicuadráticos que emplean dos integradores en un lazo de retroalimentación, a este tipo de filtros pertenecen los diversos filtros de variable de estado (KHN, Tow-Thomas, etc.). En cualquiera de estas topologías uno de los integradores es inversor, mientras que el otro es no inversor.

Otra aplicación de los circuitos integradores se encuentra en el diseño de filtros activos de orden mayor ($n > 2$) basado en el método de la "simulación operacional" de las estructuras LC. Ejemplos de este enfoque son las técnicas de salto de rana y el método más general de gráficas de flujo de señal (SFG); siendo utilizados los integradores inversores para simular la operación de los capacitores de la red LC mientras que, los integradores no inversores simulan la operación de los inductores en ambos métodos.

En general, para cualquier filtro activo RC diseñado por alguno de los métodos antes expuestos o por algún otro basado en un enfoque diferente, el hecho de que la respuesta en la frecuencia de los amplificadores operacionales contenidos en la función de transferencia afecta en mayor o menor grado el funcionamiento del filtro es bien conocido. Así entonces, la ganancia del amplificador operacional al ser dependiente de la frecuencia -- provoca la introducción de polos parásitos y desviación en la localización de los polos nominales de la función de transferencia del filtro.

De este modo, las limitaciones de los integradores activos corresponden y son un reflejo a las características reales del amplificador operacional. Específicamente el hecho de que la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional sea dada por el modelo de un solo polo o su aproximación, tal como se indica a continuación:

$$A(s) \approx \frac{\omega_t}{s} \quad (1.1)$$

implica que la función de transferencia de un integrador se verá modificada. Así por ejemplo, la figura 1.1 muestra la respuesta en la frecuencia del popular integrador inversor de Miller [1]. En ella, A_0 es la ganancia de voltaje en dc, ω_t es el producto ganancia-ancho de banda -- del amplificador operacional y ω_0 es la frecuencia de ganancia unitaria del integrador.

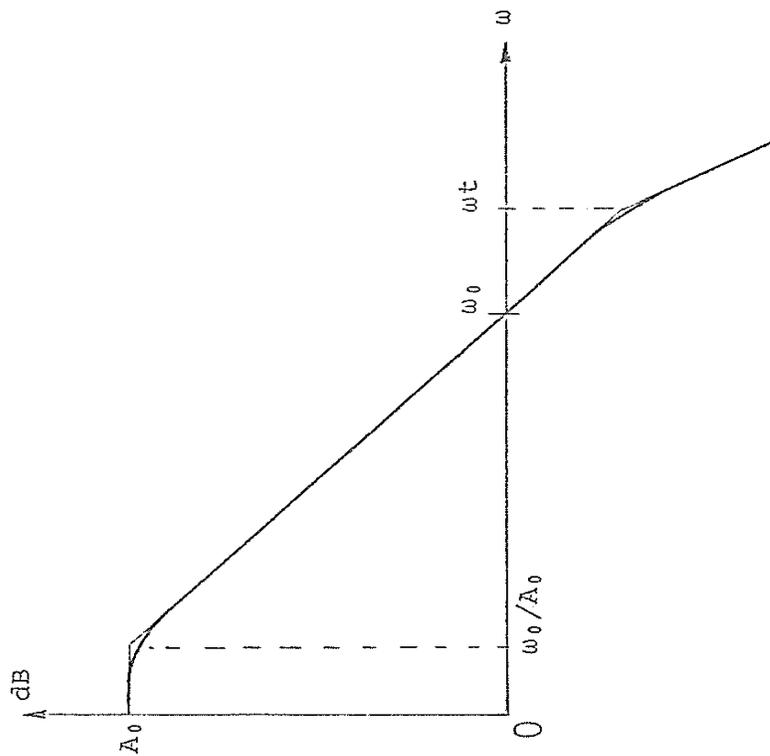


Figura 1.1 Respuesta en la frecuencia del integrador inversor de Miller.

Otros parámetros del amplificador operacional que limitan el funcionamiento de los integradores son aquellos relacionados con los problemas de dc, tales características son el voltaje de offset de entrada, la corriente de polarización de entrada y la corriente de offset de entrada. Los efectos que causan las anteriores características son notables en los integradores, puesto que generalmente la ganancia de éstos a dc es muy alta, de tal modo que surgirán problemas de rango dinámico para los niveles de voltaje que manejen los amplificadores operacionales del filtro.

La compensación de los efectos de la ganancia finita del amplificador operacional en los integradores requiere sin embargo la atención principal, dado que su aplicación tiene por objeto disminuir las variaciones de las características típicas (ω_0, Q) del filtro que haya sido diseñado con tales integradores. Existen básicamente dos tipos de compensación en esta dirección: compensación pasiva y compensación activa. La primera de estas técnicas [2] hace uso de elementos pasivos adicionales, sin embargo estos elementos deben ser ajustados específicamente para un amplificador dado y para ciertas condiciones de temperatura y fuentes de alimentación. Consecuentemente este tipo de compensación bajo condiciones ambientales no será satisfactoria.

El hecho de que existan amplificadores operacionales duales de bajo costo y con características muy simi

lares respecto a las variaciones que puedan tener para cambios de temperatura y voltaje, ha logrado que sea factible desarrollar métodos de compensación activa, en la cual amplificadores operacionales en un circuito proporcionan la compensación para otros amplificadores operacionales en el mismo circuito [1]. El filtro bicuadrático de Akerber-Mossberg posee un integrador no inversor que utiliza, en efecto este concepto [3]

De este modo, el presente método de compensación - basado en la técnica para la compensación de configuraciones de amplificadores [4] puede ser clasificado como un método de compensación activa.

Asimismo, a diferencia de las topologías recientemente reportadas por Geiger y Bailey [5] en que integradores inherentemente compensados son diseñados, la presente técnica de compensación supone dos redes: integrador y configuración compensadora (NIC), siendo ambas fácilmente reconocibles, tal como se muestra en la figura 1.2 de una manera esquemática.

Por otro lado, la figura 1.3a muestra el filtro bicuadrático de Padukone, Mulawka y Ghausi (PMG) [6], si ahora el circuito es redibujado como en 1.3b, se observa que dicha configuración está constituida en realidad por dos circuitos: un convertidor de inmitancia generalizada (GIC) y un NIC. Este filtro exhibe un funcionamiento de baja sensibilidad respecto a los productos ga

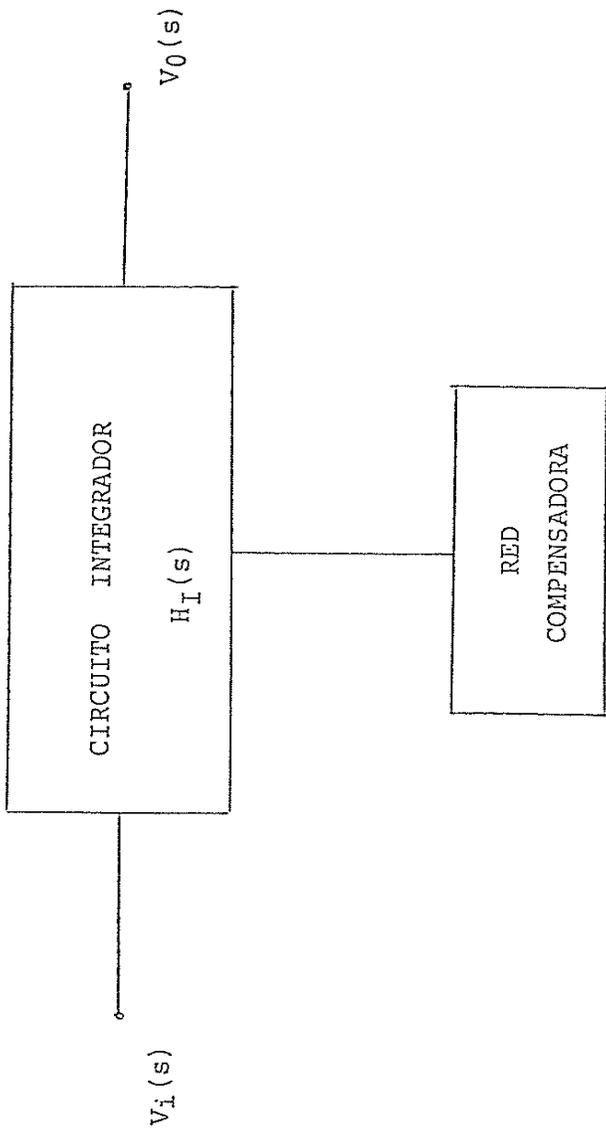
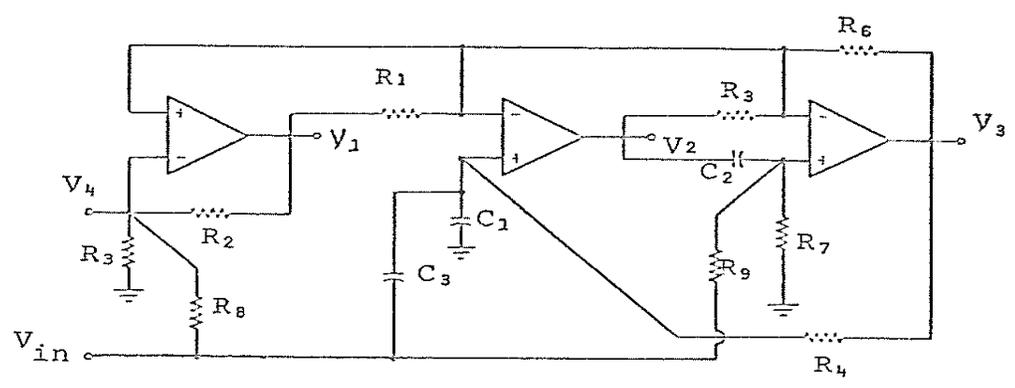
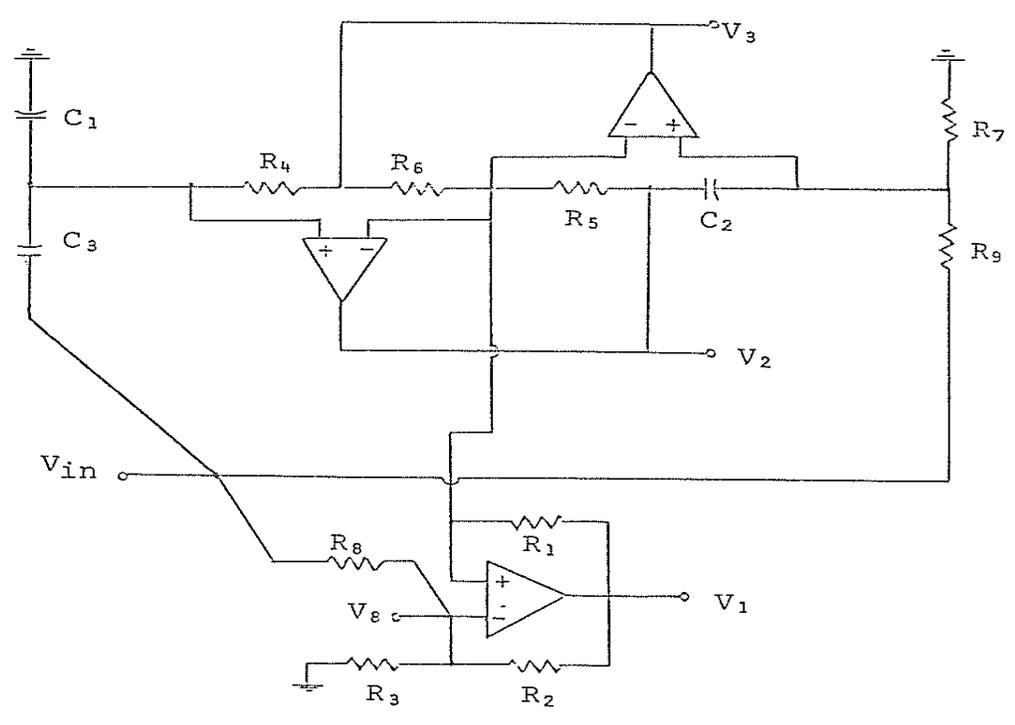


Figura 1.2 Diagrama esquemático de la compensación no inherente de un circuito integrador.



(a)



(b)

Figura 1.3 Filtro bicuadrático PMG.

nancia-ancho de banda de los amplificadores operacionales si $R_5=R_6$, lo cual resulta concordante con la condición establecida en [7] para que el GIC tenga un funcionamiento ideal.

Lo anteriormente expuesto ejemplifica el uso de los NIC's en el diseño de filtros, mientras que su aplicación en el diseño de integradores y específicamente del tipo no inversor se demuestra observando la figura 1.4, en la cual un NIC aparece como un subcircuito del integrador de Deboo [8].

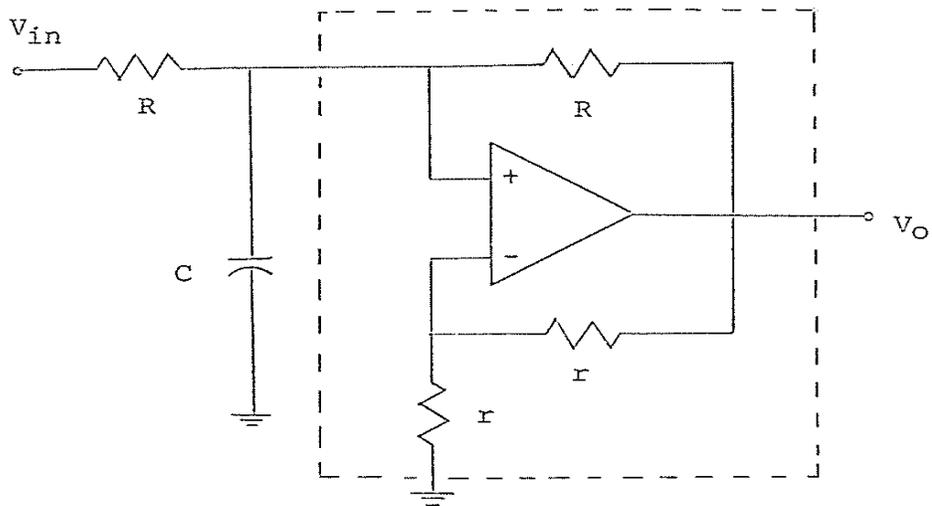


Figura 1.4 Integrador no inversor de Deboo.

C A P I T U L O 2

COMPENSACION DEL INTEGRADOR INVERSOR.

2.1 INTEGRADOR INVERSOR DE MILLER.

Uno de los circuitos más usados en el diseño de filtros basados en integradores, es el Integrador Inversor de Miller (Figura 2.1), cuya función de transferencia es-
ta dada por:

$$H(s) = -\frac{G}{sC} \cdot \frac{A(s)}{1+A(s)+\frac{G}{sC}} \quad (2.1)$$

Siendo $A(s)$ la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional, dada por el modelo de un solo polo:

$$A(s) = \frac{A_0 \cdot \omega_p}{s + \omega_p} = \frac{\omega_t}{s + \omega_p} \quad (2.2)$$

Donde: $\omega_t \equiv A_0 \cdot \omega_p$ es el producto ganancia-ancho de banda, A_0 es la ganancia en corriente directa a lazo abierto y ω_p es la frecuencia del primer polo. Asimismo, en el rango de frecuencias de interés $\omega \gg \omega_p$ (usualmente $\omega_p \approx 2\pi \times 5$ rad/s/seg.), por tanto se tendrá:

$$A(s) \approx \frac{\omega_t}{s} \quad (2.3)$$

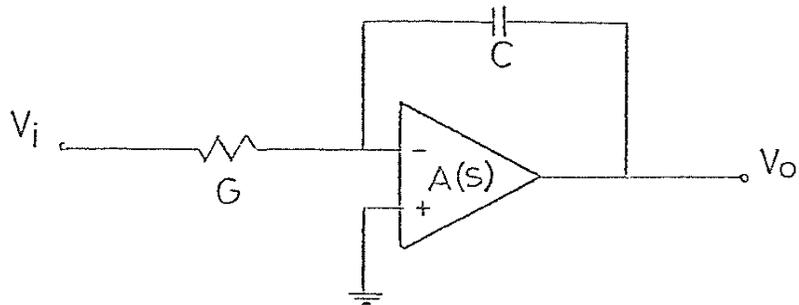


Figura 2.1 Integrador de Miller.

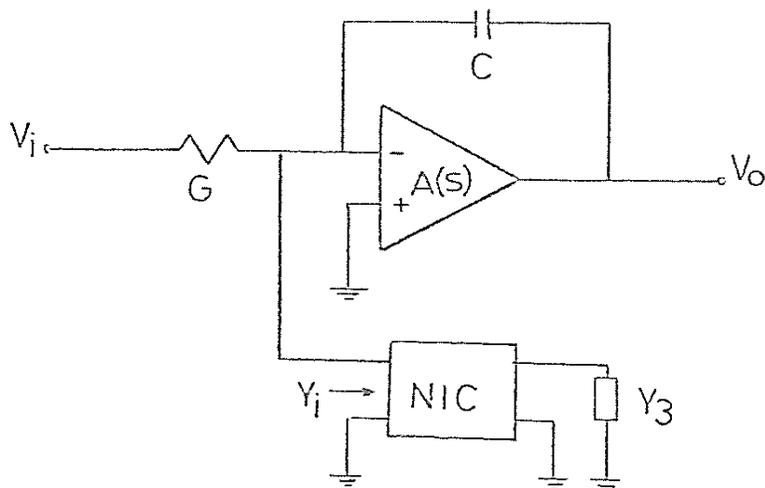


Figura 2.2 Integrador de Miller compensado con NIC ideal.

2.2 FUNCION DE ERROR Y FACTOR Q DE LOS INTEGRADORES.

Ahora bien, tomando en consideración la respuesta en la frecuencia del amplificador operacional dada por (2.3), la función de transferencia de un circuito integrador puede ser expresada por:

$$T(s) = \pm \frac{\omega_0}{s} \varepsilon(s) \quad (2.4)$$

donde $\varepsilon(s)$ es la función de error introducida por el efecto de ωt del amplificador operacional. En general, esta función de error tiene la forma siguiente:

$$\varepsilon(s) = \frac{a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (2.5)$$

Por otro lado, si se toma en cuenta la misma respuesta del amplificador operacional, la función de transferencia de un circuito integrador puede ser expresada [2] como:

$$T(j\omega) = \frac{1}{R(\omega) + jX(\omega)} \quad (2.6)$$

siendo las funciones $R(\omega)$ y $X(\omega)$, funciones reales de la variable ω .

Entonces el factor Q está definido como:

$$Q_I(\omega) = \frac{X(\omega)}{R(\omega)} \quad (2.7)$$

De la misma manera, el factor Q del integrador puede ser expresado en función de los coeficientes de la función de error $\varepsilon(s)$; de tal modo que:

$$Q_I = \frac{a_0 b_0 + \omega^2 (a_1 b_1 - a_0 b_2)}{\omega (a_1 b_0 - a_0 b_1) - \omega^3 a_1 b_2} \quad (2.8)$$

De lo anterior se deduce que para obtener características ideales de un integrador, se requiere que $\varepsilon(s)$ sea unitario y por tanto que el valor del factor Q sea infinito. O expresado en otros términos, el funcionamiento de un integrador será más cercano al ideal o mejor cuanto mayor sea su factor Q .

Esto sin embargo, debe ser aceptado con reservas, puesto que como se ha demostrado [5], el factor Q no proporciona toda la información necesaria para poder calificar de manera categórica el funcionamiento de un circuito integrador. La función de transferencia de un integrador puede ser expresada alternativamente en la siguiente forma polar:

$$T(j\omega) = I_0 \exp(j\theta) \quad (2.9)$$

donde idealmente, $\theta = -\pi/2$ e $I_0 = \pm \omega_0/\omega$, siendo ω_0 la frecuencia de ganancia unitaria del integrador; esto quiere decir que $R(\omega) = 0$ y $X(\omega) = \omega/\omega_0$, de tal forma que:

$$Q_I = \tan(-\theta) \quad (2.10)$$

Es decir, el factor Q se encuentra basado únicamente en la fase del integrador ya que no contiene información alguna acerca de la magnitud, y por tanto posee limitaciones para ser usado de forma absoluta como parámetro calificador del funcionamiento de un integrador.

Si se sustituye la expresión para $A(s)$ dada por (2.3) en la función de transferencia del integrador de Miller, se obtiene:

$$H(s) = -\frac{\omega_0}{s} \cdot \frac{\omega_t}{s + \omega_0 + \omega_t} \quad (2.11)$$

donde $\omega_0 = G/C$.

Siendo por tanto el factor Q del integrador $Q_I = -|A|$ para $\omega \ll \omega_t$.

2.3 COMPENSACION DEL INTEGRADOR CON NIC IDEAL.

Un nuevo esquema de compensación se muestra en la figura 2.2. A continuación se mostrará que teóricamente es posible obtener características ideales para un integrador inversor con ayuda de un convertidor ideal de impedancia negativa (NIC); es decir, de esta manera se establece en la figura 2.2 que $Y_i = -Y_3$. La función de transferencia $V_o(s)/V_i(s)$ está expresada por:

$$H(s) = \frac{-\omega_0}{s} \cdot \frac{A(s)}{1 + A(s) + \omega_0/s + Y_i/sC}$$

o bien sustituyendo $A(s) = \omega_t/s$:

$$H(s) = \frac{-\omega_0}{s} \cdot \frac{\omega_t}{s + \omega_0 + \omega_t + Y_i/C} \quad (2.12)$$

donde $\omega_0 = G/C$.

Así entonces, para que el integrador posea características ideales, se requiere que:

$$\varepsilon(s) = \frac{\omega_t}{s + \omega_0 + \omega_t + Y_i/C} = 1$$

lo cual se cumple estrictamente si:

$$Y_i = -(sC + G)$$

es decir, $Z_3 = R || C$.

Por otro lado, si se establece la aproximación de - que $\omega_0 \ll \omega_t$, la condición de error unitaria se obtiene - con sólo hacer $Y_i = -sC$.

Luego entonces, en ambos casos el factor Q del integrador es infinito y por tanto el circuito tendrá características ideales.

2.4 CONVERTIDOR DE IMPEDANCIA NEGATIVA.

Una configuración simple de convertidor de impedancia negativa (NIC) que utiliza un solo amplificador operacional se halla mostrada en la figura 2.3, si se supone que la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional es infinita, entonces la impedancia de entrada del NIC es $Z_i = -Z$.

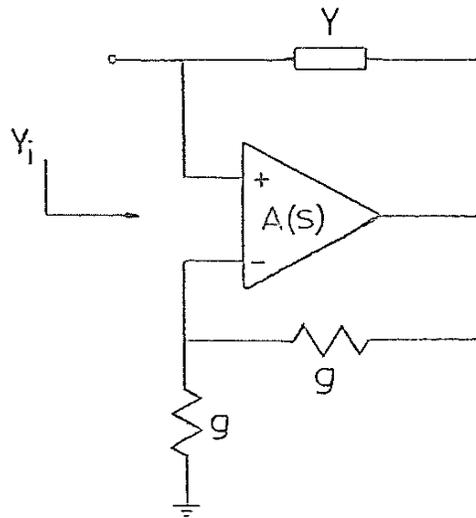


Figura 2.3 Convertidor de Impedancia negativa (NIC).

