

# FILTRO BANDA BASE DE ORDEN 6 INTEGRADO EN TECNOLOGÍA

## 0.35 $\mu\text{m}$ CMOS

Erlin Rey

email: [erey@cidic.uis.edu.co](mailto:erey@cidic.uis.edu.co)

Grupo de investigación CIDIC-CPS  
Universidad Industrial de Santander

Jaime Barrero

email: [jbarrero@uis.edu.co](mailto:jbarrero@uis.edu.co)

Grupo de investigación CEMOS  
Universidad Industrial de Santander

Elkim Roa

email: [elkim@cidic.uis.edu.co](mailto:elkim@cidic.uis.edu.co)

Grupo de investigación CIDIC-CPS  
Universidad Industrial de Santander

### RESUMEN

Se presenta el diseño de un filtro integrado pasa bajos  $G_m$ -C con función de transferencia *Butterworth*, implementado mediante la interconexión en cascada de tres etapas bicuadradas de segundo orden. El filtro está ajustado para realizar la selección de la información banda base en un receptor inalámbrico para el protocolo de comunicaciones *Bluetooth*. Adicionalmente, se propone una estrategia intuitiva de diseño para filtros de tiempo continuo  $G_m$ -C. El circuito ha sido diseñado y simulado en una tecnología 0,35 $\mu\text{m}$  CMOS. Entre las especificaciones relevantes del diseño se pueden mencionar: una atenuación de 40dB en 2MHz, un ancho de banda de 1MHz, ruido referido a la entrada de  $2\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  @ 100Hz, y una diferencia de retraso de grupo de 0,12 $\mu\text{s}$ .

### 1. INTRODUCCIÓN

El aumento en la densidad de la información que demanda las comunicaciones actuales, requiere que los receptores personales como celulares, *handsets* y GPS's, evolucionen en dispositivos altamente selectivos. Por consiguiente, el filtrado de las señales se ha constituido en un proceso que ha ganado importancia en el diseño de los sistemas de telecomunicaciones en los últimos años. De esa forma, se presenta el diseño de un filtro integrado que permita realizar la selección de señales banda base, usando una topología sencilla de implementar y estableciendo una estrategia intuitiva de diseño.

Este documento está organizado para facilitar la reproducción del diseño de un filtro pasa bajos, por este motivo, cada sección introduce un concepto de la metodología adaptada para el diseño. Es así como en la sección II se expone la función de transferencia del filtro, y se establecen las variables de diseño que gobiernan el comportamiento del sistema. En la siguiente sección se realiza un estudio de los amplificadores de transconductancia (*OTAs*), para caracterizar el bloque estructural y funcional de los filtros  $G_m$ -C. La sección IV presenta las simulaciones y los resultados más relevantes obtenidos para el filtro integrado, comparándolos con valores reportados previamente en la literatura. Finalmente, las secciones V y VI resumen la metodología de diseño y las conclusiones extraídas al terminar este proyecto.

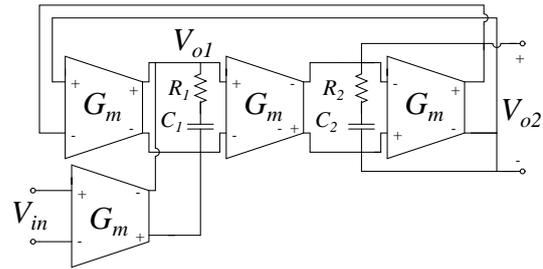


Fig. 1. Sección bicuadrada usada en filtros.