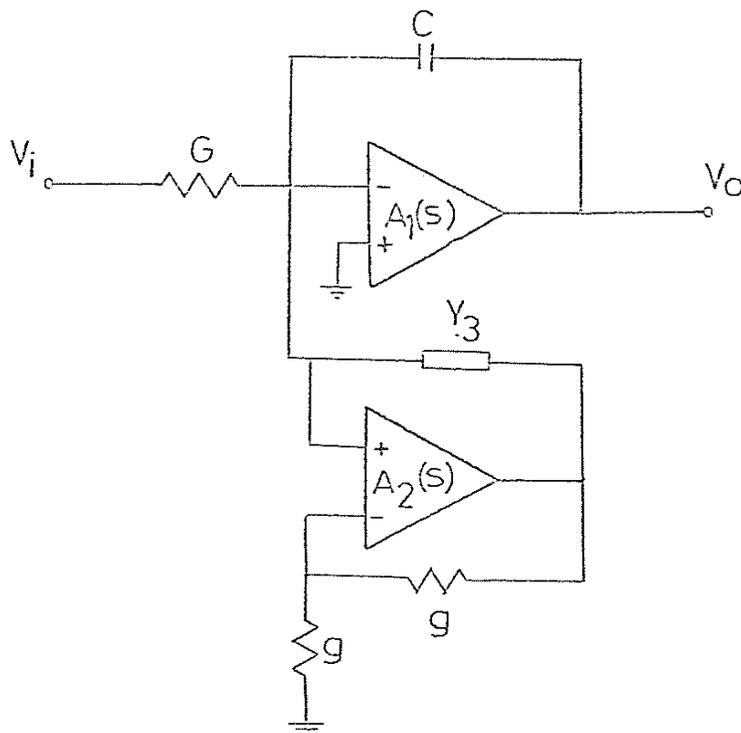


Figura 2.4 Compensación del integrador de Miller con NIC no ideal.

Sin embargo para $A(s)$ finita, la impedancia de entrada esta dada por:

$$Z_i(s) = \frac{2 + A(s)}{2 - A(s)} Z \quad (2.13a)$$

o bien, expresada en términos de admitancias:

$$Y_i(s) = \frac{2 - A(s)}{2 + A(s)} Y \quad (2.13b)$$

Si ahora se define la ganancia del amplificador operacional como en la ecuación (2.3), la admitancia de entrada del NIC es:

$$Y_i(s) = \frac{s - \omega_t/2}{s + \omega_t/2} Y \quad (2.13c)$$

2.5 COMPENSACION CON NIC NO IDEAL.

Utilizando el convertidor de impedancia negativa - mostrado en la figura 2.3 de la sección anterior para - llevar a cabo la compensación del integrador de Miller , resulta el circuito mostrado en la figura 2.4, cuya función de transferencia está determinada por:

$$H_C(s) = \frac{-\omega_0}{s} \cdot \frac{A_1(2+A_2)}{\{1+A_1+\omega_0/s\} \cdot \{2+A_2\} + \{Y_3(2-A_2)/sC\}} \quad (2.14)$$

donde $\omega_0 = G/C$.

Se establecerá $A_i = \omega_{ti}/s$ ($i=1,2$), y por tanto:

$$H_C(s) = \frac{-\omega_0}{s} \frac{\omega_{t1}C(2s+\omega_{t2})}{(sC+\omega_{t1}+G) \cdot (2s+\omega_{t2}) + Y_3(2s-\omega_{t2})}$$

Si ahora se define $Y_3 = s\alpha C + \beta G$ y además por simplicidad se establece que $\omega_{t1} = \omega_{t2} = \omega_t$, entonces se puede expresar:

$$H_C(s) = \frac{-\omega_0}{s} \frac{\omega_t(2s+\omega_t)}{s^2\{2(1+\alpha)\} + s\{\omega_t(3-\alpha) + 2\omega_0(1+\beta)\} + \omega_t\{\omega_t + \omega_0(1-\beta)\}} \quad (2.1)$$

Así entonces, el integrador compensado puede ser re dibujado (Fig. 2.5), y a partir de la función de error de la expresión anterior, el factor Q (Q_{ic}) puede ser calculado:

$$Q_{ic} = \frac{4\omega^2\{\omega_t(1-\alpha) + \omega_0(1+\beta)\} + \omega_t^2\{\omega_t + \omega_0(1-\beta)\}}{\omega\{\omega_t^2(\alpha-1) - 4\omega_0\omega_t\beta\} - 4\omega^3(1+\alpha)} \quad (2.16)$$

Por tanto, Q_{ic} evaluado en ω es una función de α y β para valores de ω_t y ω_0 fijados de antemano. Los valores máximos de Q_{ic} son obtenidos para las condiciones en que $\alpha=1$ y $\beta=0$, es decir compensando sólo con el capacitor negativo, de este modo se obtiene:

$$Q_{ic} = \frac{-\omega_0}{2\omega} - \frac{\omega_t^2(\omega_t + \omega_0)}{8\omega^3} \quad (2.17)$$

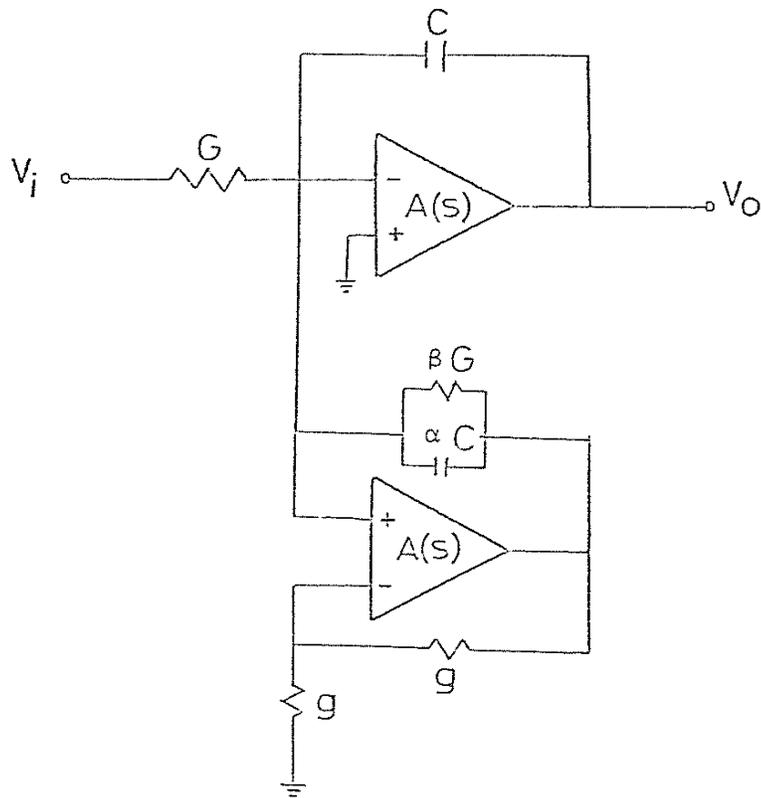


Figura 2.5 Integrador compensado.

o bien, para $\omega_0 \ll \omega_t$:

$$Q_i \approx -\frac{1}{8} |A(s)|^3 \quad (2.18)$$

Dado que el factor Q para el integrador sin compensación es $Q_i \approx -|A(s)|$, entonces tomando como base de comparación el valor del factor Q, puede determinarse el valor de la frecuencia para el cual los factores Q de ambos integradores son iguales, es decir, saber de esta manera la frecuencia a la que la compensación ha cesado. Esta frecuencia es $\omega = \omega_t / \sqrt{8}$.

Si se supone $\omega_t = 2\pi \times 10^6$ rads./seg., esta frecuencia será de 353.55 KHz.

2.6 ANALISIS DE ESTABILIDAD.

Para realizar el análisis de estabilidad del integrador compensado con NIC, se supone que los amplificadores operacionales (A_1, A_2) poseen una respuesta en la frecuencia del modelo de dos polos. Tomando en consideración este segundo polo y suponiendo que ocurre a una frecuencia ω_2 ($\omega_2 > \omega_t$), la ganancia de lazo abierto puede ser expresada como:

$$A(s) = \frac{A_0}{(1+s/\omega_1)(1+s/\omega_2)} \quad (2.19)$$

o bien, para $\omega_1 < \omega$:

$$A(s) \approx \frac{A_0 \omega_1}{s(1 + s/\omega_2)}$$

donde A_0 es la ganancia de dc del amplificador operacional y ω_1 es la frecuencia del primer polo (dominante).

Así entonces:

$$A(s) = \frac{\omega_t}{s(1 + s/\omega_2)} \quad (2.20)$$

Sustituyendo para $A(s)$ en la ecuación (2.14) y estableciendo por simplicidad $A_1 = A_2 = A(s)$, proponiendo además $G = s_0 C + \beta G$ del mismo modo que en el análisis de la sección anterior, se obtiene una expresión para el denominador de la función de error que tiene la siguiente forma polinomial:

$$D(s) = s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0$$

Los coeficientes están dados por:

$$a_3 = \omega_0 \frac{m}{1} + 2\omega_2$$

$$a_2 = 2\omega_0 \omega_2 \frac{m}{1} + \frac{\omega_t \omega_2}{2} \cdot \frac{n}{1} + \omega_2^2$$

$$a_1 = \omega_0 \omega_2^2 \frac{m}{1} + \frac{\omega_t \omega_2^2}{2} \cdot \frac{n}{1} + \frac{\omega_0 \omega_t \omega_2}{2} \cdot \frac{1-\beta}{1}$$

$$a_0 = \frac{\omega_t^2 \omega_2^2}{21} + \frac{\omega_0 \omega_t \omega_2^2 (1-\beta)}{21}$$

donde se definen:

$$l = 1 + \alpha$$

$$m = 1 + \beta$$

$$n = 3 - \alpha$$

El criterio de Lienard-Chipart [9] da las condiciones necesarias y suficientes que deben ser cumplidas por los coeficientes del denominador de cualquier función racional y asegurar que todas las raíces se encuentran en el semiplano izquierdo. Para un caso de cuarto orden, estas condiciones son:

$$a_3, a_2, a_1, a_0 > 0 \quad \text{Primera Condición.}$$

$$a_3 a_2 a_1 > a_0 a_3^2 + a_1^2 \quad \text{Segunda Condición.}$$

De estas condiciones, se obtiene un valor límite de β para el cual $a_0 > 0$.

$$\beta < \frac{\omega_t}{\omega_0} + 1 \quad (2.21)$$

Asimismo, si se supone que $\omega_2 = 2\pi \times 1.1 \times 10^6$ rads/seg., se obtiene otra condición que cumple para $a_1 > 0$.

$$\beta > \frac{\omega_2}{\omega_0} \cdot \frac{\alpha}{1.2} - (2.5 \frac{\omega_2}{\omega_0} + 2.6666) \quad (2.22)$$

Por otro lado, de la segunda condición de estabilidad se obtiene como límite:

$$\beta > 0.341032626 \frac{\omega_2}{\omega_0} \alpha - (0.485785785 \frac{\omega_2}{\omega_0} + 0.5181715) \quad (2.23)$$

Puede observarse entonces, que las condiciones de estabilidad del integrador compensado han sido reducidas a condiciones de α y β , para un valor dado de ω_0 (recuérdese que se ha establecido $\omega_2/\omega_t = 1.1$).

Se trabajará ahora en el cuadrante de valores positivos de un plano α - β , de tal modo que las diversas condiciones que anteriormente se mencionaron estén representadas por la ecuación de la recta correspondiente y determinar de esta manera la región de estabilidad. Existe un punto donde las rectas representadas por las ecuaciones (2.22) y 2.23) se interceptan, sus coordenadas (α, β) están dadas por:

$$\alpha = 4.091430673 + 4.364192718 \frac{\omega_0}{\omega_2} \quad (2.24a)$$

$$\beta = 0.9701605981 + 0.9095255608 \frac{\omega_2}{\omega_0} \quad (2.24b)$$

Este último valor de β es aproximadamente igual al dado por la ecuación (2.21), donde se señala el valor límite de β ; de modo tal que la región de estabilidad estará denotada por la porción sombreada de la figura 2.6 .

Lo anteriormente expuesto implica que las condiciones dadas por (2.21) y (2.23) son las condiciones que deben ser cumplidas obligatoriamente para que exista estabilidad. Asimismo, en la sección anterior fueron utilizados los valores de $\alpha=1$ y $\beta=0$, con los cuales era obtenido un valor máximo de Q ; para estos valores la estabilidad es siempre preservada, como puede observarse en la figura 2.6 .

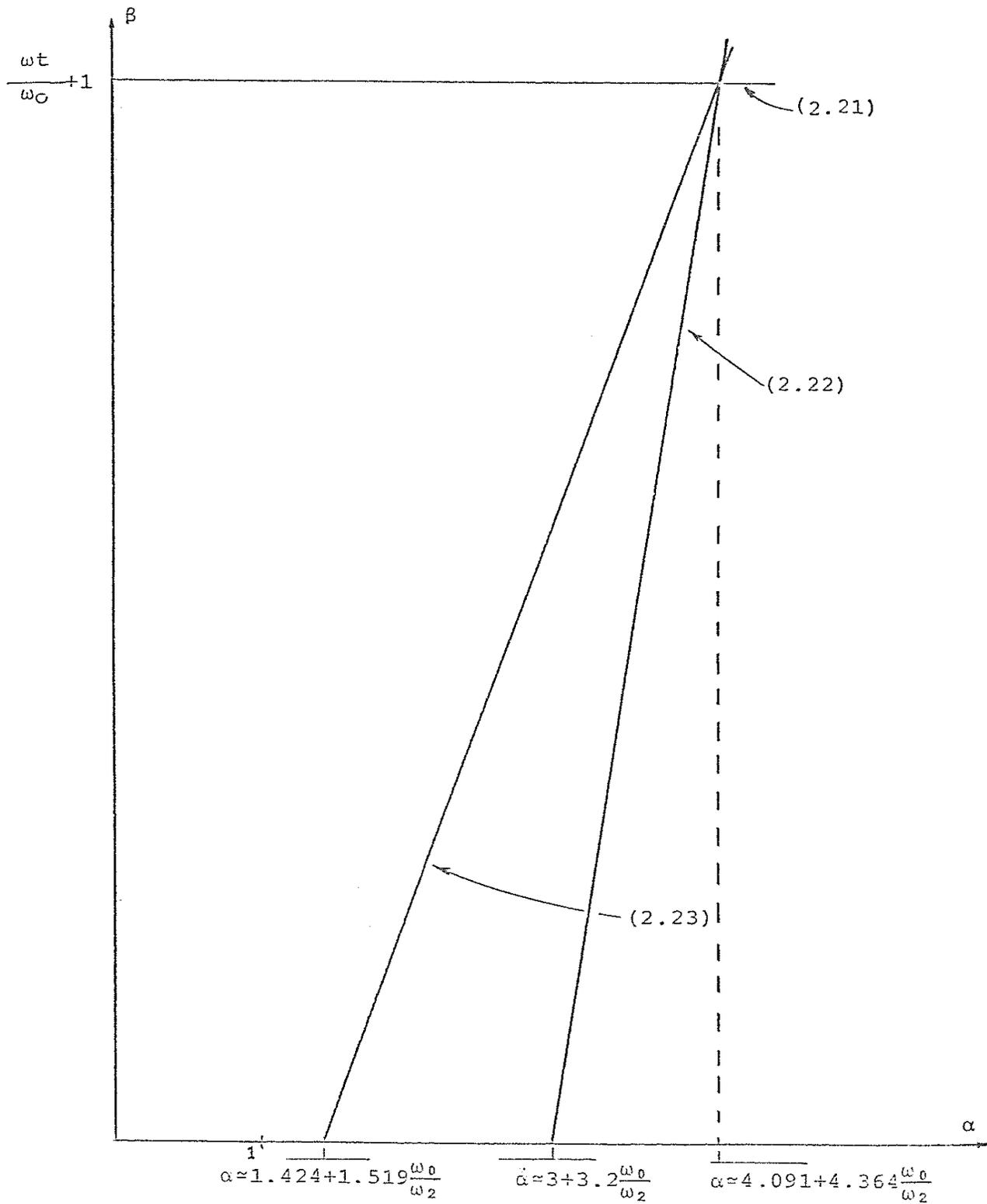


Figura 2.6 Condiciones de estabilidad relativas a valores de α y β .

Otra combinación importante ocurre cuando α y β tienen valor igual a la unidad, pues en este caso aún cuando el factor Q no es óptimo, se obtienen sin embargo mejores resultados de magnitud y además el integrador conserva su comportamiento estable.

La figura 2.7 muestra los valores de factor Q para el integrador compensado y no compensado. Cuando se aplica compensación existen dos casos para valores de α y β ya mencionados anteriormente, si $\alpha=1$ y $\beta=0$ (Caso A) el valor de Q mostrado en la figura corresponde a la aproximación dada por la ecuación (2.18); asimismo para α y β unitarios (Caso B) se muestran los valores exactos de Q para diferentes valores de constante de tiempo normalizada $\tau_n = \omega_0 / \omega_t$. Por otro lado, se incluyen las tablas 2a-e que muestran los valores exactos de Q , obtenidos a partir de la evaluación de la ecuación (2.16) y correspondientes a las mostradas en la figura 2.7 para el caso B y a los valores exactos del caso A para diferentes valores de constante de tiempo normalizada τ_n .

2.7 ESTUDIO COMPARATIVO CON OTRAS ESTRUCTURAS INTEGRADORAS.

La figura 2.8 muestra el integrador inversor denominado como "integrador de alta Q " [2], en éste la compensación se realiza por medio de retroalimentación activa, obteniéndose de este modo un factor Q muy elevado --

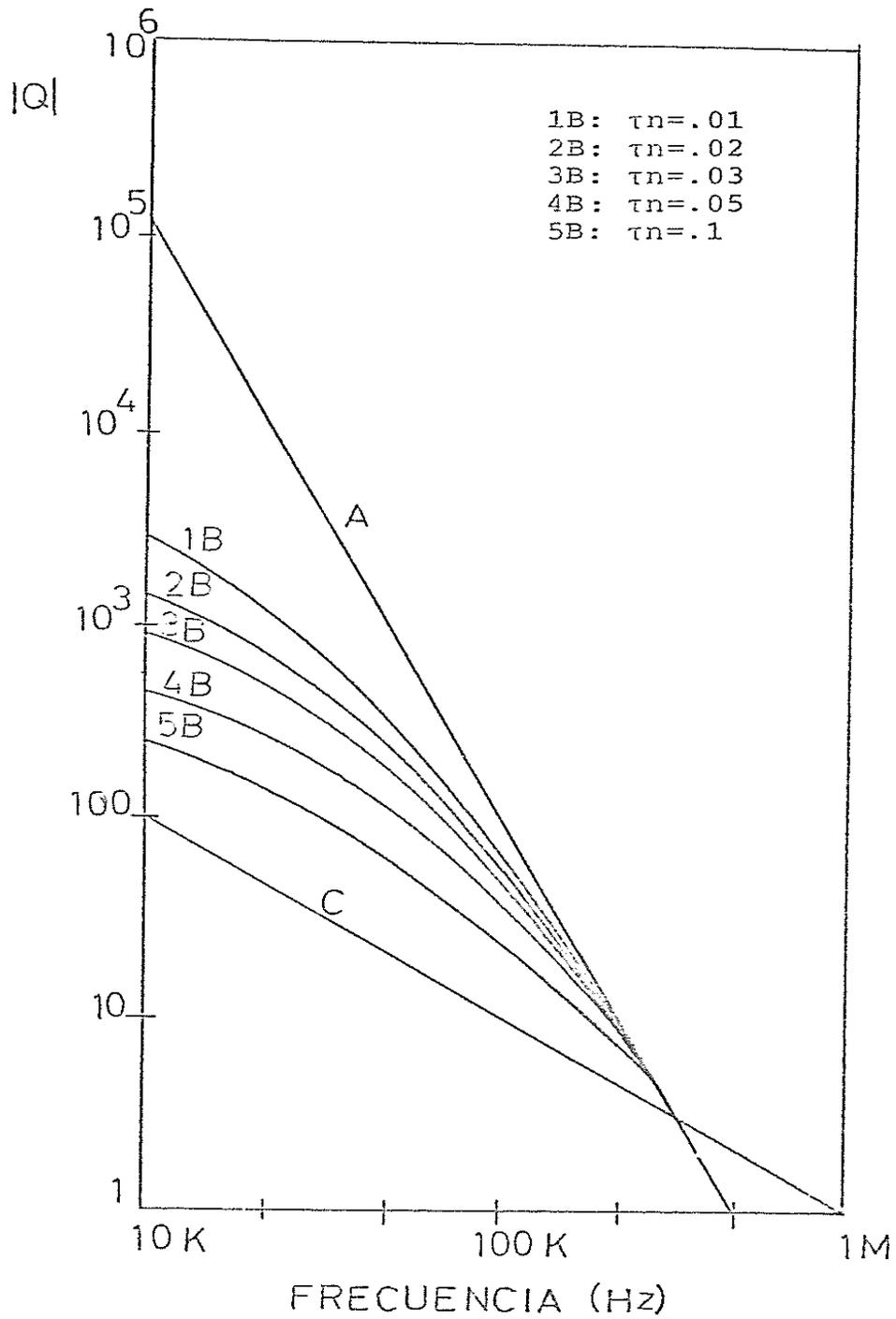


Figura 2.7 Factor Q vs. frecuencia para los casos: No Compensado (C), Caso A (A) y Caso B (B).