### 2. VARIABLES DE DISEÑO

Después de una revisión rigurosa de las funciones de transferencia de los filtros *Chebyshev*, *Elliptic*, *Butterworth* y *Bessel*, se encontró que el filtro *Butterworth* ofrece mejor desempeño frente a los requerimientos del estándar *Bluetooth*. A su vez, dada las máscaras de bloqueo del estándar *Bluetooth*, se requiere un filtro de orden 6. De la misma forma se revisaron las diferentes configuraciones de filtros  $G_m$ -C, observando que la conexión en cascada de etapas de segundo orden, presenta alto desempeño de sensibilidad para un reducido número de componentes, bajo consumo de potencia y facilidad de sintonizado con respecto a las configuraciones de emuladores de escaleras LC y múltiples lazos de realimentación [1]. Las secciones bicuadradas como la mostrada en la figura 1 son muy populares por su buen desempeño para el diseño de filtros pasa bajos con arquitectura de conexión de etapas de segundo orden [2]–[5]. Su función de transferencia está dada por:

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{R^2 G_m^2}{AS^2 + BS + C} \quad (1)$$

donde  $A = C_{eq1}C_{eq2}R^2$ ,  $B = R^2C_{eq1}G_m + 2C_{eq1} + 2C_{eq2}R$ ,  $C = R^2G_m^2 + 4 + 2RG_m$ ,  $C_{eq1} = C_1 + 2C_o + C_{in}$ ,  $C_{eq2} = C_2 + 2C_o + 2C_{in}$  y  $R = R_1 = R_2$ . En esta relación se introducen los valores de  $R$ ,  $C_{in}$  y  $C_o$ , los cuales representan la resistencia de salida y las capacitancias de entrada y salida del modelo real de un *OTA*. Es importante resaltar que se puede sintonizar la ubicación de los polos y el factor de calidad del filtro, mediante la transconductancia  $G_m$ , la resistencia de salida  $R$ , y las capacitancias  $C_{eq1}$  y  $C_{eq2}$ . Por este motivo, estos parámetros permiten establecer un punto de

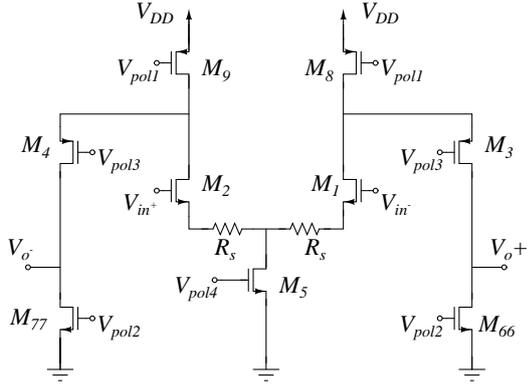


Fig. 2. OTA implementado.

partida para que la función de transferencia cumpla con las especificaciones requeridas. Adicionalmente, las magnitudes de polarización del circuito afectan el desempeño del filtro. Por un lado, la interconexión en cascada de las secciones bicuadradas requiere que los voltajes de polarización de las etapas garanticen la correcta operación del circuito. Por otro, la corriente de polarización de cada etapa está íntimamente relacionada con el consumo de potencia total del filtro.

### 3. OTAs

Una vez definidas las variables de diseño, el siguiente paso en la metodología adoptada consiste en seleccionar la arquitectura del *OTA* que se adapte a las variables de diseño exigidas para cada una de las secciones bicuadradas del filtro. Luego del análisis de diferentes etapas de entrada y salida para *OTAs*, se seleccionó la configuración del *OTA* que se muestra en la figura 2. Se puede establecer que la transconductancia del *OTA* de la figura 2 está dada por:

$$G_m = G_p - \frac{G_p}{1 + \frac{(r_p || R_a)}{r_{o3}} + (r_p || R_a)(g_{m3} + g_{mb3})} \quad (2)$$

donde  $G_p$  y  $r_p$  son respectivamente la transconductancia y la resistencia de salida del par diferencial [6]. El resultado importante de esta relación es que con una selección adecuada de las resistencias de salida de los transistores, la transconductancia de salida del *OTA* se puede aproximar a la transconductancia de salida del par diferencial degenerado.