FACTOR Q DEL INTEGRADOR DE MILLER

FREC. (HZ)	COMPENSADO	
	CASO A	CASO B
0.10000E+05	-101.00000	-2451.00415
0.20000E+05	-50.50000	-1157.44641
0.30000E+05	-33.64667	-706.26654
0.40000E+05	-25.25000	-473.54611
0.50000E+05	-20.20000	-333.40039
0.60000E+05	-16.66667	-242.31808
0.70000E+05	-14.28571	-180.44608
0.80000E+05	-12.50000	-137.13168
0.90000E+05	-11.11111	-106.05024
0.10000E+06	-10.00000	-83.40000
0.11000E+06	-9.09091	-66.51839
0.12000E+06	-8.33333	-53.75604
0.13000E+06	-7.69231	-43.96525
0.14000E+06	-7.14286	-36.35194
0.15000E+06	-6.66667	-30.35759
0.16000E+06	-6.25000	-25.55324
0.17000E+06	-5.88235	-21.74325
0.18000E+06	-5.55556	-18.61617
0.19000E+06	-5.26316	-16.05840
0.20000E+06	-5.00000	-13.93333
0.21000E+06	-4.76190	-12.16575
0.22000E+06	-4.54545	-10.68131
0.23000E+06	-4.34783	-9.42622
0.24000E+06	-4.16667	-8.35926
0.25000E+06	-4.00000	-7.44445
0.26000E+06	-3.84615	-6.65798
0.27000E+06	-3.70370	-5.97770
0.28000E+06	-3.57143	-5.38844
0.29000E+06	-3.44828	-4.87020
0.30000E+06	-3.33333	-4.41784
0.31000E+06	-3.22581	-4.01905
0.32000E+06	-3.12500	-3.66690
0.33000E+06	-3.03030	-3.35469
0.34000E+06	-2.94118	-3.07668
0.35000E+06	-2.85714	-2.82357
0.36000E+06	-2.77778	-2.60641
0.37000E+06	-2.70270	-2.40629
0.38000E+06	-2.63158	-2.22723
0.39000E+06	-2.56383	-2.06501
0.40000E+06	-2.50000	-1.91818

CASO A: ALFA=1, BETA=0

CASO B: ALFA=1, BETA=1

Tabla 2a Valores exactos de Q para $\tau n=0.01$

FACTOR Q DEL INTEGRADOR DE MILLER

FREC. (HZ)	COMPENSADO		
	NO COMPENSADO	CASO A	CASO B
0.10000E+05	-101.99999	-127478.39062	-1237.64355
0.20000E+05	-51.00000	-15937.29297	-601.00000
0.30000E+05	-34.00000	-4722.46240	-332.31805
0.40000E+05	-25.50000	-1992.41528	-229.46552
0.50000E+05	-20.40000	-1020.19257	-160.07999
0.60000E+05	-17.00000	-590.44159	-113.27452
0.70000E+05	-14.57143	-371.56166	-79.94057
0.80000E+05	-12.75000	-249.14772	-55.37196
0.90000E+05	-11.33333	-175.00725	-38.53364
0.10000E+06	-10.20000	-127.59976	-27.60000
0.11000E+06	-9.27273	-95.88342	-20.51872
0.12000E+06	-8.50000	-73.56796	-15.72962
0.13000E+06	-7.84615	-58.11055	-11.84158
0.14000E+06	-7.28571	-46.53641	-8.93369
0.15000E+06	-6.80000	-37.84441	-6.73334
0.16000E+06	-6.37500	-31.19040	-5.03511
0.17000E+06	-6.00000	-26.01036	-3.89957
0.18000E+06	-5.66667	-21.91748	-2.96331
0.19000E+06	-5.36842	-18.44134	-2.23527
0.20000E+06	-5.10000	-15.46749	-1.68000
0.21000E+06	-4.85714	-12.81802	-1.25019
0.22000E+06	-4.63236	-10.31953	-0.92049
0.23000E+06	-4.42476	-8.02264	-0.671349
0.24000E+06	-4.23000	-5.92476	-0.49564
0.25000E+06	-4.05000	-4.20000	-0.36552
0.26000E+06	-3.88000	-2.92267	-0.26249
0.27000E+06	-3.72778	-1.91471	-0.18973
0.28000E+06	-3.58336	-1.24364	-0.13645
0.29000E+06	-3.44724	-0.82225	-0.09224
0.30000E+06	-3.32000	-0.55555	-0.06657
0.31000E+06	-3.20032	-0.31207	-0.04687
0.32000E+06	-3.08750	-0.18224	-0.03225
0.33000E+06	-3.00091	-0.10818	-0.02128
0.34000E+06	-2.92000	-0.07336	-0.01427
0.35000E+06	-2.84429	-0.04233	-0.00925
0.36000E+06	-2.77333	-0.02655	-0.00584
0.37000E+06	-2.70676	-0.01415	-0.00316
0.38000E+06	-2.64421	-0.00790	-0.00177
0.39000E+06	-2.58538	-0.00454	-0.00097
0.40000E+06	-2.53000	-0.00219	-0.00052

CASO A: ALFA=1, BETA=0

CASO B: ALFA=1, BETA=1

Tabla 2b Valores exactos de Q para $\tau_n=0.02$

FACTOR Q DEL INTEGRADOR DE KILLER

FREQ. (HZ)	COMPENSADO		
	NO COMPENSADO	CASO A	CASO B
0.10000E+05	-102.99999	-128728.67969	-827.83484
0.20000E+05	-51.50000	-16093.78516	-405.88333
0.30000E+05	-34.33333	-4769.92490	-262.11127
0.40000E+05	-25.75000	-2012.07129	-188.32539
0.50000E+05	-20.20000	-1030.29248	-142.94292
0.60000E+05	-17.16667	-596.31187	-112.10400
0.70000E+05	-14.71429	-375.57736	-89.83996
0.80000E+05	-12.87500	-251.65163	-73.12620
0.90000E+05	-11.44444	-176.77808	-60.24197
0.10000E+06	-10.30000	-128.89975	-50.12001
0.11000E+06	-9.36364	-96.86801	-42.05402
0.12000E+06	-8.58333	-74.63301	-35.55330
0.13000E+06	-7.92308	-58.71796	-30.26454
0.14000E+06	-7.35714	-47.02766	-25.92652
0.15000E+06	-6.86667	-38.24842	-22.34223
0.16000E+06	-6.43750	-31.52683	-19.36084
0.17000E+06	-6.05822	-26.29420	-16.86547
0.18000E+06	-5.72222	-22.15980	-14.76486
0.19000E+06	-5.42105	-18.84989	-12.98620
0.20000E+06	-5.15000	-16.16874	-11.47273
0.21000E+06	-4.90476	-13.97331	-10.17831
0.22000E+06	-4.68182	-12.15965	-9.06596
0.23000E+06	-4.47826	-10.64712	-8.10572
0.24000E+06	-4.29167	-9.37601	-7.27319
0.25000E+06	-4.12000	-8.30000	-6.54839
0.26000E+06	-3.96154	-7.38302	-5.91488
0.27000E+06	-3.81461	-6.59673	-5.35908
0.28000E+06	-3.67857	-5.91864	-4.86969
0.29000E+06	-3.55172	-5.33074	-4.43728
0.30000E+06	-3.43333	-4.81852	-4.05397
0.31000E+06	-3.32258	-4.37016	-3.71310
0.32000E+06	-3.21875	-3.97601	-3.40907
0.33000E+06	-3.12121	-3.62811	-3.13711
0.34000E+06	-3.02941	-3.31926	-2.89316
0.35000E+06	-2.94286	-3.04577	-2.67377
0.36000E+06	-2.86111	-2.80123	-2.47595
0.37000E+06	-2.78378	-2.58234	-2.29716
0.38000E+06	-2.71053	-2.38584	-2.13518
0.39000E+06	-2.64103	-2.20893	-1.98311
0.40000E+06	-2.57500	-2.04922	-1.83429

CASO A: ALFA=1, BETA=0

CASO B: ALFA=1, BETA=1

Tabla 2c Valores exactos de Q para $\tau_n=0.03$

FACTOR Q DEL INTEGRADOR DE MILLER

FRFC. (HZ)	COMPENSADO		
	NO COMPENSADO	CASO A	CASO B
0.10000E+05	-105.00001	-131275.78125	-498.08505
0.20000E+05	-52.50000	-16408.22852	-256.10246
0.30000E+05	-35.00000	-4862.04102	-140.93312
0.40000E+05	-26.25000	-2051.42920	-117.55843
0.50000E+05	-21.00000	-1050.50757	-91.00002
0.60000E+05	-17.50000	-608.05865	-72.94874
0.70000E+05	-15.00000	-393.01169	-59.60997
0.80000E+05	-13.12500	-256.66039	-49.83855
0.90000E+05	-11.66667	-180.31937	-42.03635
0.10000E+06	-10.50000	-131.50023	-35.85715
0.11000E+06	-9.54545	-98.83751	-30.77801
0.12000E+06	-8.75000	-76.16331	-26.59053
0.13000E+06	-8.07492	-59.93293	-23.10355
0.14000E+06	-7.50000	-48.01026	-20.17618
0.15000E+06	-7.00000	-39.05559	-17.70176
0.16000E+06	-6.58250	-32.15973	-15.59783
0.17000E+06	-6.17447	-26.86192	-13.79952
0.18000E+06	-5.83333	-22.64405	-12.25513
0.19000E+06	-5.52632	-19.26703	-10.98299
0.20000E+06	-5.25000	-16.59126	-9.76923
0.21000E+06	-5.00000	-14.29139	-8.76611
0.22000E+06	-4.77273	-12.43990	-7.95076
0.23000E+06	-4.56522	-10.89608	-7.28424
0.24000E+06	-4.37500	-9.59353	-6.74507
0.25000E+06	-4.20000	-8.50000	-6.31714
0.26000E+06	-4.03846	-7.56373	-5.98225
0.27000E+06	-3.88889	-6.76079	-5.72883
0.28000E+06	-3.75000	-6.06824	-5.54289
0.29000E+06	-3.62069	-5.46773	-5.41373
0.30000E+06	-3.50000	-4.94445	-5.33662
0.31000E+06	-3.38710	-4.48634	-5.30769
0.32000E+06	-3.28125	-4.08356	-5.32172
0.33000E+06	-3.18182	-3.72798	-5.37211
0.34000E+06	-3.08824	-3.41289	-5.45575
0.35000E+06	-3.00000	-3.13265	-5.56995
0.36000E+06	-2.91667	-2.88259	-5.70837
0.37000E+06	-2.83784	-2.65873	-5.86097
0.38000E+06	-2.76316	-2.45772	-6.02400
0.39000E+06	-2.69231	-2.27672	-6.19589
0.40000E+06	-2.62500	-2.11328	-6.37973

CASO A: ALFA=1, BETA=0

CASO B: ALFA=1, BETA=1

Tabla 2d Valores exactos de Q para $\tau n=0.05$

FACTOR Q DEL INTEGRADOR DE MILLER

FREC. (HZ)	COMPENSADO		
	NO COMPENSADO	CASO A	CASO B
0.10000E+05	-110.00000	-137505.00000	-249.52106
0.20000E+05	-55.00000	-17190.00000	-124.04766
0.30000E+05	-36.66667	-5094.25977	-81.91882
0.40000E+05	-27.50000	-2149.68750	-60.63955
0.50000E+05	-22.00000	-1100.99988	-47.71429
0.60000E+05	-18.33333	-637.40747	-38.98011
0.70000E+05	-15.71429	-401.58899	-32.65419
0.80000E+05	-13.75000	-269.17969	-27.84575
0.90000E+05	-12.22222	-189.17012	-24.06906
0.10000E+06	-11.00000	-137.99998	-21.00001
0.11000E+06	-10.00000	-103.76035	-18.47607
0.12000E+06	-9.16667	-79.98843	-16.36129
0.13000E+06	-8.46154	-62.96996	-14.56709
0.14000E+06	-7.85714	-50.46648	-13.02956
0.15000E+06	-7.33333	-41.07408	-11.70115
0.16000E+06	-6.87500	-33.88124	-10.54564
0.17000E+06	-6.47059	-28.28109	-9.53978
0.18000E+06	-6.11111	-23.83460	-8.64617
0.19000E+06	-5.78947	-20.30981	-7.86173
0.20000E+06	-5.50000	-17.43750	-7.16667
0.21000E+06	-5.23210	-15.08830	-6.54876
0.22000E+06	-5.00000	-13.14050	-6.00000
0.23000E+06	-4.78261	-11.51845	-5.50514
0.24000E+06	-4.58333	-10.15480	-5.06351
0.25000E+06	-4.40000	-9.00000	-4.66667
0.26000E+06	-4.23077	-8.01548	-4.30926
0.27000E+06	-4.07407	-7.17091	-3.98668
0.28000E+06	-3.92257	-6.44224	-3.69493
0.29000E+06	-3.78310	-5.81020	-3.43053
0.30000E+06	-3.66667	-5.25926	-3.19048
0.31000E+06	-3.56839	-4.77678	-2.97311
0.32000E+06	-3.48750	-4.35242	-2.77313
0.33000E+06	-3.42333	-3.97766	-2.59149
0.34000E+06	-3.37229	-3.64543	-2.42541
0.35000E+06	-3.33286	-3.34985	-2.27329
0.36000E+06	-3.30556	-3.08599	-2.13375
0.37000E+06	-2.97297	-2.84968	-2.00555
0.38000E+06	-2.89474	-2.63741	-1.88759
0.39000E+06	-2.82051	-2.44618	-1.77839
0.40000E+06	-2.75000	-2.27344	-1.67857

CASO A: ALFA=1, BETA=0

CASO B: ALFA=1, BETA=1

Tabla 2e Valores exactos de Q para $\tau_n=0.10$

aproximadamente $-|A(s)|^3$. Esto se logra suponiendo que ambos amplificadores poseen valores iguales de ωt .

Por otro lado, la figura 2.9 muestra una estructura integradora reportada por Soliman [10] como un integrador inversor con adelanto de fase controlado.

Para el integrador de alta Q , su función de error y factor Q están dados por:

$$\epsilon(s) = \frac{s\omega t + \omega t^2}{s^2 + s(\omega_0 + \omega t) + \omega t(\omega t + \omega_0)} \quad (2.25)$$

$$Q = \frac{\omega t^2(\omega t + \omega_0) + \omega^2 \omega_0}{-\omega^3} \approx -\frac{\omega t^3}{\omega^3} ; \omega t \gg \omega_0$$

Asimismo para el integrador reportado por Soliman:

$$\epsilon(s) = \frac{s\omega t(k+1) + \omega t^2}{s^2 + s\{\omega t + \omega_0(k+1)\} + \omega t(\omega t + \omega_0)} \quad (2.26)$$

$$Q \approx \frac{1}{k} |A(s)| \quad ; \omega t \gg \omega_0$$

donde k controla el adelanto de fase.

Las figuras 2.10a-e muestran el % de error en magnitud y fase en función de la frecuencia normalizada para los integradores antes mencionados y para el integrador de Miller con y sin compensación para diferentes valores de τ_n . La observación de estas gráficas permite comprobar que el mejor comportamiento en la fase corresponde a aquellos integradores cuyo factor Q es mayor, así entonces, esto ocurre para el integrador denominado como de alta Q

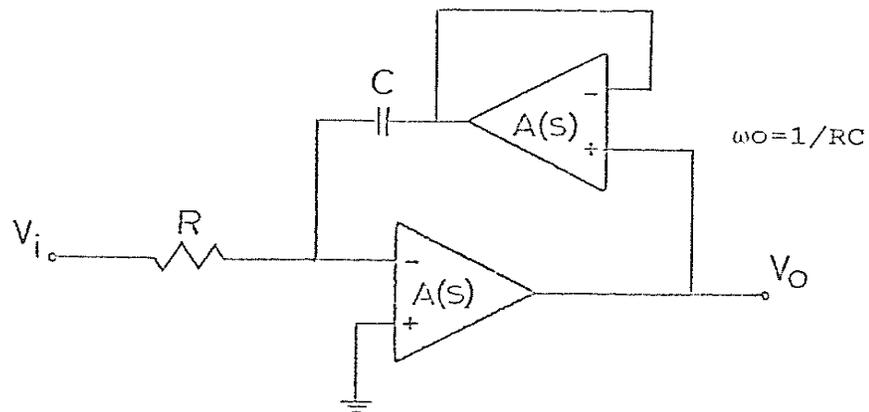


Figura 2.8 Integrador inversor de alta Q.

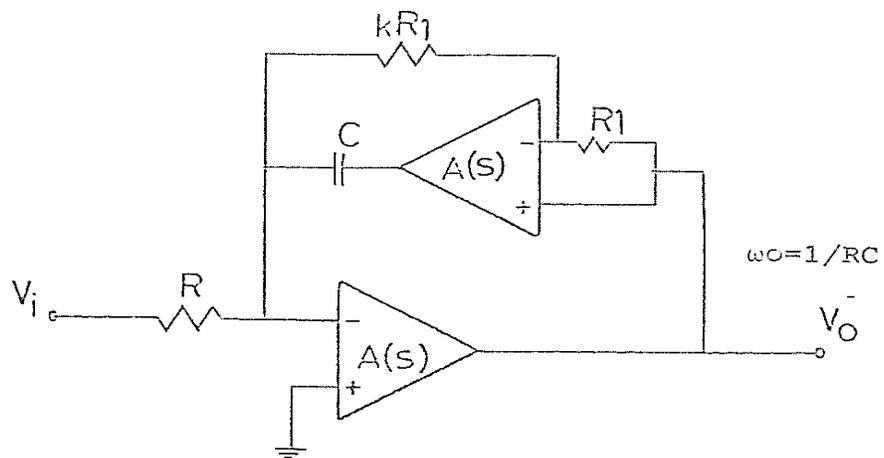


Figura 2.9 Integrador inversor compensado en fase.

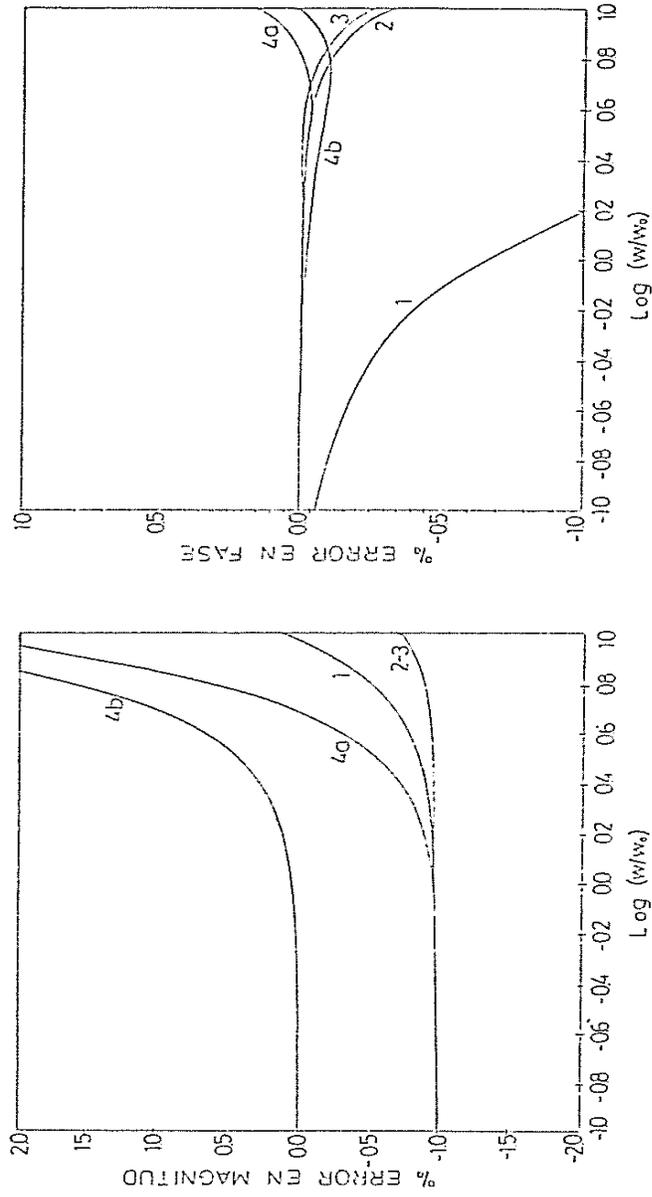


Figura 2.10a Comparación del funcionamiento de integradores. $\tau n=0.01$

- 1: Integrador de Miller
- 2: Integrador de alta Q
- 3: Integrador con adelanto de fase controlado
- 4a: Compensación con NIC. Caso A
- 4b: Compensación con NIC. Caso B.

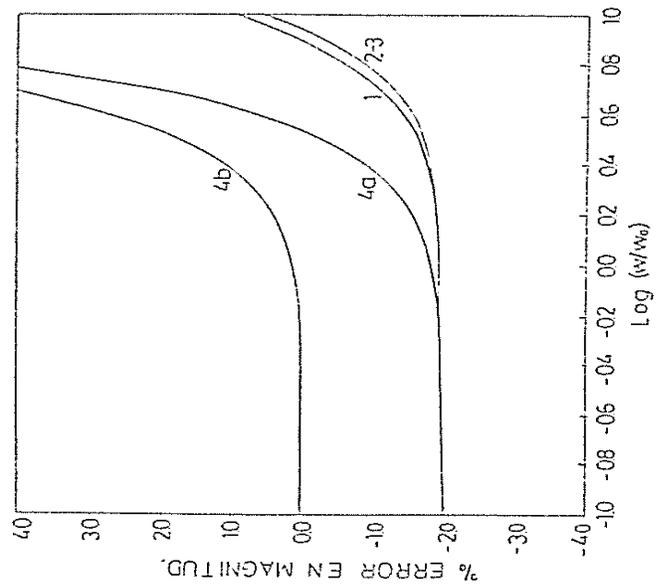
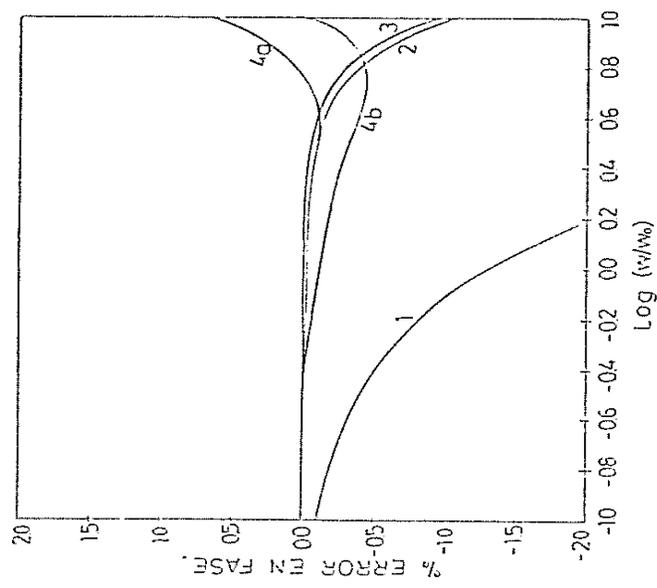


Figura 2.10b Comparación del funcionamiento de integradores. $\tau n=0.02$

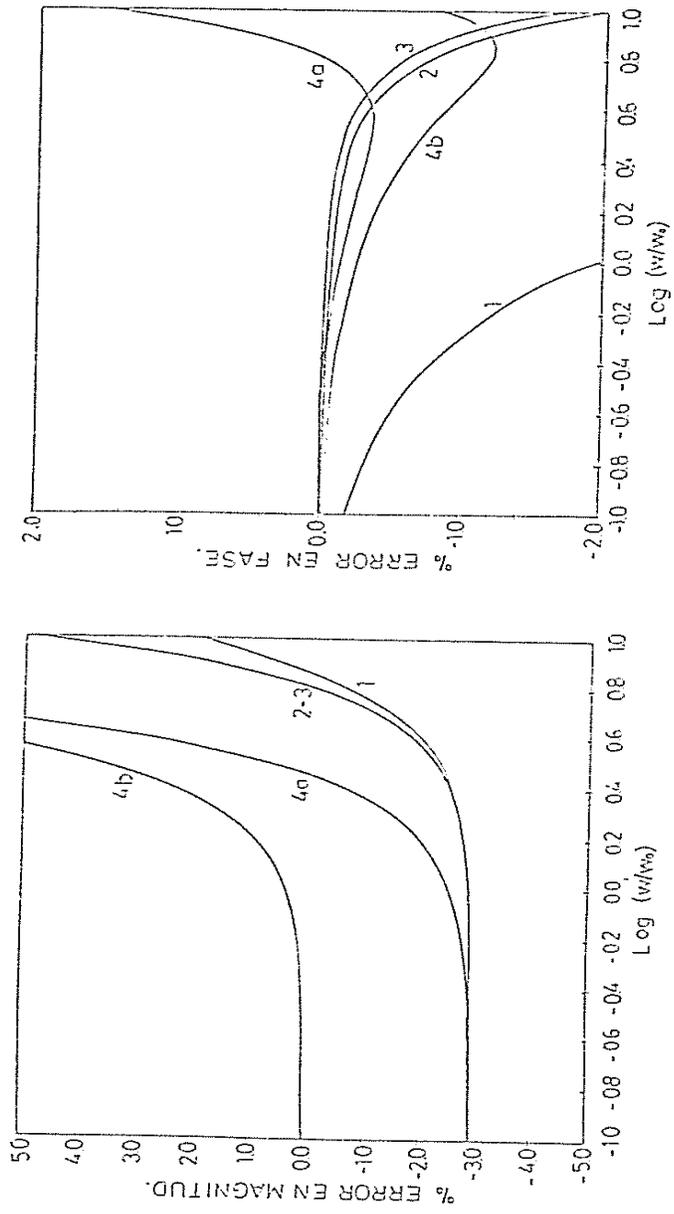


Figura 2.10c Comparación del funcionamiento de integradores. $\tau n=0.03$

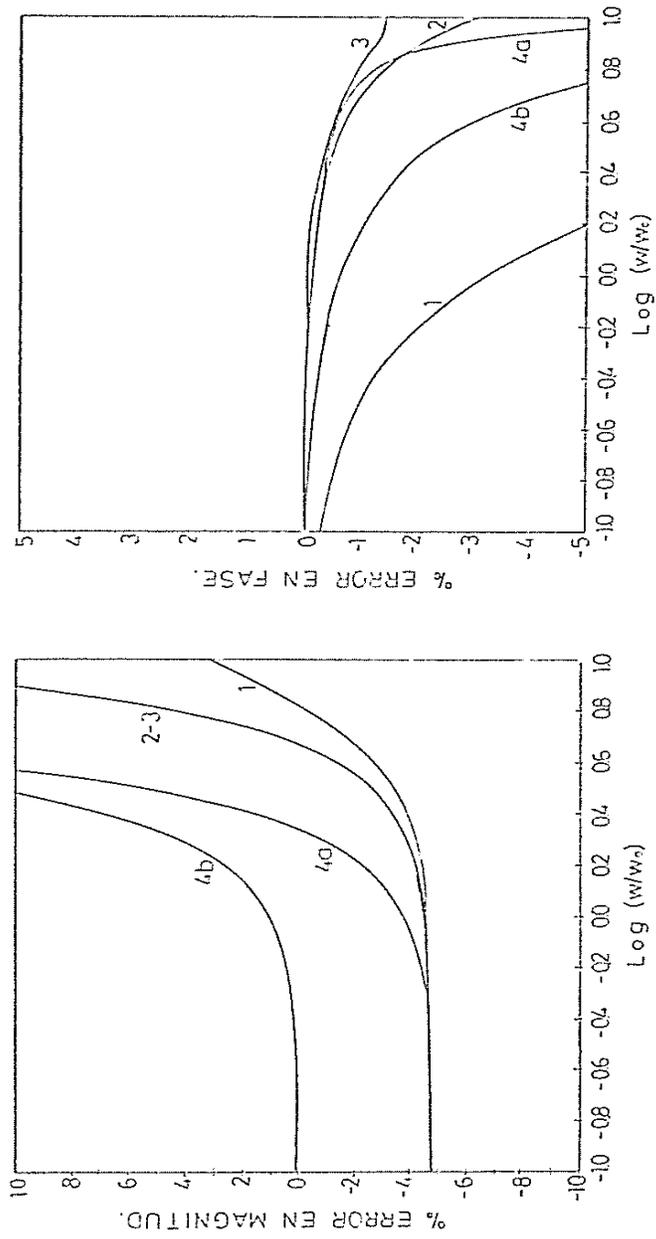


Figura 2.10d Comparación del funcionamiento de integradores. $\tau_n=0.05$

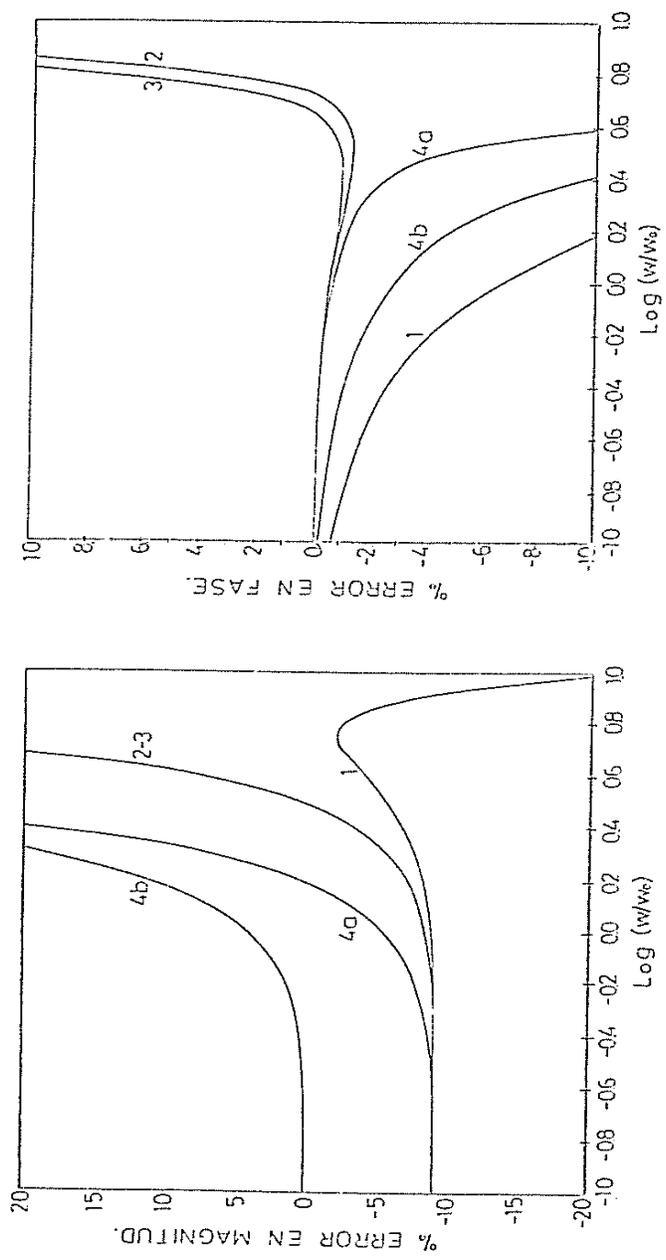


Figura 2.10e Comparación del funcionamiento de integradores. $\tau_n=0.1$

(curvas 2), el reportado por Soliman (curvas 3) y el caso A de la compensación con NIC (curvas 4a); sin embargo para estas tres estructuras el comportamiento del error en magnitud es similar al del integrador sin compensar (curvas 1), obteniéndose a bajas frecuencias ($\omega/\omega_0 \approx 0.1$) el mismo porcentaje de error para todos los casos de τn .

Puede por tanto establecerse que una compensación basada únicamente en la elevación del factor Q no provoca disminución o mejora sensible del porcentaje de error en magnitud. Lo anterior se pone de manifiesto en el caso B de la compensación con NIC ($\alpha=1$ y $\beta=1$), donde a pesar de que el factor Q no alcanza los valores obtenidos por las tres estructuras anteriores, el comportamiento exhibido por el porcentaje de error en magnitud es significativamente mejor en la región de interés alrededor de $\omega/\omega_0=1$, mientras que la fase posee características análogas a los anteriores para el mismo rango de frecuencias, degenerando a medida que τn aumenta puesto que los valores del factor Q son cada vez menores (veanse tablas 2a-2e y figura 2.7).

2.8 FILTRO VARIABLE DE ESTADO KHN.

El funcionamiento del nuevo método de compensación es verificado al diseñar el filtro variable de estado (KHN) mostrado en la figura 2.11 y cuya función de transferencia ideal esta dada a continuación, de acuerdo a -

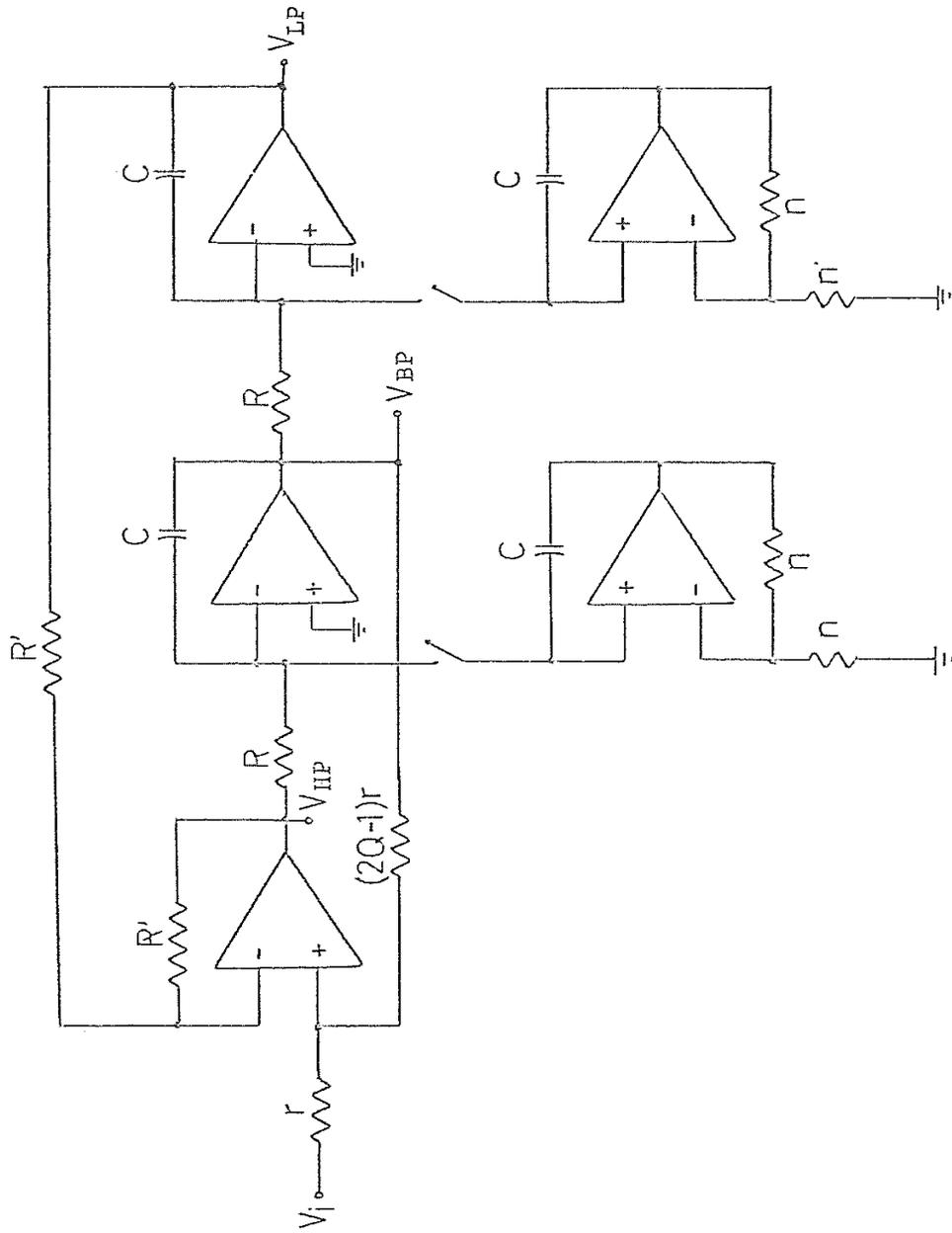


Figura 2.11 Filtro variable de estado (KHN), con los interruptores cerrados:Compensado.

las fórmulas de diseño implícitamente dadas en la figura antes mencionada.

$$H(s) = \frac{sK\omega_0}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad ; \omega_0 = 1/RC$$

Se realizarán diseños para los casos compensado y no compensado. Como características típicas de esta topología, pueden señalarse que exhibe bajas sensibilidades pasivas y activas de ω_0 y un producto ganancia-sensitividad del orden de Q . Posee sin embargo, severos efectos de ensanchamiento de Q debidos al ancho de banda limitado de los amplificadores operacionales [1]. Una comparación de la respuesta en la frecuencia de la salida del pasa-banda se muestra en las figuras 2.12 y 2.13 para dos pares diferentes de integradores con $\tau_n = 2\pi f_0 / \omega t = .01$ y $.02$, donde f_0 es la frecuencia central ideal. Se muestran resultados teóricos y experimentales en todos los casos.

2.9 FILTRO BICUADRÁTICO TOW-THOMAS.

Otro filtro de variable de estado, el filtro Tow-Thomas (figura 2.14) es utilizado ahora para comprobar el efecto de la compensación por medio de NIC. Esta es aplicada a ambos tipos de integradores (integrador de Miller e integrador con pérdidas). Para el primero de estos, la compensación aplicada corresponde al caso A tra-

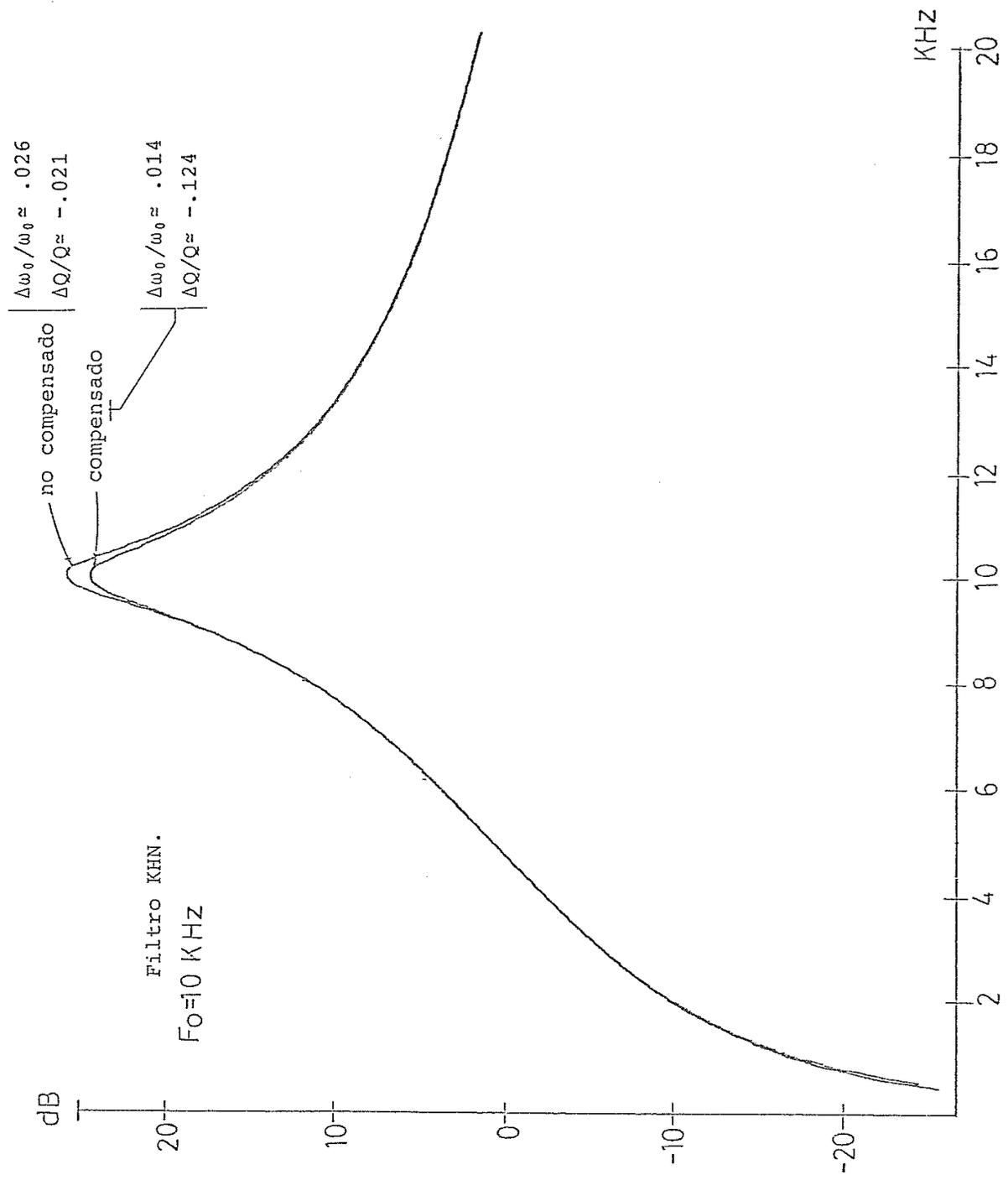


Figura 2.12 Resultados experimentales.

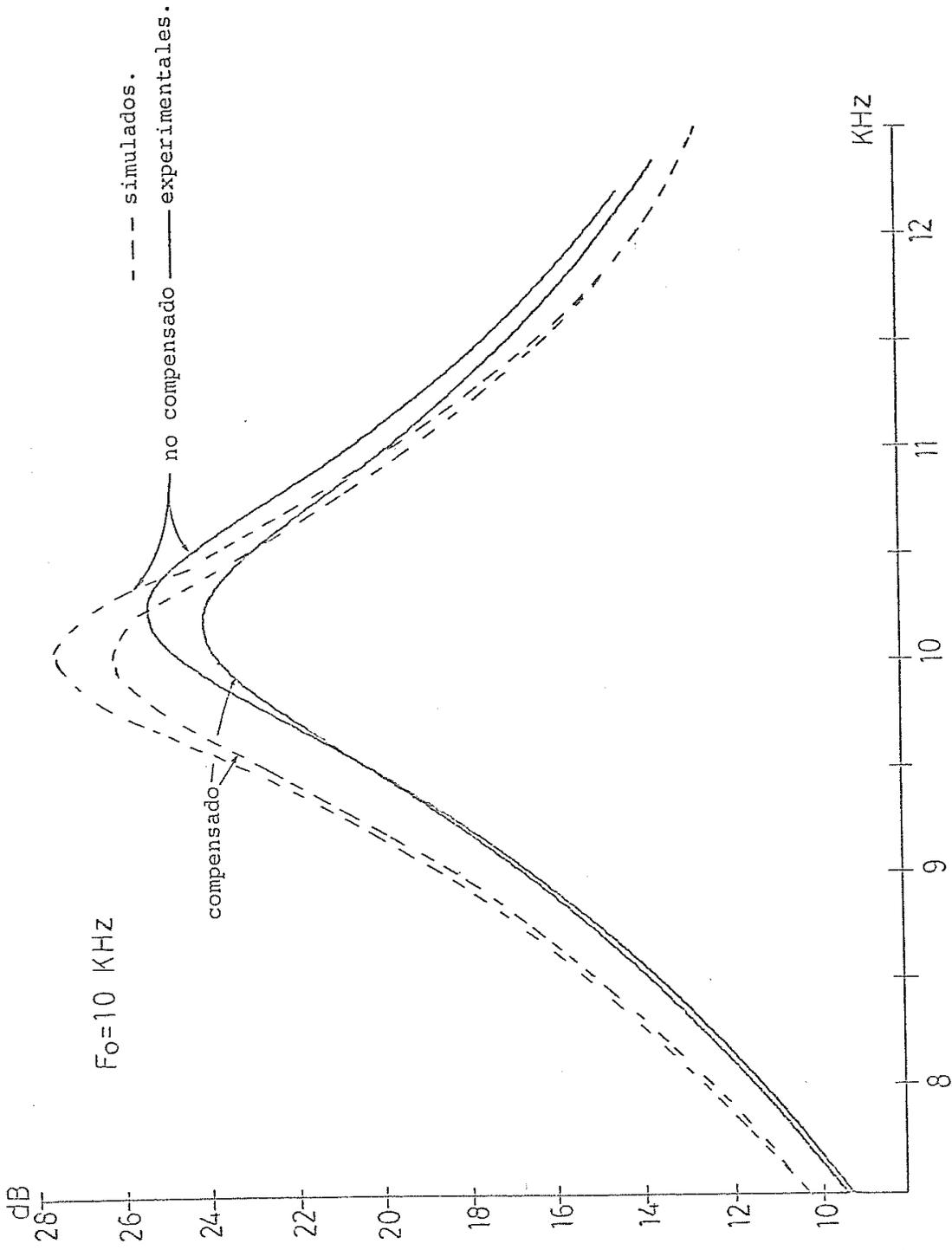


Figura 2.12b Comparación de $|H(s)|$ teóricas y experimentales.

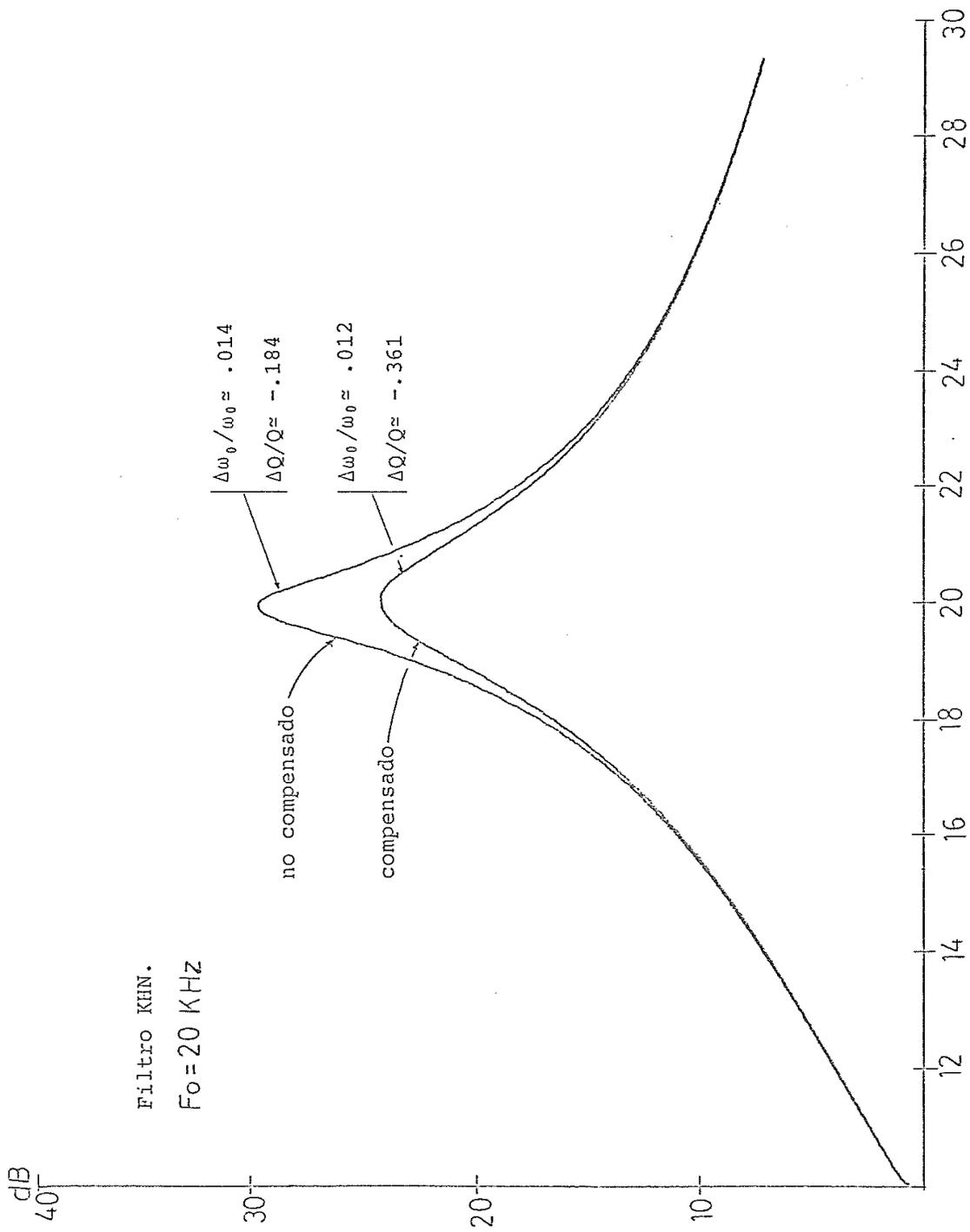


Figura 2.13a Resultados experimentales.