El ruido referido a la entrada del *OTA* que es producido por los transistores de la etapa de entrada está dado en su expresión más simple por<sup>1</sup>:

$$\overline{V_{eqTot}}^2 = \overline{V_{eq1}}^2 + \overline{V_{eq2}}^2 + \frac{g_{m8}^2}{g_{m1}^2} (\overline{V_{eq3}}^2 + \overline{V_{eq4}}^2) \quad (3)$$

donde  $\overline{V_{eq1}}^2$  y  $\overline{V_{eq2}}^2$  son las contribuciones de ruido del par diferencial de entrada, mientras  $\overline{V_{eq3}}^2$  y  $\overline{V_{eq4}}^2$  constituyen el aporte de la etapa de polarización. Es

<sup>1</sup>Debido a que se busca un resultado cualitativo, en esta expresión se omite el efecto de la resistencia de fuente, con lo cual se simplifica el análisis.

necesario señalar que la componente del ruido debido a las etapas de polarización está escalada por la relación al cuadrado de las transconductancias de los transistores. Por lo tanto, una buena aproximación para reducir el ruido del filtro es disminuir el ruido generado por la etapa de entrada y hacer que la relación de transconductancias minimice los efectos del ruido producido por las fuentes de corriente. Bajo esta premisa, se debe optar por buscar alternativas para disminuir el ruido causado por los transistores del par diferencial. Una de ellas es incrementar el valor de longitud del canal de los transistores del par. Sin embargo, esto incrementa las capacitancias parásitas. Debido a esto, si se quiere tener un buen desempeño para el filtro, es necesario establecer un compromiso entre las variables de diseño referidas anteriormente.

Siguiendo un procedimiento similar al anterior, se puede estimar el ruido referido a la entrada que es generado por el circuito completo. De esta forma, la expresión para ruido *flicker* está dada por<sup>2</sup> [7]:

$$V_{eq}^2 = \frac{2K_n}{W_1 L_1} \left( 1 + \frac{2K_p \mu_p}{K_n \mu_n} \left( \frac{L_1}{L_8} \right)^2 + \left( \frac{L_1}{L_{66}} \right)^2 \right) \quad (4)$$

De la ecuación (4), se pueden abstraer dos aspectos importantes. El primero sugiere que el ruido generado por el transistor que forma el cascode ( $M_3$  o  $M_4$ ) no es significativo para el circuito. El segundo establece que para minimizar esta expresión, se debe disminuir las relaciones entre la longitud de canal del transistor de entrada del par, y los transistores de las fuentes de polarización  $L_8$  y  $L_{66}$ .

Por otro lado, la resistencia de salida del *OTA* está dada por:

$$R_{sal} = R_c || (r_{o3} + (R_a || r_p)(1 + r_{o3}(g_{m3} + g_{mb3}))) \quad (5)$$

Para resumir, se presentan las diferentes consideraciones para el diseño del *OTA*. La longitud de canal de los transistores de entrada debe ser seleccionada de tal forma que exista un adecuado compromiso de la magnitud del ruido referido a la entrada y la capacitancia parásita  $C_{gs}$ . Debido a que la magnitud del ruido *flicker* puede llegar a ser muy alta en bajas frecuencias, es necesario diseñar transistores grandes para la etapa de entrada. De esta forma se reducen los valores de ruido y se incrementa la transconductancia de la etapa del par diferencial. Para reducir el ruido, las longitudes de canal de los transistores que no afectan el nodo de salida o de entrada del amplificador deben ser seleccionadas por lo menos 3 o 4 veces más grandes que la longitud de canal de los transistores del par diferencial. Para facilitar la interconexión de los amplificadores de transconductancia en la configuración de etapas bicuadradas, se impone que la tensión de polarización en la puerta de los transistores de la etapa de entrada, debe ser la misma tensión de polarización en los drenos de los transistores de la etapa

<sup>2</sup>Solo se presenta la expresión para el ruido flicker debido a que para bajas frecuencias, esta componente del ruido es más grande que el ruido térmico.

de salida. Se debe ajustar la relación existente entre la transconductancia del par y la resistencia de degeneración para aumentar la linealidad del *OTA*.