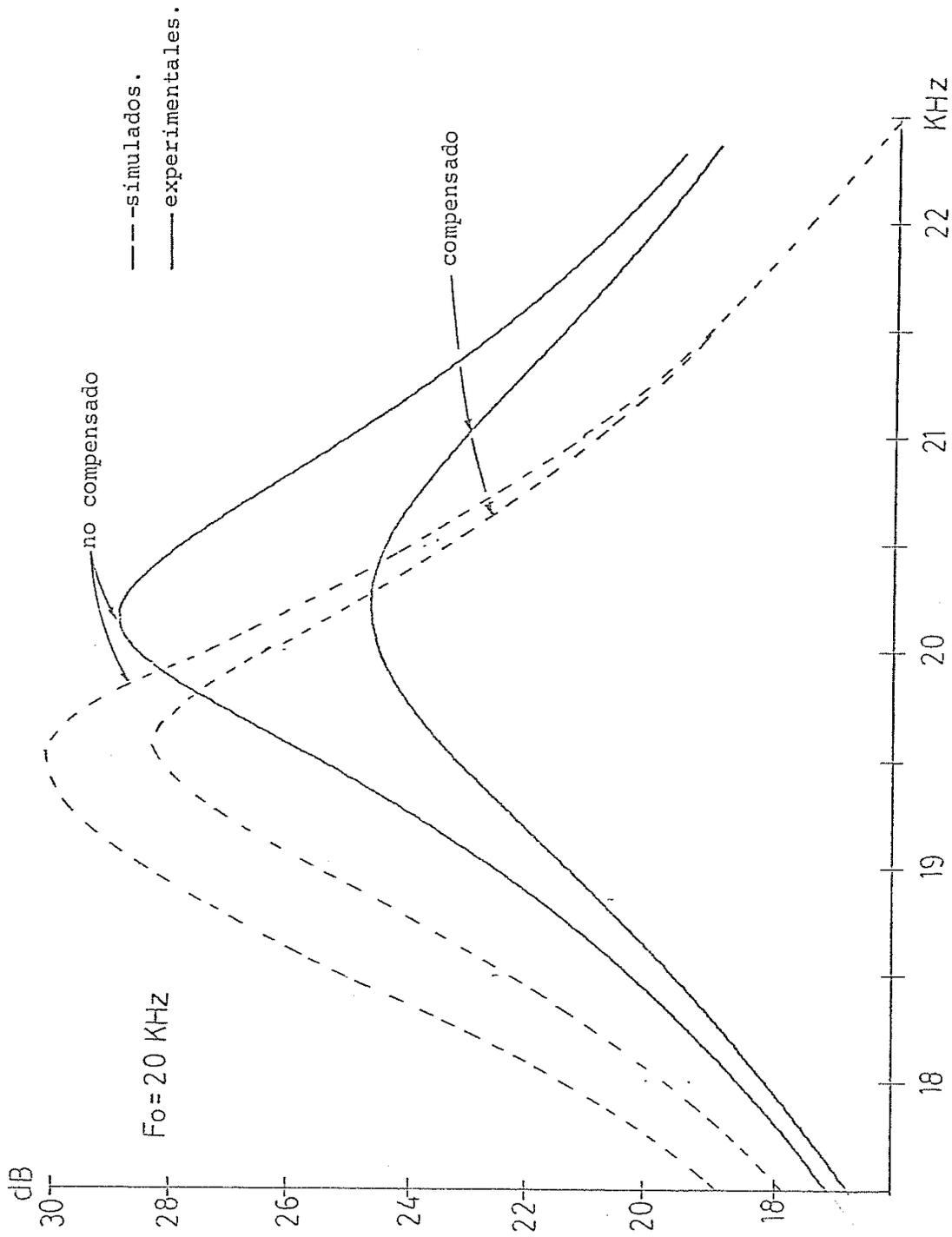


Figura 2.13b Comparación de $|H(s)|$ teóricas y experimentales.

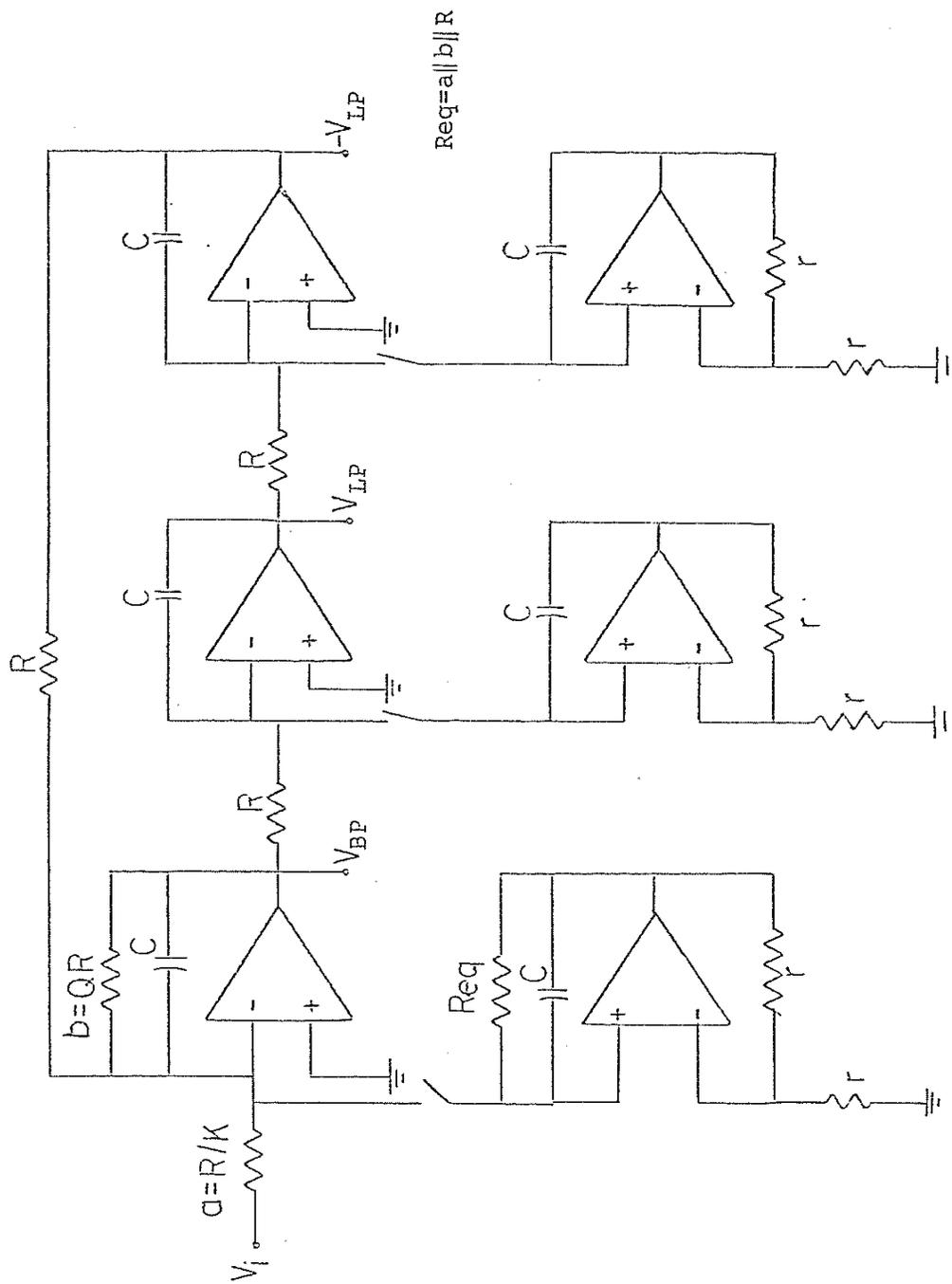


Figura 2.14 Filtro variable de estado (Tow-Thomas), con los interruptores cerrados:Compensado.

tado en secciones anteriores, mientras que para el integrador con pérdidas la compensación aplicada se halla en concordancia con la compensación del amplificador inversor desarrollada por Boutin [4] para el caso de NIC ideal. La ventaja principal de este filtro, es que cada amplificador tiene su terminal de entrada positiva conectada a tierra. Comparado con el filtro KHN, el filtro Tow-Thomas no proporciona una salida de pasa-altos y desde el punto de vista de sensibilidad, ambos poseen características casi idénticas. Una comparación de la respuesta en magnitud de la salida del pasabanda se muestra en las figuras 2.15 y 2.16 para los mismos casos de in tratados en la sección anterior. Se muestran resultados obtenidos por simulación de circuitos [18].

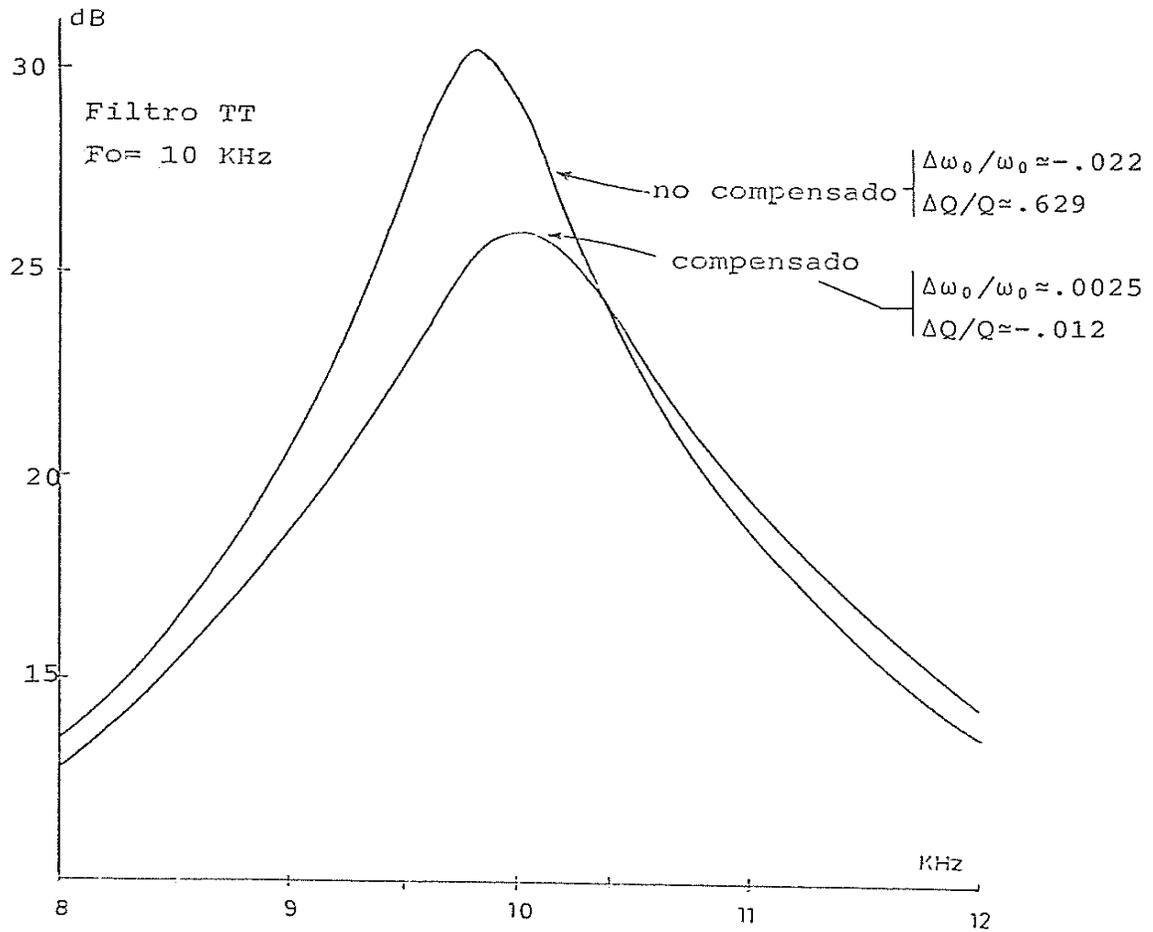


Figura 2.15 Comparación de $|H(s)|$ para el filtro Tow-Thomas.

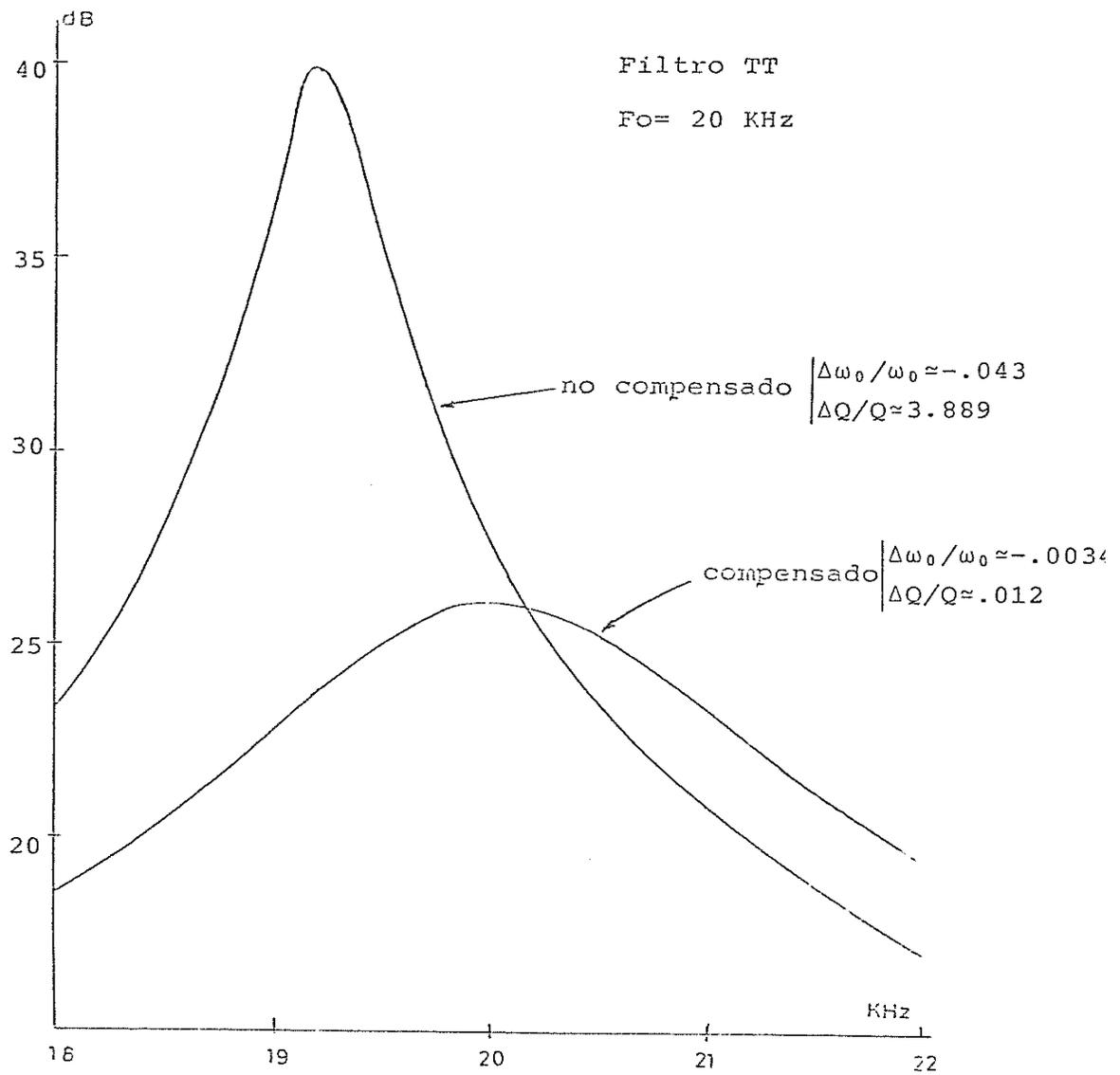


Figura 2.16 Comparación de $H(s)$ para el filtro Tow-Thomas.

C A P I T U L O 3

COMPENSACION NO INHERENTE DE FILTROS.

3.1 FILTRO PASABANDA DE RETROALIMENTACION MULTIPLE DE GANANCIA INFINITA.

La realización de un filtro pasabanda de retroalimentación múltiple se muestra en la figura 3.1, si se supone que el amplificador operacional es ideal, la función de transferencia del circuito esta dada por:

$$H(s) = \frac{-sG_1/C}{s^2 + s\{2G_3/C\} + (G_1+G_2)G_3/C} \quad (3.1)$$

y por tanto se obtienen las siguientes expresiones para los parámetros típicos del filtro:

$$\begin{aligned} Q &= \frac{1}{2} \sqrt{(G_1+G_2)/G_3} \\ \omega_0 &= \frac{1}{C} \sqrt{(G_1+G_2)G_3} \\ H_0 &= \frac{G_1}{2G_3} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Sin embargo, considerando que $A(s)$ está dada por el modelo de un solo polo del amplificador operacional, $H(s)$ es expresada como:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{sG_1/C}{\{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2\} + \frac{1}{A(s)}\{s^2 + s\omega_0/Q + s(G_1+G_2)/C + \omega_0^2\}}$$

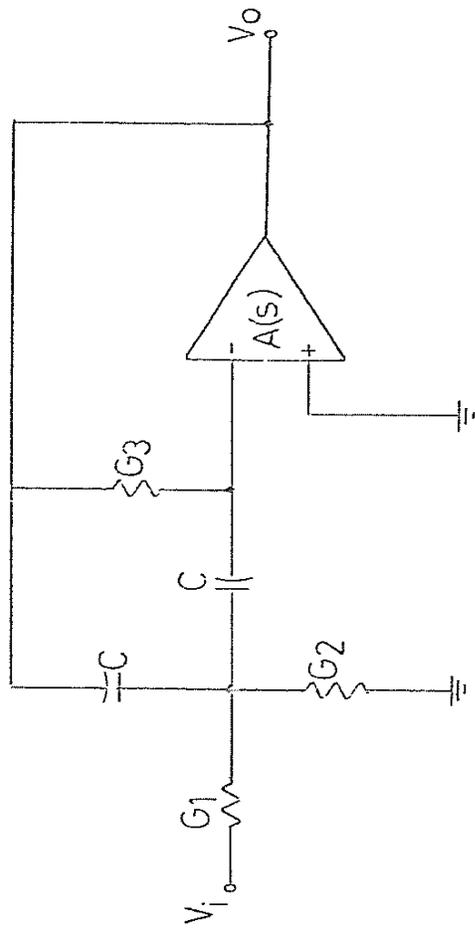


Figura 3.1 Filtro pasabanda de retroalimentación múltiple con ganancia infinita.

o bien :

$$D(s) = \{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2\} + \frac{1}{A(s)}\{s^2 + s\omega_0(2Q+1/Q) + \omega_0^2\} \quad (3.3)$$

Este filtro se halla reportado como un filtro de baja Q ($Q < 2$) en la referencia [11] y además, diversos estudios existentes [12,13] muestran las limitaciones para la obtención de valores altos de Q para diferentes realizaciones de filtros de este tipo, en sus modalidades pasabajos, pasabanda y pasa-altos. Dichos trabajos enfatizan el efecto que tiene el producto ganancia-ancho de banda del amplificador operacional sobre la localización de los polos al mostrar generalmente el lugar geométrico de las raíces del denominador de $H(s)$. Por otro lado, para valores altos de Q esta configuración exhibe resistencias que varían en un rango muy amplio de valores, así por ejemplo para los diferentes diseños que son reportados se obtiene $R_2 = 0.555 \text{ K}\Omega$ y $R_3 = 200 \text{ K}\Omega$. La explicación a esto será proporcionada en la sección siguiente en que se tratará lo relacionado con el producto ganancia-sensitividad.

Sin embargo, una de las mayores ventajas de esta configuración reside en el hecho de poseer valores muy bajos de sensibilidades pasivas [12], siendo todas ellas menores que la unidad.

3.2 CRITERIO DE COMPENSACION: MINIMIZACION DEL PRODUCTO GANANCIA-SENSITIVIDAD (Γ).

Los efectos que causan la ganancia finita del amplificador operacional y el producto ganancia-ancho de banda (ωt) sobre las características de transferencia (ω_0, Q) de un filtro activo pueden ser expresados en términos del producto ganancia-sensitividad (Γ). Para minimizar estos efectos, es suficiente en la mayoría de los casos minimizar Γ respecto a la Q del polo [14]. Se determinarán entonces los valores de Γ para el filtro en los siguientes casos: sin compensar, compensado con NIC ideal y compensado con NIC no ideal, a continuación se detalla el procedimiento seguido para la obtención de Γ y las variaciones de ω_0 y Q .

El denominador de la función de transferencia ideal de un filtro activo de segundo orden tiene la siguiente forma:

$$D(s) = s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2 \quad (3.4)$$

Sin embargo, cuando la ganancia de el o los amplificadores operacionales que realizan la función de transferencia es tomada en consideración, el denominador se modifica en la forma dada a continuación:

$$\begin{aligned}
Dm(s) = & s^2 \left\{ 1 + \frac{a_{21}}{A_1} + \frac{a_{22}}{A_2} + \frac{b_{212}}{A_1 A_2} \right\} \\
& + s\omega_0/Q \left\{ 1 + \frac{a_{11}}{A_1} + \frac{a_{12}}{A_2} + \frac{b_{112}}{A_1 A_2} \right\} \\
& + \omega_0^2 \left\{ 1 + \frac{a_{01}}{A_1} + \frac{a_{02}}{A_2} + \frac{b_{012}}{A_1 A_2} \right\}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Han sido considerados dos amplificadores operacionales, dado que es el mayor número utilizado en este trabajo (compensación con NIC no ideal), así en los dos casos restantes los términos afectados por A_2 no deben ser tomados en cuenta para el análisis. Suponiendo el modelo de un solo polo para el amplificador operacional, tal que su ganancia está expresada por:

$$A_i(s) \approx \frac{\omega t_i}{s}$$

las variaciones de ω_0 y Q estarán dadas como [15]:

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -d_{11} \frac{\omega_0}{\omega t_1} - d_{12} \frac{\omega_0}{\omega t_2} \tag{3.6a}$$

$$\begin{aligned}
\frac{\Delta Q}{Q} = & d'_{11} \frac{\omega_0}{\omega t_1} + d'_{12} \frac{\omega_0}{\omega t_2} \\
& - Q d_{21} \frac{\omega_0}{\omega t_1} - d_{22} \frac{\omega_0}{\omega t_2} - d_{212} \frac{\omega_0^2}{\omega t_1 \cdot \omega t_2}
\end{aligned} \tag{3.6b}$$

donde:

$$d_{1i} = \frac{a_{1i} - a_{2i}}{2Q}$$

$$d'_{1i} = d_{1i} - Q(a_{0i} - a_{2i})$$

$$d_{2i} = \{(a_{0i} - 3a_{2i})(a_{2i} - a_{1i})\}/2Q$$

y para el caso en que dos amplificadores operacionales sean utilizados, se obtiene después de realizar algunas simplificaciones el siguiente coeficiente:

$$d_{212} = (b_{212} - 2b_{112} - b_{012})/Q$$

Por otro lado, la desviación fraccional $\Delta\omega_0/\omega_0$ como resultado del efecto del modelo de un solo polo de amplificador operacional que implica el producto ganancia-ancho de banda (ωt), puede ser expresada en función del producto ganancia-sensitividad:

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \approx - \frac{1}{2Q} \cdot \frac{\omega_0}{\omega t} \cdot \Gamma \quad (3.7)$$

donde Γ es el producto ganancia-sensitividad de Q , definido como :

$$\Gamma = A_0 S_{A_0}^Q \quad (3.8)$$

Otra forma [16] de expresar (3.7) es:

$$S_{\omega t}^{\omega_0} = \frac{1}{2Q} \Gamma \cdot \frac{\omega_0}{\omega t}$$

Asimismo la relación que la desviación de Q tiene con el producto ganancia-sensibilidad de Q se halla expresada por:

$$\frac{\Delta Q}{Q} = -\Gamma \left[\frac{1}{A_0} - \frac{1}{2Q} \frac{\omega_0}{\omega t} \right] \quad (3.9)$$

Por tanto, de las ecuaciones (3.7) y (3.9) dos expresiones para Γ pueden ser obtenidas:

$$\Gamma = -2Q \frac{\omega t}{\omega_0} \cdot \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \quad (3.10a)$$

$$\Gamma = -\frac{\Delta Q}{Q} \left[\frac{1}{A_0} - \frac{1}{2Q} \frac{\omega_0}{\omega t} \right]^{-1} \quad (3.10b)$$

El uso de cualquiera de ellas depende en la práctica de la exactitud y facilidad para realizar la medición de ωt y A_0 . Además en general se espera que:

$$\left| \frac{\Delta Q}{Q} \right| < \left| \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} \right|$$

es decir, la desviación fraccional de la frecuencia debida al producto ganancia-ancho de banda finito del amplificador operacional será mayor que el cambio de Q . Esto impli

ca que $\Delta\omega_0/\omega_0$ es una cantidad más fácilmente medible experimentalmente, y por tanto la utilización de la ecuación de (3.10a) para la determinación de Γ es más directa y confiable. Esto es confirmado al observar que en la ecuación (3.10b) el término entre paréntesis puede ser positivo o negativo, dependiendo de los valores de ωt o A_0 , ninguno de los cuales es medible con demasiada exactitud. Más aún, esta verificación implica la medición de $\Delta Q/Q$ para un circuito cuyos componentes pasivos han sido medidos con cierto porcentaje de error y cuyas sensibilidades de Q respecto de los mismos componentes son mayores o iguales que los valores de sensibilidad de Q respecto a la ganancia del amplificador operacional [14], lo anteriormente expuesto se traduce en errores no despreciables en la medición de $\Delta Q/Q$; es decir, estos errores no pueden ser distinguidos como causados por la inexactitud de los componentes o por la ganancia finita del amplificador operacional.

Puesto que esta ambigüedad no existe en la medición de $\Delta\omega/\omega$, la fórmula dada en (3.10a) es utilizada en la determinación del producto ganancia-sensibilidad de Q respecto de A_0 .

De esta forma, desarrollando el procedimiento anterior, se obtiene para el caso del filtro de retroalimentación múltiple no compensado:

$$D(s) = s^2(1 + 1/A) + s \frac{\omega_0}{Q} \{1 + (1 + 2Q^2)/A\} + \omega_0^2(1 + 1/A) \quad (3.11)$$

donde comparando con (3.5) se identifican:

$$a_{21}=1 \quad a_{11}'=1 + 2Q^2 \quad a_{01}=1 \quad (3.12)$$

entonces:

$$d_{11}=Q \quad d_{11}'=Q \quad d_{21}=2Q$$

y por tanto se obtienen las siguientes expresiones para las desviaciones de ω_0 y Q :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -Q \frac{\omega_0}{\omega t}$$

$$\frac{\Delta Q}{Q} = Q \frac{\omega_0}{\omega t} - 2Q^2 \left(\frac{\omega_0}{\omega t} \right)^2$$

y así de (3.10a) se obtiene:

$$\Gamma = 2Q^2 \quad (3.13)$$

Este será ahora un factor de diseño, entonces manipulando con Γ y las expresiones dadas por (3.2) se obtienen las siguientes ecuaciones de diseño para un valor dado de C :

$$\begin{aligned} K_0 &\equiv \Gamma & P &= 4Q^2 \\ R_{12} &= \frac{1}{2\pi f_0 C \sqrt{P}} & R_3 &= PR_{12} \quad ; R_{12} = R_3 \parallel R_2 \\ R_1 &= \frac{K_0}{H_0} R_{12} & R_2 &= \frac{K_0}{K_0 - H_0} R_{12} \end{aligned}$$

Esta realización y las ecuaciones de diseño se hallan deducidas en la referencia [11] para el caso de capacitores diferentes, asimismo en ella se proporciona un detallado estudio de F y la utilización de P como factor diseño. Con base en lo anterior solo resta añadir que las limitaciones para realizar polos con altos valores de Q reside en el hecho de utilizar el factor P ($P < Q^2$) en la relación de las resistencias y de ahí también que los valores de R_i varíen en un rango muy amplio.

3.3 COMPENSACION CON NIC IDEAL.

El concepto de compensación con NIC es aplicado en esta ocasión al filtro de retroalimentación múltiple con el objeto de disminuir el efecto del producto ganancia-ancho de banda del amplificador operacional y aumentar de esta manera las posibilidades de obtener buenas realizaciones para mayores valores de Q . Se realiza este intento suponiendo primeramente que el convertidor de impedancia negativa es ideal, de tal modo que la figura 3.2 muestra el filtro compensado con NIC ideal. El análisis para este circuito proporciona la siguiente función de transferencia:

$$H(s) = \frac{-sG_1/C}{(s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2) \cdot (1 + \frac{1}{A}) + (2s\omega_0 Q - 2Y_i/C - \frac{G_{12}Y_i}{C^2})/A}$$

(3.14)

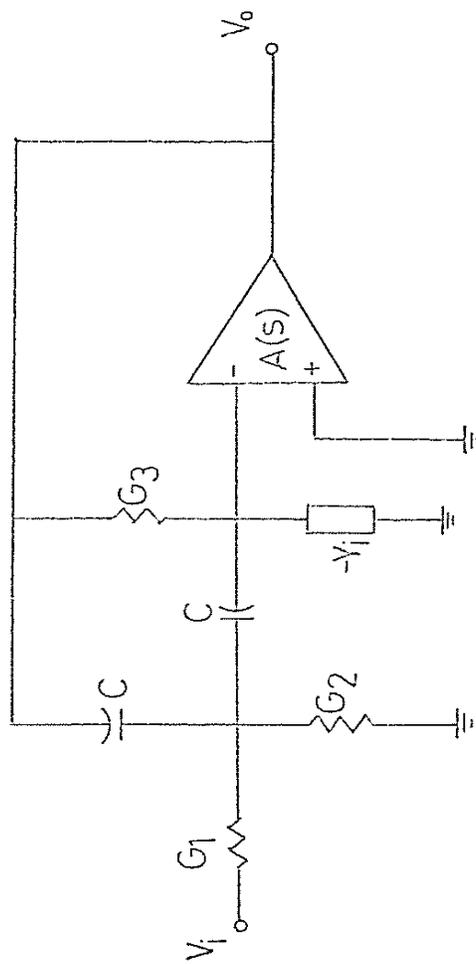


Figura 3.2 Compensación con NIC ideal.

donde ω_0 y Q están dadas en (3.2) y además $G_{12}=G_1+G_2$.

Si ahora se establece que:

$$-Y_i = -(s\gamma C + \delta G_3) \quad (3.15)$$

entonces la función de transferencia es modificada y su denominador es expresado como

$$\begin{aligned} D(s) = & s^2 \{1 + (1-2\gamma)/A\} \\ & + s \omega_0/Q \{1 + \frac{(1-\delta)+2Q^2(1-\gamma)}{A}\} \\ & + \omega_0^2 \{1 + (1-\delta)/A\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Si se compara esta expresión con la dada en (3.5), se obtienen:

$$a_{21}=1-2\gamma \quad a_{11}=1-\delta+2Q^2(1-\gamma) \quad a_{01}=1-\delta$$

y por tanto:

$$\begin{aligned} d_{11} &= \{(2\gamma-\delta)+2Q^2(1-\gamma)\}/2Q \\ d'_{11} &= d_{11}-Q(2\gamma-\delta) \\ d_{21} &= (\delta-2\gamma-2)\{(\delta-2\gamma)-2Q^2(1-\gamma)\}/2Q \end{aligned}$$

Así entonces, la evaluación de (3.6a) y (3.6b) puede ser llevada a cabo para obtener las variaciones de ω_0 y Q respectivamente. La tabla 3a muestra los valores de $\Delta\omega_0/\omega_0$ y $\Delta Q/Q$, así como los correspondientes valores de Γ para diversos valores de γ y δ .

De la tabla antes mencionada puede deducirse que la compensación aplicada tiene efectos determinantes en la - disminución del producto ganancia-sensitividad y aun más

(γ, δ)	$\Delta\omega_q/\omega_0$	$\Delta Q/Q$	Γ	
(0,0)†	-.10000	0.08000	200.00000	$f_0=10$ KHz
(.5,1)	-.05000	0.05000	100.00000	
(1,0)	-.00100	-.19860	2.00000	
(1,1)	-.00050	-.09935	1.00000	
(1,2)	0.00000	0.00000	0.00000	
(1,3)	0.00050	0.09945	-1.00000	
(1,4)	0.00100	0.19900	-2.00000	
(1,5)	0.00150	0.29865	-3.00000	
(1,6)	0.00200	0.39840	-4.00000	
(1,7)	0.00250	0.49825	-5.00000	
(1,8)	0.00300	0.59820	-6.00000	
(0,0)†	-.20000	0.12000	200.00000	$f_0=20$ KHz
(.5,1)	-.10000	0.10000	100.00000	
(1,0)	-.00200	-.39840	2.00000	
(1,1)	-.00100	-.19840	1.00000	
(1,2)	0.00000	0.00000	0.00000	
(1,3)	0.00100	0.19880	-1.00000	
(1,4)	0.00200	0.39800	-2.00000	
(1,5)	0.00300	0.59760	-3.00000	
(1,6)	0.00400	0.79760	-4.00000	
(1,7)	0.00500	0.99800	-5.00000	
(1,8)	0.00600	1.19830	-6.00000	

† no compensado.

Tabla 3a Variaciones fraccionales de ω_0 y Q para la compensación con NIC ideal.

el valor de $\gamma=1$ es más importante para llevar a cabo dicha disminución.

Sin embargo, aun cuando se han obtenido resultados excelentes relacionados con las desviaciones $\Delta Q/Q$, $\Delta\omega_0/\omega_0$ y Γ , aún no se ha efectuado el análisis de estabilidad que permita asegurar que las raíces del denominador no se encuentren localizadas en el semiplano derecho.

De la expresión dada en (3.16) para el denominador de $H(s)$, se deduce que la estabilidad se conserva si $\gamma < 0.5$. Esto se contrapone con lo anteriormente obtenido, pero debe recordarse que la presente compensación supone el NIC ideal. En la siguiente sección se aplicará la compensación con NIC no ideal y se obtendrán condiciones estables de compensación.

3.4 COMPENSACION CON NIC NO IDEAL.

Utilizando el convertidor de impedancia negativa mostrado en la figura 2.3 (sección 2.3) para ser aplicado en la compensación del filtro pasabanda, se obtiene el circuito de la figura 3.3 cuya función de transferencia es:

$$H(s) = \frac{-sG_1/C}{(s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2)(1 + 1/A_1) + 2\omega_0 Qs/A_1 + \frac{2Y_1 \hat{A}}{A_1 C}(s + \omega_0 Q)}$$

(3.17)

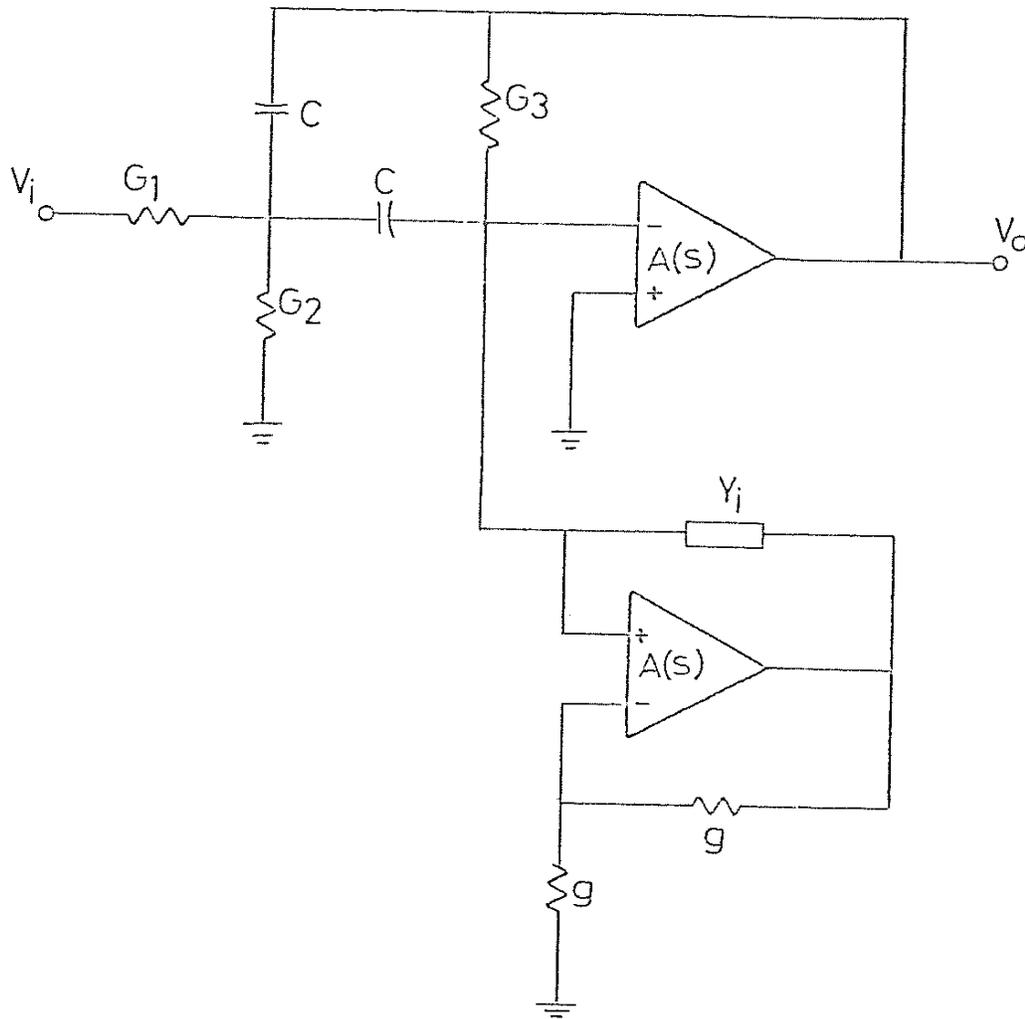


Figura 3.3 Filtro pasabanda de retroalimentación múltiple compensado con NIC no ideal.

donde ω_0 y Q están definidos por (3.2), A_1 es la ganancia del amplificador operacional del filtro y \hat{A} está definida como:

$$\hat{A} = -\frac{2 - A_2}{2 + A_2}$$

siendo A_2 la ganancia del amplificador operacional del NIC. Si se establece de forma similar a la sección anterior que $Y_1 = s\gamma C + \delta G_3$, la función de transferencia será:

$$H(s) = \frac{-sG_1/C}{s^2 \left\{ 1 + \frac{1}{A_1} + 2\gamma \frac{\hat{A}}{A_1} \right\} + s\omega_0/Q \left\{ 1 + \frac{1}{A_1} + \delta \frac{\hat{A}}{A_1} \right\} + s2Q\omega_0 \left\{ \frac{1}{A_1} + \gamma \frac{\hat{A}}{A_1} \right\} + \omega_0^2 \left\{ 1 + \frac{\hat{A}}{A_1} + \delta \frac{\hat{A}}{A_1} \right\}} \quad (3.18)$$

Ahora bien, dado que :

$$\hat{A} \approx -1 + \frac{4}{A_2} - \frac{8}{A_2^2} + \dots$$

entonces si se consideran sólo los primeros dos términos de la serie, el denominador de $H(s)$ estará expresado como:

$$D(s) = s^2 \left\{ 1 + \frac{1-2\gamma}{A_1} + \frac{8\gamma}{A_1 A_2} \right\} + s\omega_0/Q \left\{ 1 + \frac{1-\delta+2Q^2(1-\gamma)}{A_1} + \frac{4(\delta+2Q^2\gamma)}{A_1 A_2} \right\} + \omega_0^2 \left\{ 1 + \frac{1-\delta}{A_1} + \frac{4\delta}{A_1 A_2} \right\} \quad (3.19)$$

Comparando esta expresión con la dada por (3.5), se identifican los siguientes términos:

$$\begin{array}{lll}
 a_{21}=1-2\gamma & a_{22}=0 & b_{212}=8\gamma \\
 a_{11}=1-\delta+2Q^2(1-\gamma) & a_{12}=0 & b_{112}=4(\delta+2Q^2\gamma) \\
 a_{01}=1-\delta & a_{02}=0 & b_{012}=4\delta
 \end{array} \quad (3.20)$$

y por tanto:

$$\begin{array}{ll}
 d_{11}=\{(2\gamma-\delta)+2Q^2(1-\gamma)\}/2Q & d_{12}=0 \\
 d'_{11}=d_{11}-Q(2\gamma-\delta) & d'_{12}=0 \\
 d_{21}=(6\gamma-\delta-2)\{(\delta-2\gamma)+2Q^2(1-\gamma)\} & d_{22}=0 \\
 d_{212}=\{4\gamma(1-2Q^2)-6\delta\}/Q
 \end{array}$$

Luego entonces, la evaluación de (3.6a) y (3.6b) puede realizarse y obtener $\Delta\omega_0/\omega_0$ y $\Delta Q/Q$; y es así como la tabla 3b muestra los valores de estas desviaciones y del producto ganancia-sensitividad (Γ) para diversos valores de γ y δ .

Los resultados obtenidos son muy similares a los correspondientes a la compensación con NIC ideal (tabla 3a) e idénticos para los resultados de Γ .

Por tanto las ecuaciones de diseño dadas en la sección 3.2 aun son válidas y además deben ser incluidas las obtenidas para los parámetros de la compensación (γ, δ). De tal manera que:

$$C_i = \gamma C \quad G_i = \delta G_3 \quad (3.21)$$

son los elementos del NIC. Así entonces, de acuerdo a los

(γ, δ)	$\Delta\omega_0/\omega_0$	$\Delta Q/Q$	Γ
(.5,1)	-.05000	0.09040	100.00000
(1,0)	-.00100	-.11900	2.00000
(1,1)	-.00050	-.01915	1.00000
(1,2)	0.00000	0.02050	0.00000
(1,3)	0.00050	0.13085	-1.00000
(1,4)	0.00100	0.20100	-2.00000
(1,5)	0.00150	0.38125	-3.00000
(1,6)	0.00200	0.48160	-4.00000
(1,7)	0.00250	0.58205	-5.00000
(1,8)	0.00300	0.68260	-6.00000
(.5,1)	-.10000	0.24160	100.00000
(1,0)	-.00200	-.07800	2.00000
(1,1)	-.00100	0.12240	1.00000
(1,2)	0.00000	0.32320	0.00000
(1,3)	0.00100	0.52440	-1.00000
(1,4)	0.00200	0.72600	-2.00000
(1,5)	0.00300	0.92800	-3.00000
(1,6)	0.00400	1.13040	-4.00000
(1,7)	0.00500	1.33320	-5.00000
(1,8)	0.00600	1.53640	-6.00000

 $f_0 = 10$ KHz $f_0 = 20$ KHz

Tabla 3b Variaciones fraccionales de ω_0 y Q para la compensación con NIC no ideal.

resultados obtenidos para Γ , se requiere $C_i=C$ y $R_i=R_3/2$.

Sin embargo, para mínimo número de elementos pasivos se requiere $\delta=0$ ($R_i=\infty$) y aún buenos resultados son obtenidos. Este último arreglo de compensación es utilizado para el diseño de filtros con frecuencia central de 10 KHz y 20KHz, cuyas respuestas de magnitud se muestran en las figuras 3.4-3.7 para los resultados obtenidos en laboratorio y sus correspondientes simulaciones por computadora.