#### 4. SECCIONES BICUADRADAS Y FILTRO

Una vez que el *OTA* satisface los parámetros requeridos para el diseño, se procede a realizar su interconexión para construir las secciones bicuadradas mostradas en la figura 1. Para el diseño de cada una de ellas, el primer paso consiste en estimar el valor de las transconductancias, las resistencias y las capacitancias de cada etapa. En ese orden de ideas, el cálculo de la transconductancia se basa en reducir los efectos de *mismatch*. Por lo tanto, se selecciona el mismo valor de transconductancia para todos los *OTAs* de las secciones bicuadradas [8]. El segundo parámetro importante en las secciones bicuadradas es el valor de las capacitancias de carga, el cual debe ser ajustado de acuerdo con la función de transferencia de la expresión 1. Finalmente, las resistencias de carga ayudan a eliminar el exceso de fase que se produce debido al ancho de banda real del *OTA*. Su valor se puede aproximar mediante la expresión  $R \approx \frac{1}{w_b C}$ , donde  $w_b$  es el ancho de banda del amplificador de transconductancia y  $C$  es la capacitancia de carga. La aplicación de estos pasos de diseño permite obtener los resultados que se resumen en la tabla I.

##### 4-1. Resultados

Con los resultados obtenidos en la tabla I, se realiza la interconexión de las tres etapas bicuadradas para implementar el filtro de sexto orden. En esta fase del diseño se procede a realizar las simulaciones que caracterizan el desempeño del sistema. Entre los resultados obtenidos, se presenta la atenuación del filtro en la figura 3, de donde se extrae que el diseño final presenta una frecuencia de corte de  $-3 \text{ dB}$  a  $1 \text{ MHz}$ , y aproximadamente  $40 \text{ dB}$  de atenuación a  $2 \text{ MHz}$ .

Por otro lado, en las figuras 4 y 5 se registran respectivamente los resultados obtenidos para el ruido referido a la entrada y el retraso de grupo. En estas gráficas se observa claramente que el diseño propuesto en este trabajo cumple con las especificaciones requeridas para el estándar de comunicaciones *Bluetooth*. En la figura 6 se presenta el *layout* correspondiente al filtro diseñado e integrado en un chip. El *layout* realizado cumple con las reglas de diseño vigentes para el proceso de fabricación  $0,35 \mu\text{m}$  CMOS C35B4C3 de AMS. El área ocupada por el circuito es  $0,78 \text{ mm}^2$ .

TABLA I

RESUMEN DE PARÁMETROS PARA LAS SECCIONES BICUADRADAS.

	FT	$G_m$ $\mu\text{S}$	$C_{eq1}$ $\text{pF}$	$C_{eq2}$ $\text{pF}$	$R_1$ $\text{k}\Omega$	$R_2$ $\text{k}\Omega$
SB 1	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{S^2 + 1,21 \cdot 10^7 S + 3,94 \cdot 10^{13}}$	45	13.8	3.7	4.5	17
SB 2	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{S^2 + 8,86 \cdot 10^6 S + 3,94 \cdot 10^{13}}$	45	10.1	5	6.3	12.6
SB 3	$\frac{3,94 \cdot 10^{13}}{S^2 + 3,25 \cdot 10^6 S + 3,94 \cdot 10^{13}}$	45	3.7	13.8	17	4.5

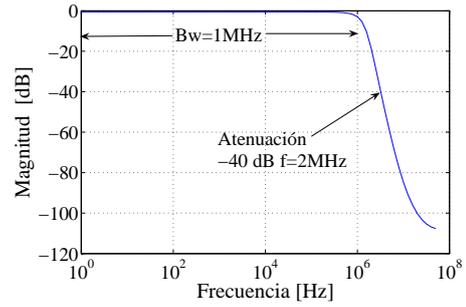


Fig. 3. Magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro completo.

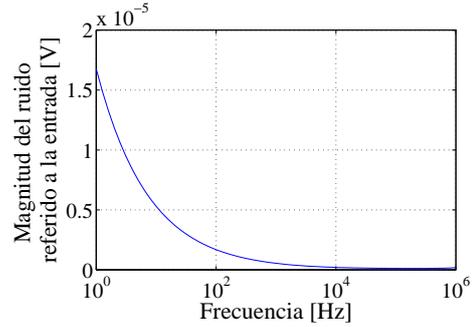


Fig. 4. Ruido referido a la entrada del filtro.