3.5 NUEVA CONFIGURACION.

Una nueva topología es obtenida si la resistencia de el NIC que se encuentra conectada a tierra, es parcial o totalmente desconectada de tierra y conectada a la señal de entrada. El circuito resultante se muestra en la figura 3.8, se tendrán ahora dos voltajes de salida tomados de las terminales de salida de cada amplificador operacional; de tal forma que estableciendo por simplicidad que ambos amplificadores son iguales, las funciones de transferencia están dadas por:

$$H_1(s) = \frac{V_{o1}}{V_i} =$$

$$= \frac{-\beta D_i(s) - \left[2\beta\gamma s^2 + s(\omega_0/Q)\beta\delta + 2s\omega_0 Q\beta(1+\gamma) + \omega_0^2\beta\delta - 2s\frac{G_1}{C} \right] \frac{1}{1+A}}{D_i(s) + \frac{2}{A} \left[s^2(1+\gamma A_1') + s\omega_0/Q(1+\frac{\delta A_1'}{2}) \right.}$$

$$\left. + s\omega_0 Q \frac{2+A}{1+A} + \gamma \frac{2-A}{1+A} + \omega_0^2(1+\frac{\delta A_1'}{2}) \right]$$

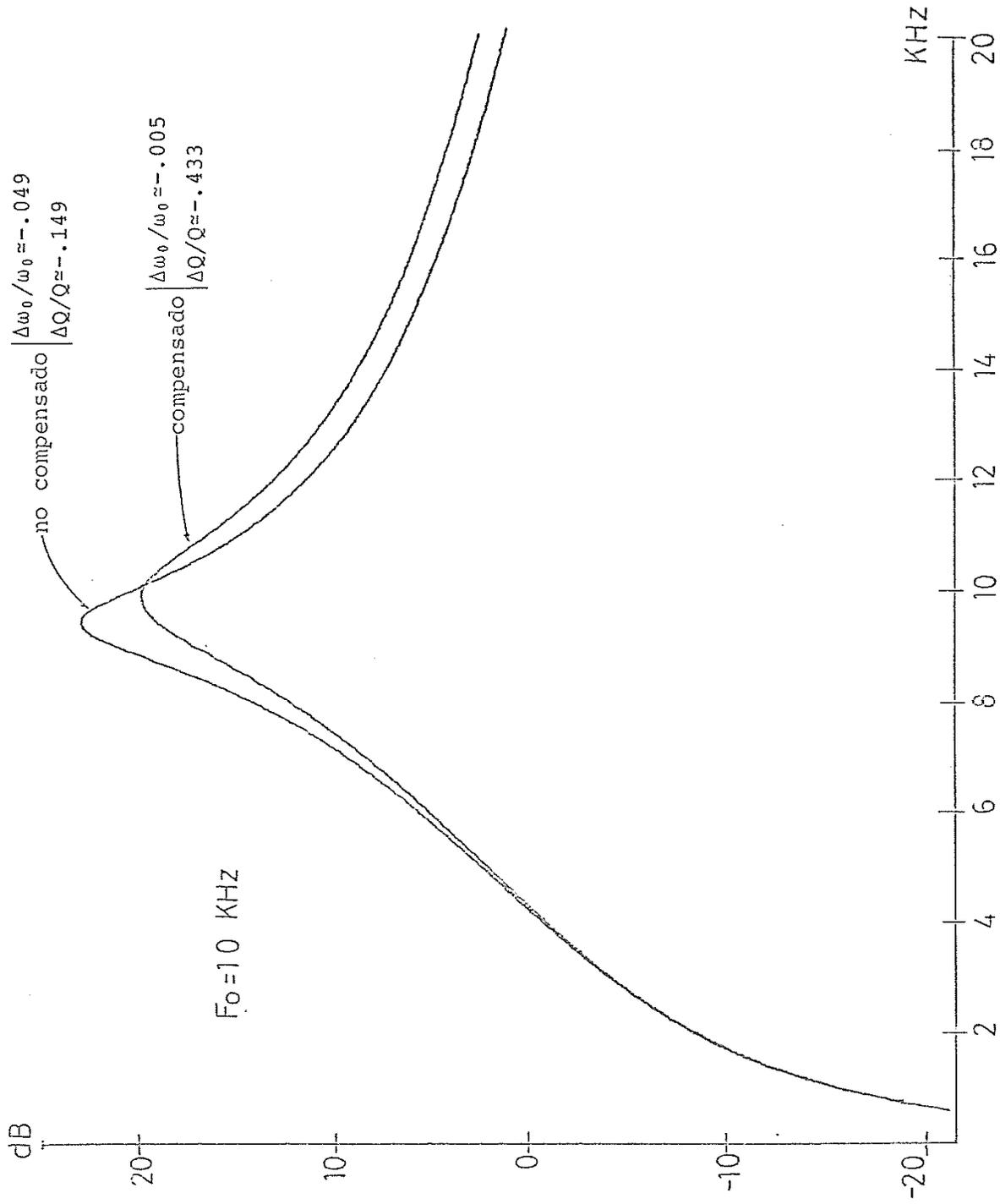


Figura 3.4 Filtro pasabanda. Resultados experimentales.

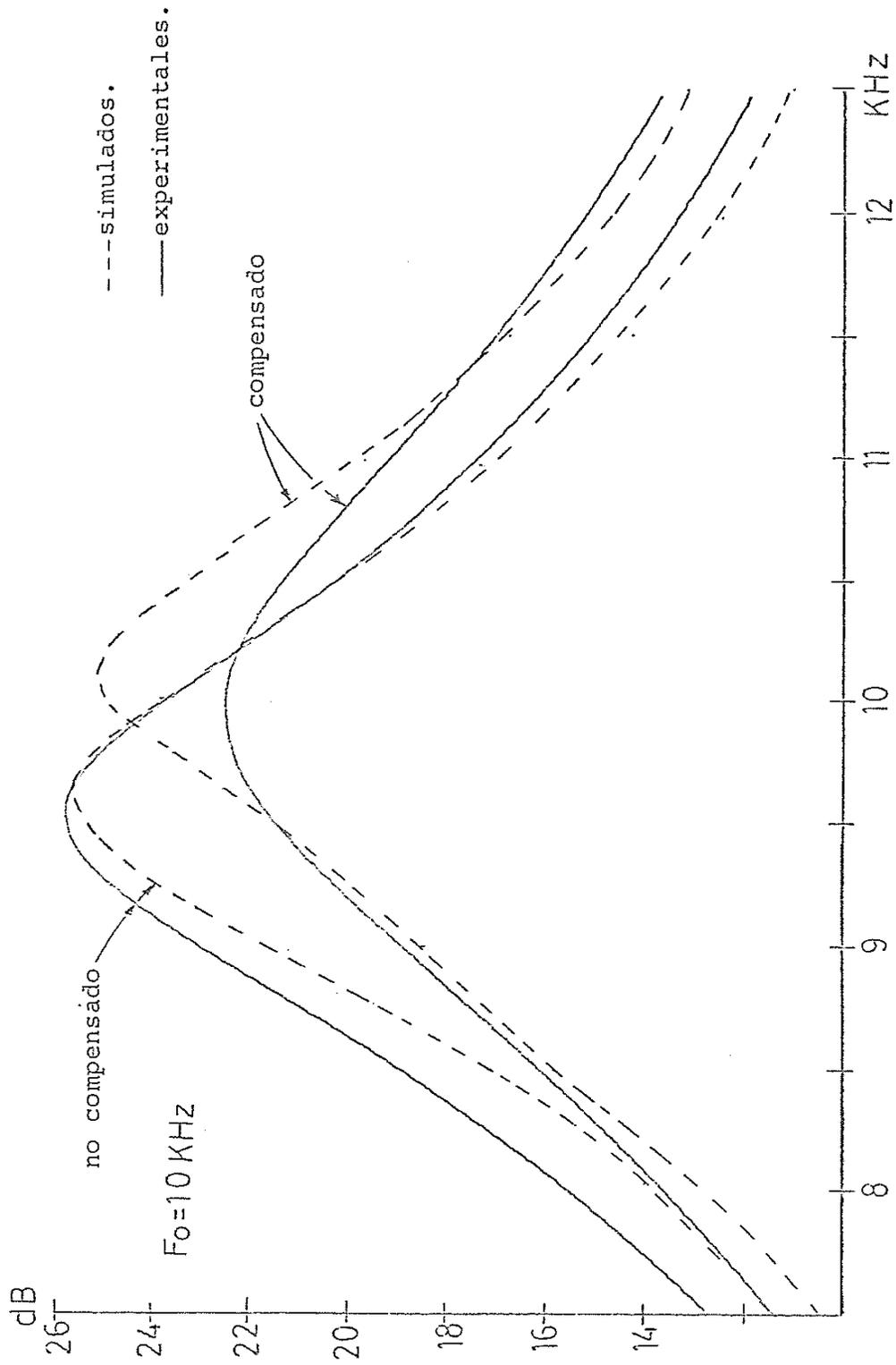


Figura 3.5 Comparación de $|H(s)|$ teóricas y experimentales.

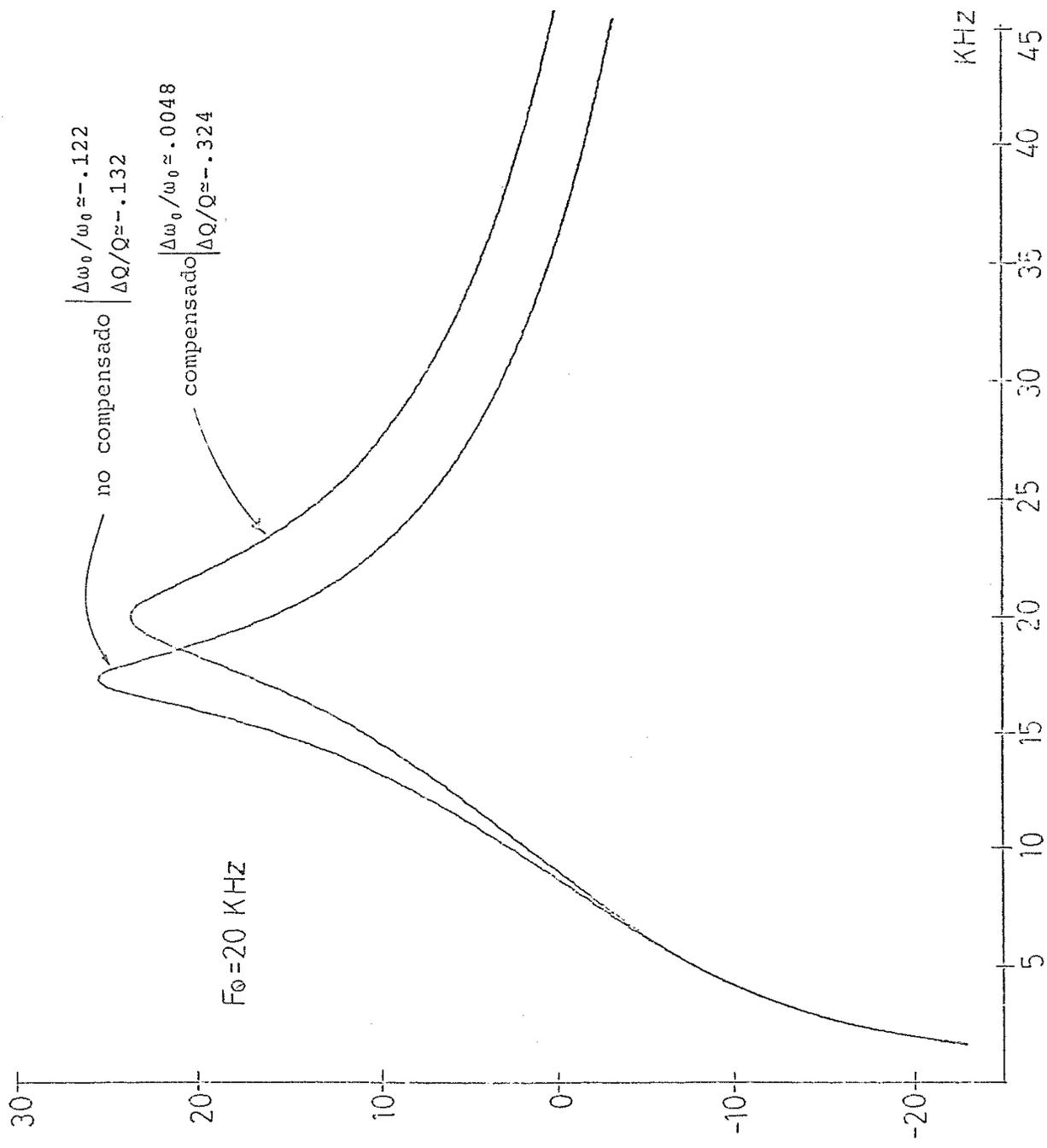


Figura 3.6 Filtro pasabanda. Resultados experimentales.

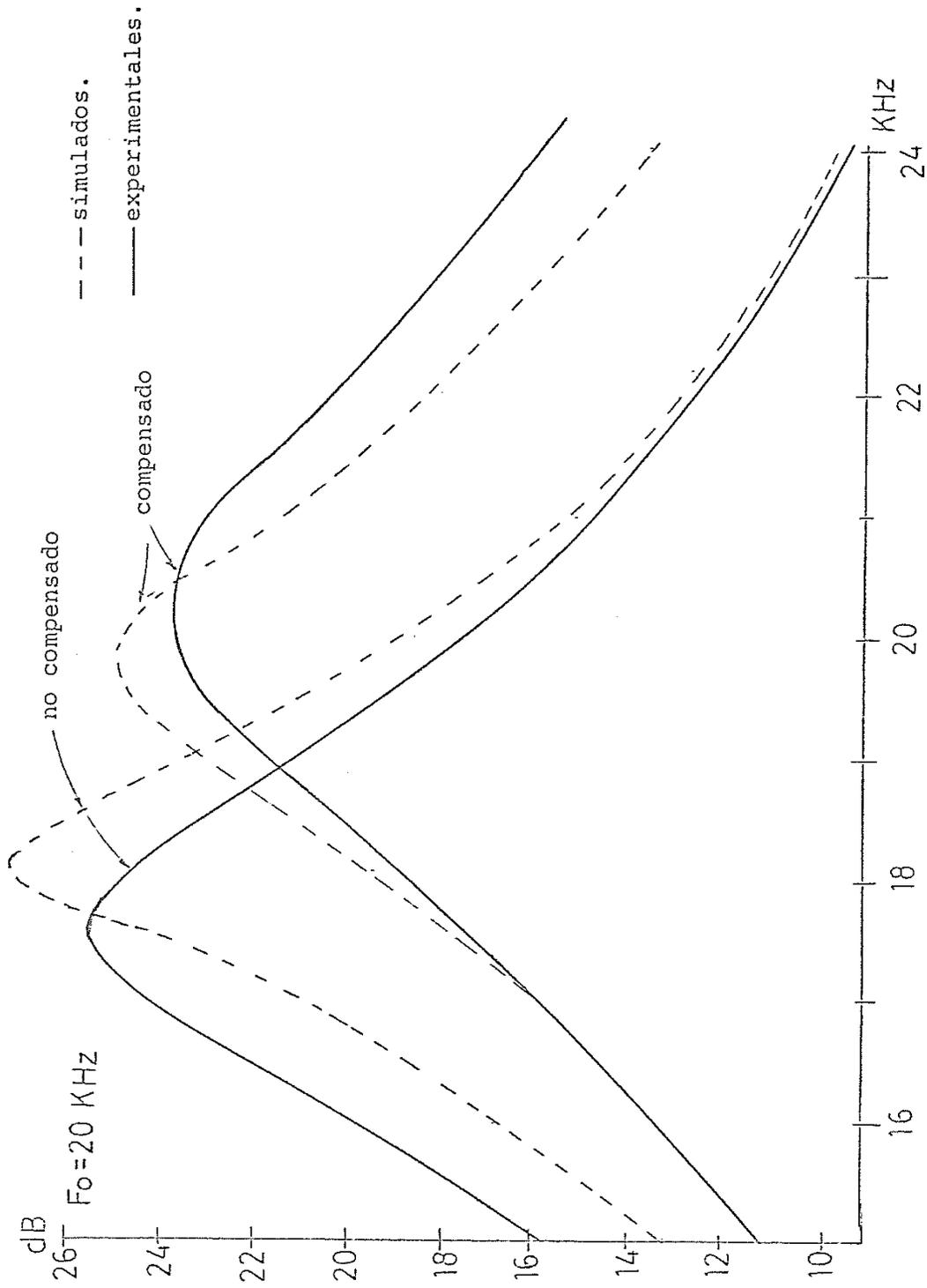


Figura 3.7 Comparación de $|H(s)|$ teóricas y experimentales.

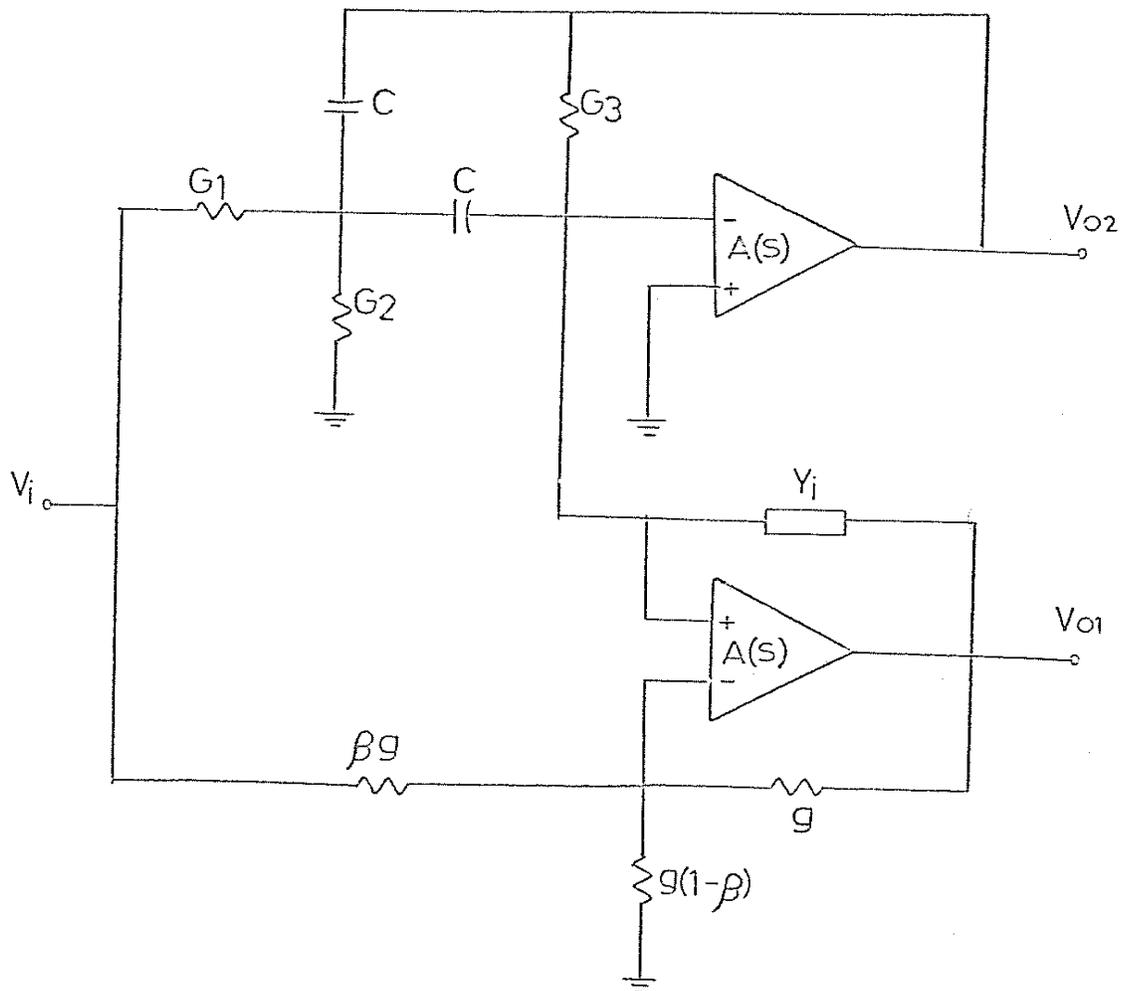


Figura 3.6 Derivación de una nueva topología a partir de la configuración compensada con NIC no ideal.

$$H_2(s) = \frac{V_{o2}}{V_i} =$$

$$= \frac{-s\frac{G_1}{C} + \frac{\beta A}{2+A} 2\gamma s^2 + s\omega_0\delta/Q + 2s\omega_0Q\gamma + \omega_0^2\delta}{D_i(s) + \frac{1}{A} s^2(1+2\gamma A_2') + s\omega_0/Q(1+\delta A_2') + 2s\omega_0Q(1+\gamma A_2') + \omega_0^2(1+\delta A_2')}$$

donde γ y δ representan las relaciones de admitancias señaladas en la sección anterior y A_1' y A_2' se encuentran definidas como:

$$A_1' = \frac{2-A}{1+A} \qquad A_2' = \frac{2-A}{2+A}$$

Dado que una conclusión no puede ser obtenida inmediatamente a partir de las anteriores expresiones, se procederá a realizar una serie de aproximaciones tendientes a simplificar tales funciones de transferencia y obtener de esta manera expresiones más explícitas y fáciles de evaluar. Así una primera aproximación puede ser hecha si se supone que $A(s) \rightarrow \infty$, de tal forma que las funciones de transferencia para cada puerto de salida son modificadas y por tanto $H_1(s)$ es:

$$H_1(s) = -\beta \qquad (3.22)$$

y del mismo modo, para $H_2(s)$:

$$H_2(s) = \frac{\beta \{ 2\gamma s^2 + s\omega_0\delta/Q + 2s\omega_0Q\gamma + \omega_0^2\delta \} - s\frac{G}{C}}{D_i(s)}$$

Lo anteriormente expuesto significa que la función de transferencia que exhibe el puerto de salida 1 corresponde simplemente a la de un amplificador de ganancia β cuando las características de los amplificadores son consideradas ideales. Por otro lado, prosiguiendo con el análisis para $H_2(s)$ con el fin de obtener una forma simplificada, se puede establecer que $\gamma=1$ y $\delta=0$, obteniéndose la siguiente función de transferencia donde $D_1(s)$ ha sido sustituido por la expresión dada por (3.5) correspondiente al denominador ideal de una función de segundo orden:

$$H_2(s) = \frac{\beta(2s^2 + s2\omega_0 Q) - sG_1/C}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (3.23)$$

Así entonces, un filtro pasabanda aproximado puede ser establecido, de modo tal que su función de transferencia se halla expresada por:

$$H_2(s) \approx \frac{s(\beta-1)G_1/C + sG_2\beta/C}{s^2 + s\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (3.24)$$

siendo la ganancia del pasabanda dada por:

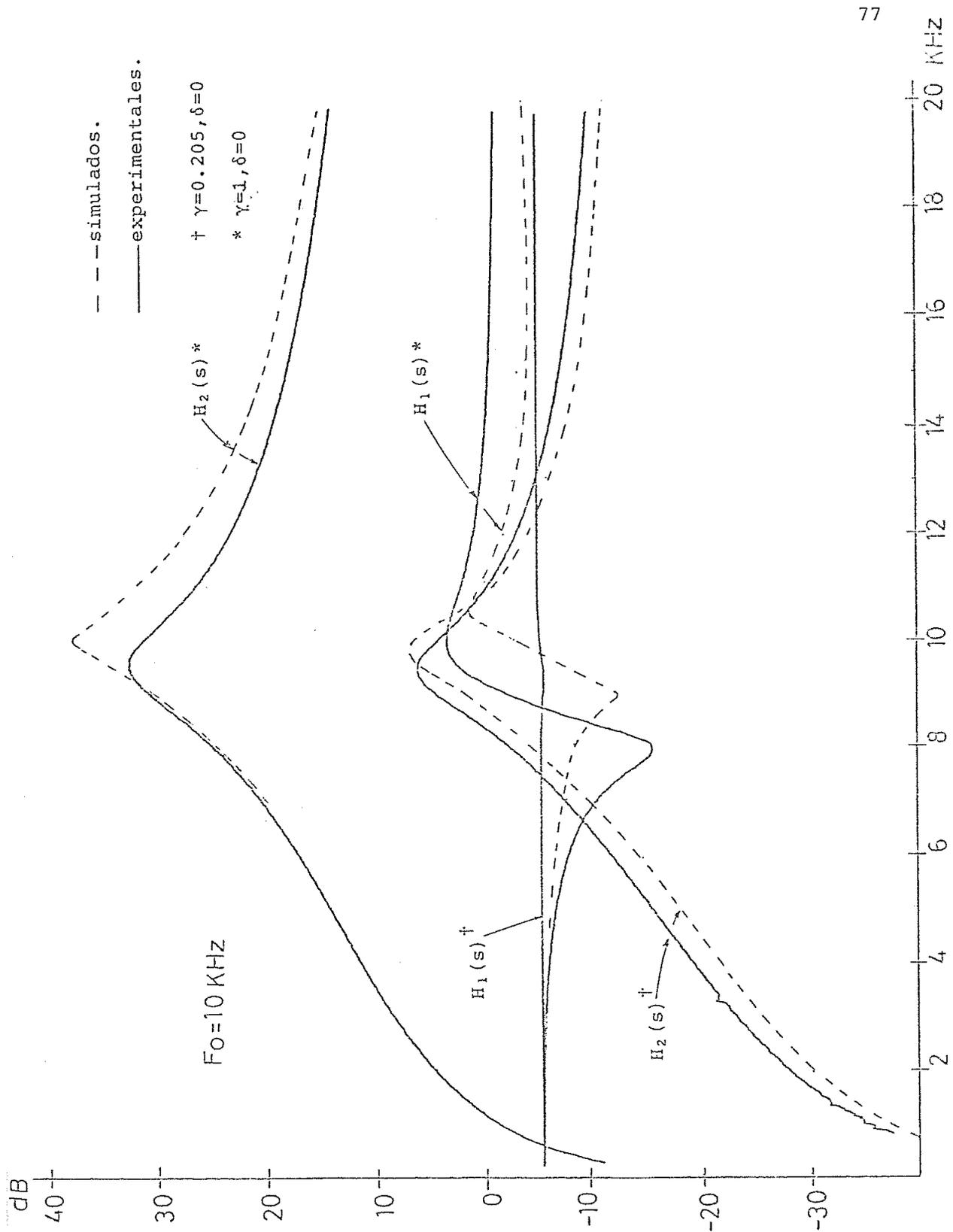
$$H_0 \approx \frac{G_1(\beta-1) + G_2\beta}{2G_3}$$

Sin embargo, aun cuando idealmente se espera obtener la característica de transferencia expresada por (3.22) - para la salida del nodo 1, el hecho de que el amplifica--

dor operacional sea considerado no ideal y específicamente de acuerdo al modelo de un solo polo provoca que dicha expresión no sea cumplida; esto es compensado por medio de los valores que sean dados a γ o δ , de tal forma que al cambiar estos valores se varían los valores de frecuencia para el cero y el polo de $H_1(s)$ llegándose a obtener un par de valores γ - δ para los cuales tales frecuencias sean aproximadamente iguales y por tanto polos y ceros se cancelen. Lo anteriormente expuesto no implica que las - que las condiciones de γ y δ fijadas para el análisis de $H_2(s)$ cumplan a la vez con (3.22).