##### 4-2. Análisis de los resultados obtenidos

En la tabla II se presenta un paralelo entre los resultados obtenidos en este trabajo y otros filtros reportados previamente en la literatura. Con base en ellos, se puede determinar que el diseño presentado en este trabajo exhibe una disminución considerable del ruido referido a la entrada del filtro y de la variación del retraso de grupo, lo cual confirma que la estrategia de diseño planteada en este trabajo permite obtener filtros con un desempeño por encima de las especificaciones requeridas. Adicionalmente, los niveles de atenuación y ancho de banda son similares a los valores de los artículos presentados en la tabla II.

TABLA II

TABLA COMPARATIVA DE FILTROS INTEGRADOS PARA BLUETOOTH.

Parámetro	[5]	[4]	Este Trabajo
Frecuencia central [MHz]	2	3	0
BW [MHz]	1,06	1,2	1,1
Ganancia [dB]	15	0	0
Ruido referido a la entrada [ $\mu\text{V}_{rms}$ ]	29	170	4,73
Consumo de corriente [mA]	4,7	3,2	5,7
Atenuación en $f_c + 1 \text{ MHz}$ [dB]	27	40	40
$\Delta t$ en BW [ $\mu\text{s}$ ]	0,6	0,5	0,12
Área [ $\text{mm}^2$ ]	1,28	0,374	0,78

#### 5. ESTRATEGIA DE DISEÑO

La estrategia de diseño adoptada para este trabajo se resume en la figura 7. El primer paso para el diseño del filtro consiste en establecer las especificaciones del protocolo. A partir de esto, se selecciona la técnica de implementación del filtro  $G_m-C$  que facilite el alcance de los requerimientos previamente establecidos. Adicionalmente, se realiza la definición de las variables

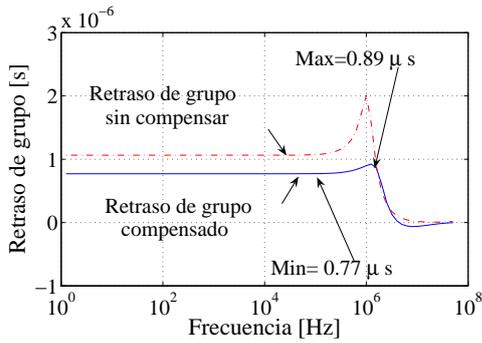


Fig. 5. Retraso de grupo a la salida del filtro.

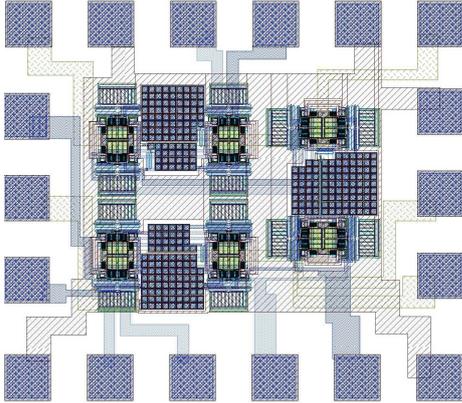


Fig. 6. Layout del filtro diseñado.

de diseño de un *OTA* en función de las especificaciones del filtro, particularmente  $G_m$ ,  $C_{eq1}$ ,  $C_{eq2}$ ,  $I_{pol}$  y  $V_{pol}$ .

Posterior al diseño del *OTA* se realiza la interconexión mostrada en la figura 1, siguiendo dos criterios. El primero debe atender al funcionamiento permanente del *OTA* en la región de operación adecuada (polarización). El segundo establece la impedancia de carga de cada SB, para ajustar la ubicación de sus polos y ceros.

Después, junto con el acople de las SB, se evalúa el cumplimiento de las especificaciones del filtro así diseñado, tales como atenuación, ancho de banda, ruido y retraso de grupo. Con el fin de alcanzar las especificaciones planteadas la estrategia de diseño se realimenta hacia el ajuste del acople entre las SB, sus impedancias de carga, o en última instancia, al rediseño del *OTA*. Finalmente, el proceso de diseño concluye con la elaboración del *layout* atendiendo a los ajustes necesarios que implique su disposición como circuito integrado.

## 6. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

Este trabajo describió el proceso de selección y diseño de un filtro de tiempo continuo pasa bajos, con función de transferencia *Butterworth* de orden seis [6].

Se planteó una estrategia de diseño para el filtro integrado por medio de la adaptación de metodologías de diseño reportadas en la literatura. Los resultados obtenidos mediante simulación con HSPICE y modelos MOS BSIM3v3, muestran que el desempeño para el filtro integrado cumple con los requerimientos del estándar *Bluetooth*. Entre los resultados alcanzados con el diseño

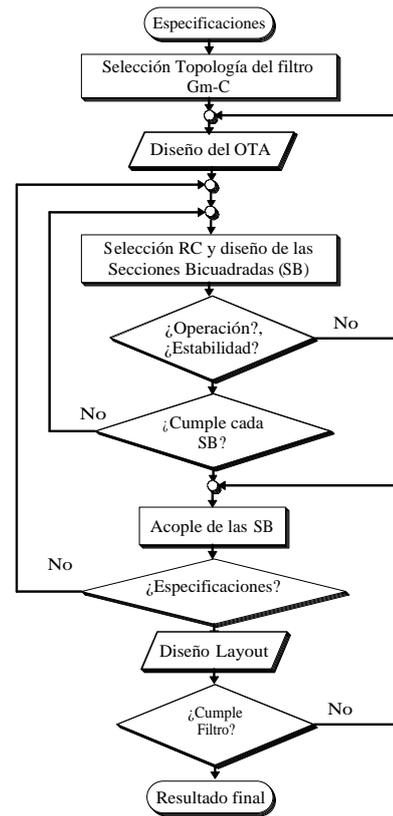


Fig. 7. Estrategia de diseño general del filtro.

del filtro  $G_m$ -C se puede mencionar una atenuación de 40dB en 2MHz, un ancho de banda de 1MHz, ruido referido a la entrada de  $2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$  medido en 100Hz y una diferencia de retraso de grupo de 0,12μs.

## 7. REFERENCIAS

- [1] E. S. Sinencio and J. S. Martinez, "CMOS Transconductance Amplifiers: Architecture and active Filters a tutorial," *IEEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, vol. 147 No 1, pp. 3–12, Feb 2000.
- [2] T. Deliyannis and J. Fidler, "Continuous-Time Active Filter Design," *CRC. Press. Boca Raton*, 1999.
- [3] E. S. Sinencio, R. Geiger, and H. Nevarez-Lozano, "Generation of Continuous-Time Two Integrators Loop OTA Filters Structures," *IEEE Transactions Circuits Syst.*, vol. 35, pp. 936–946, May 1988.
- [4] P. Andreani and S. Mattisson, "On the Use of Nauta's Transconductor in Low - Frequency CMOS Gm - C Bandpass Filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37 no 2, pp. 114–124, Feb 2002.
- [5] A. A. E. S. M. IEEE and I. Edgar Sánchez-Sinencio Fellow, "A Pseudo Differential Complex Filter for Bluetooth With Frequency Tuning," *IEEE Transactions on Circuits and systems II Analog And Digital Signal Processing*, vol. 50, pp. 742–754, Oct 2003.
- [6] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, and R. Meyer, *Analysis and Design of Analog Integrated Circuit*, 4th ed. New York: Wiley, 2001.
- [7] P. R. Gray and R. G. Meyer, "MOS Operational Amplifier Design - A Tutorial Overview," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. Sc-17 No 6, pp. 969–982, Dec 1982.
- [8] D. Cheung, "10-MHz 60dB Dynamic Range 4th order Butterworth Lowpass Filter," Master's thesis, The Hong Kong University of Science and Technology, HK, august 1996.