Las figuras 3.9 y 3.10 muestran los resultados experimentales y teóricos de la respuesta en magnitud (dB) de ambas funciones de transferencia para $f_0=10$ KHz y 30 KHz respectivamente para un valor de $\beta=0.5$ y los valores de γ y δ que se indican.

Por último, para demostrar que con un amplificador - operacional de mejores características en el filtro, no - existe mejora notable en la respuesta, se realizaron mediciones experimentales para los casos en que el amplificador operacional fuese un LM741 o un LF351. De esta forma se demostró que la compensación funciona adecuadamente e independientemente de las características que pudiera tener el amplificador operacional a compensar.



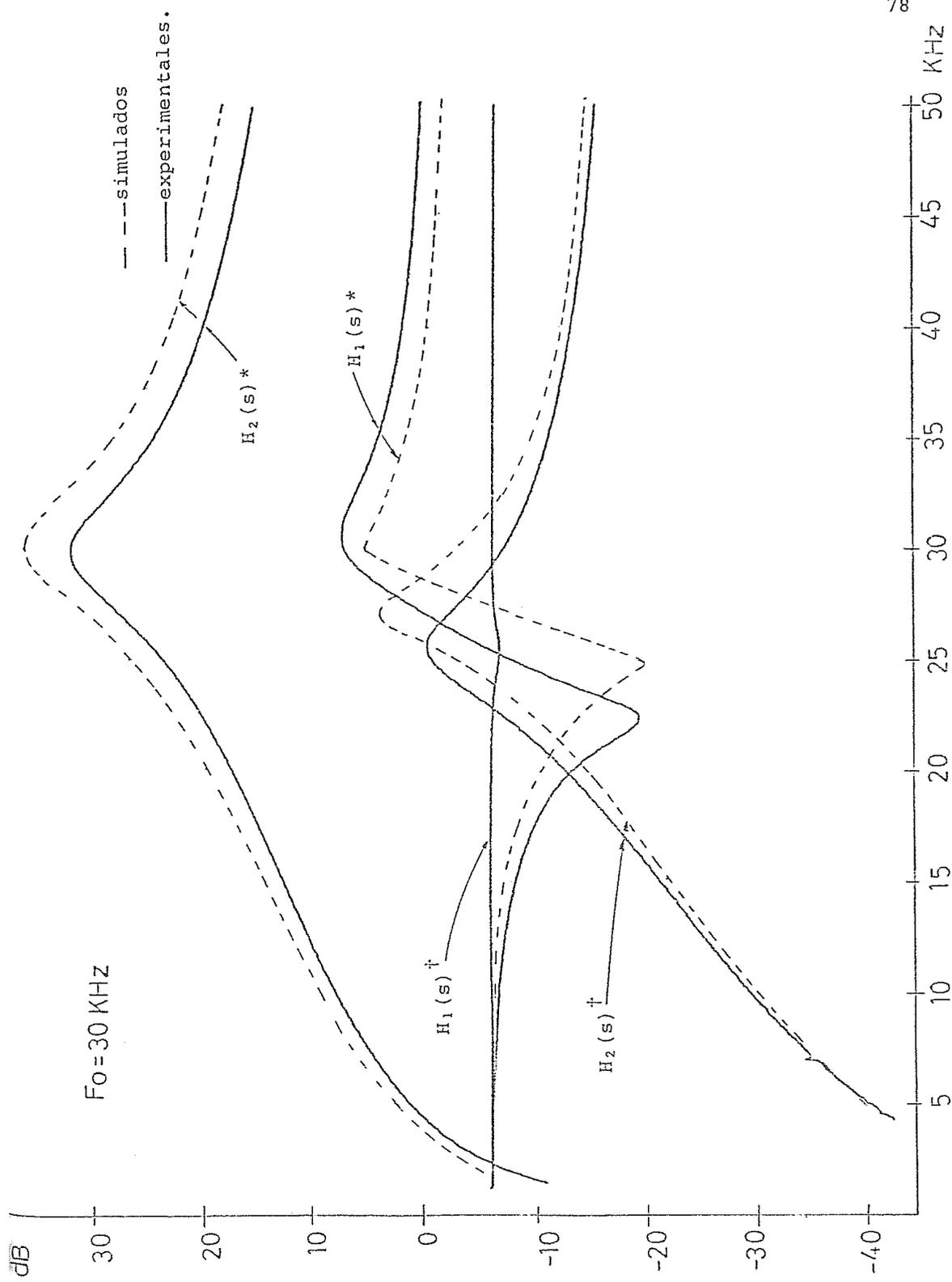


Figura 3,10 Nueva configuración. Comparación de $|H(s)|$.

Las figura 3.11 y 3.12 muestran los resultados expe_rimentales para el caso de $f_0 = 30$ KHz con las condicio--nes ahí señaladas para los valores de γ y δ que cumplen las funciones de transferencia expresadas por las ecua--ciones (3.22) y (3.24).

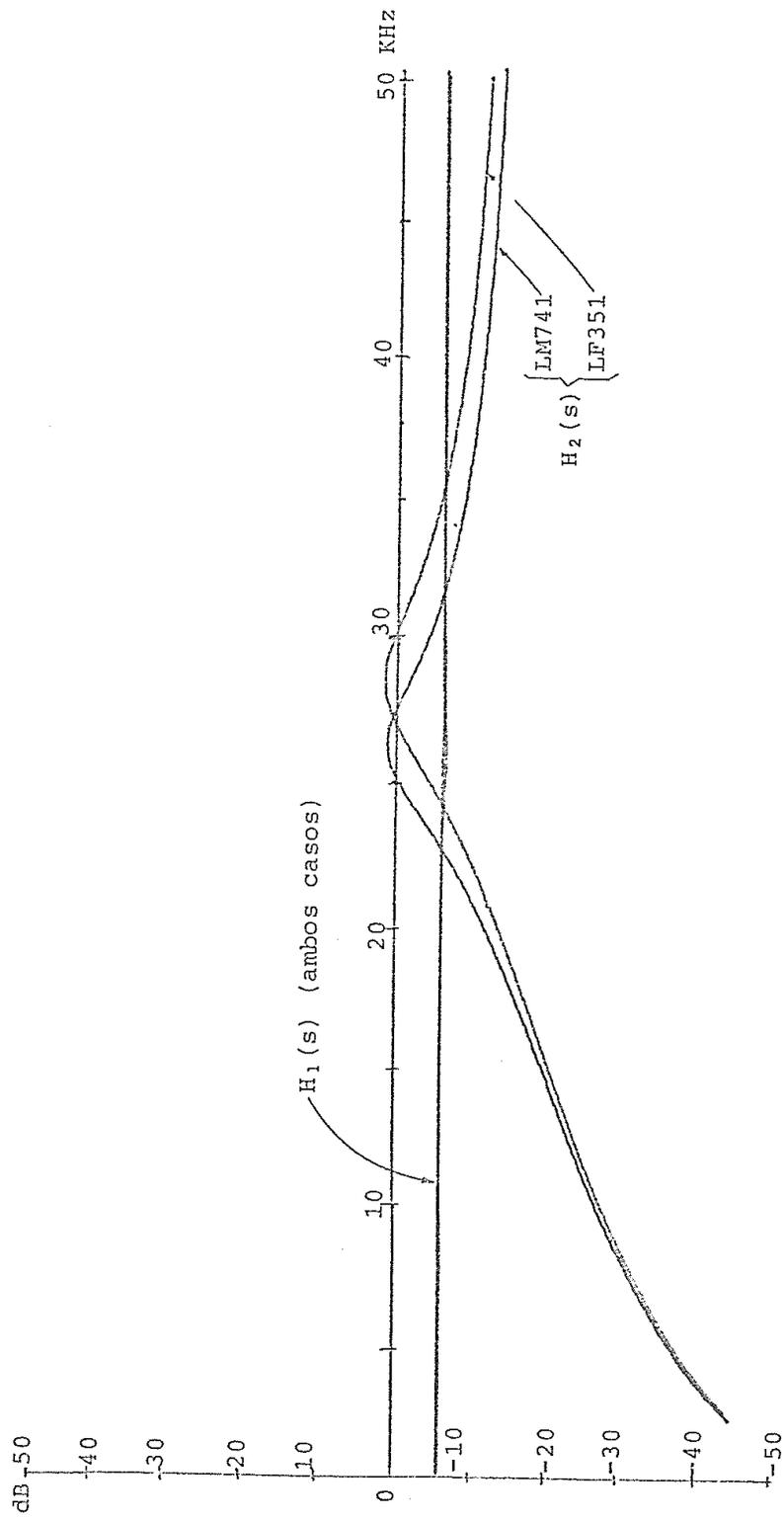


Figura 3.11 Efecto del cambio de ωt para $\gamma=0.205$ y $\delta=0$.

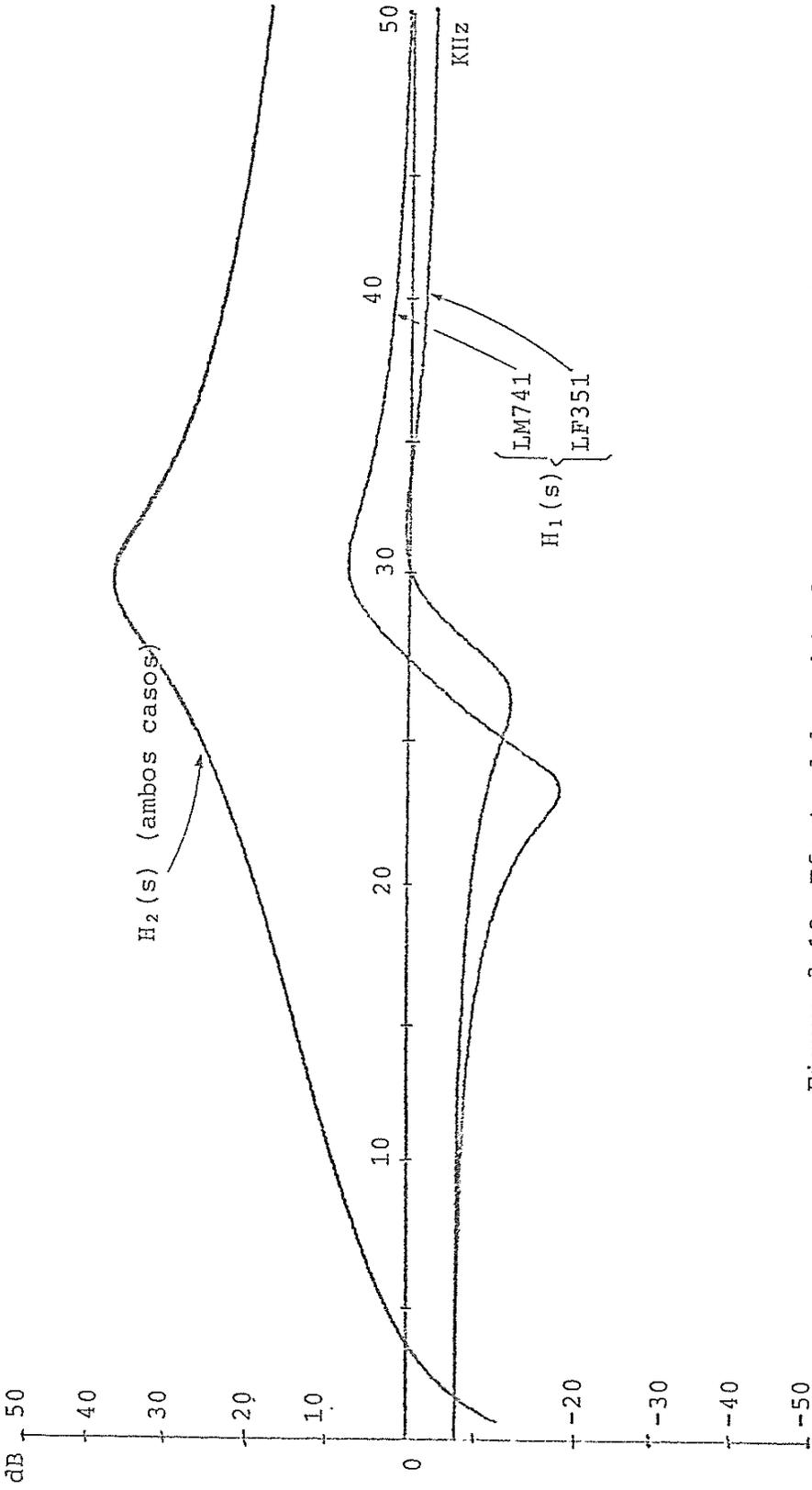


Figura 3.12 Efecto del cambio de ωt para $\gamma=1$ y $\delta=0$.

C A P I T U L O 4

CONCLUSIONES.

El presente trabajo ha permitido comprobar (como ya se había verificado en [5]) que el factor Q por si mismo y utilizado como parámetro de diseño o compensación, no puede calificar de forma categórica el funcionamiento de un integrador.

Tomando en consideración la mayoría de los trabajos relativos al presente tópico, excepto el anteriormente mencionado los restantes consideran a la compensación basada en el aumento del factor Q del integrador. Como ha sido demostrado, la técnica de compensación con NIC permite obtener características aceptables en muy alto grado para la magnitud sin detrimento sensible para las características de fase. Además para los casos similares - en que el factor Q es tomado como parámetro básico de compensación, las características de fase y magnitud son análogas a las reportadas por [2] y [10], y aún mejores que las reportadas por Popovich y Katic [17].

Por otro lado la aplicación del concepto de compensación y el hecho de considerar el producto ganancia-sensibilidad (Γ) como una figura de mérito para reducir los efectos del producto ganancia-ancho de banda del amplificador operacional constituyeron un método excelen-

te para la obtención de mejores valores de $\Delta\omega_0/\omega_0$ y $\Delta Q/Q$.

La ventaja de la presente compensación reside en el hecho de que ninguna predistorsión de ω_0 o Q debe realizarse, es decir, el filtro debe ser diseñado para los valores propuestos de ω_0 y Q , mientras que las constantes de compensación (γ, δ) deben ser escogidas de acuerdo a los resultados obtenidos en el capítulo 3. Esta característica de no dependencia reside en el hecho de que la presente técnica de compensación es del tipo no inherente; es decir, existen dos redes plenamente identificables: el circuito del filtro y la configuración del NIC.

Puede citarse por último lo relacionado con el trabajo posterior que puede ser desarrollado. Por ejemplo la posibilidad de aplicar este método de compensación a otras estructuras de filtros activos que utilicen un solo amplificador operacional y que posean limitaciones de diseño para altos valores de Q , la obtención de mejores topologías de NIC's que pudiesen ser aplicadas a la compensación de integradores y filtros, y tal vez, finalmente aplicar esta compensación a filtros que realicen funciones de transferencia de tercer orden.

INDICE DE FIGURAS Y TABLAS.

No, Fig.

1.1	Respuesta en la frecuencia del integrador inversor de Miller.	3
1.2	Diagrama esquemático de la compensación no inherente de un circuito integrador.	6
1.3	Filtro bicuadrático PMG.	7
1.4	Integrador no inversor de Deboo.	9
2.1	Integrador de Miller.	11
2.2	Integrador de Miller compensado con NIC ideal.	11
2.3	Convertidor de impedancia negativa (NIC).	16
2.4	Compensación del integrador de Miller con NIC no ideal.	16
2.5	Integrador compensado.	19
2.6	Condiciones de estabilidad relativas a valores de α y β .	24
2.7	Factor Q vs. frecuencia.	26
2.8	Integrador inversor de alta Q.	33
2.9	Integrador inversor compensado en fase.	33
2.10	Comparación del funcionamiento de integradores	
	a) $\tau_n=0.01$	34
	b) $\tau_n=0.02$	35
	c) $\tau_n=0.03$	36
	d) $\tau_n=0.05$	37
	e) $\tau_n=0.1$	38

No. Fig.		
2.11	Filtro variable de estado KHN.	40
2.12	Resultados para $f_0=10$ KHz	
	a) Experimentales.	42
	b) Comparación de resultados teóricos y experimentales.	43
2.13	Resultados para $f_0=20$ KHz	
	a) Experimentales.	44
	b) Comparación de resultados teóricos y experimentales.	45
2.14	Filtro variable de estado Tow-Thomas	46
2.15	Resultados para $f_0=10$ KHz.	48
2.16	Resultados para $f_0=20$ KHz.	49
3.1	Filtro pasabanda de retroalimentación múltiple y ganancia infinita.	51
3.2	Compensación con NIC ideal	60
3.3	Filtro compensado con NIC no ideal.	64
3.4	Resultados experimentales $f_0=10$ KHz.	69
3.5	Comparación de resultados teóricos y experimentales $f_0=10$ KHz.	70
3.6	Resultados experimentales $f_0=20$ KHz.	71
3.7	Comparación de resultados teóricos y experimentales $f_0=20$ KHz.	72
3.8	Derivación de la nueva topología.	73
3.9	Nueva configuración. Resultados para 10 KHz 10 KHz.	77
3.10	íd. Resultados para 30 KHz.	78
3.11	Efectos de cambios en $\omega t, \gamma=0.205$ y $\delta=0$.	80
3.12	Efectos de cambios en $\omega t, \gamma=1$ y $\delta=0$.	81

No. Tabla

2a	Valores exactos de Q para $\tau n=0.01$	27
2b	Íd. $\tau n=0.02$	28
2c	Íd. $\tau n=0.03$	29
2d	Íd. $\tau n=0.05$	30
2e	Íd. $\tau n=0.1$	31
3a	Variaciones fraccionales de ω_0 y Q para la compensación con NIC ideal.	62
3b	Variaciones fraccionales de ω_0 y Q para la compensación con NIC no ideal.	67

R E F E R E N C I A S

1. Adel S. Sedra y P. O. Bracket, Filter Theory & Design: Active & Passive, Portland Or., Matrix Publishers Inc., 1978.
2. ———, Active compensation for high frequency effects in Op-amp's circuits with applications to active RC - filters, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-23, pp 68-72, Febrero 1976.
3. D. Akerberg y K. Mossberg, A versatile active building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-21, pp. 75-78, Enero 1974.
4. N. Boutin, Active compensation of Op-amp inverting - amplifier using NIC, Electronics Lett., Vol. 17, pp. 978, Diciembre 1981.
5. Randall Geiger y G. R. Bailey, Integraton Design for high frequency active filter applications, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-29, pp. 595-603, Septiembre 1982
6. M. S. Ghausi y K. R. Laker, Modern Filter Design Active RC and Switched Capacitors, Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall, 1982.
7. K. Martin y A. S. Sedra, Optimum design of active filters using the generalized inmitance converter, IEEE - Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-24, pp. 495-503, Septiembre 1977.

8. Vaclav Polesad y Robert W. Newcomb, A nonlinear impedance Converter, IEEE trans. Circuits Syst., Vol. CAS 28, pp. 149-152, Febrero 1981.
9. K. Martin y A. S. Sedra, On the stability of the phase lead integrator, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-24, pp. 321-324, Junio 1977.
10. Ahmed M. Soliman, Novel generalized differential integrator with controlled phase lead, Proceedings of the IEEE, Vol. 67, pp. 1449-1451, Junio 1977.
11. G. S. Moschytz y P. Horn, Active filter design handbook, John Wiley & Sons, 1981.
12. L. P. Huelsman & P. E. Allen, Introduction to the theory & design of active filters, McGraw-Hill Inc. 1980.
13. L. P. Huelsman, Active RC filters theory and applications, Dowden, Hutchinson & Ross, Inc., pp. 279-328.
14. G. S. Moschytz y P. Horn, Reducing nonideal op-amp effects in active filters by minimizing the gain-sensitivity product, IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS 24, pp. 437-445, Agosto 1977.
15. R. Moon y F. W. Stephenson, Second-order ω_0 and Q shifts in RC active filters having nonideal amplifiers, Electronics Lett., Vol. 18, Abril 1982.

16. A. S. Sedra y Les Brown, A refined classification of single amplifier filters, *Int. J. of Circuit Theory and Applications*, Vol. 7, pp. 127-137, Marzo 1979.
17. M. V. Popovich y O. Katic, New inverting integrator with improved high-frequency response, *Electronics Lett.*, Vol. 17, pp. 641-642, Septiembre 1981.
18. E. Sánchez Sinencio, *Manual de Usuario CAO II*, INAOE, 1983.