

## **CAPÍTULO 3: ESTRUCTURA TT2 (TOW THOMAS DE 2º ORDEN)**

### ***3.1.- Estructura TT2.***

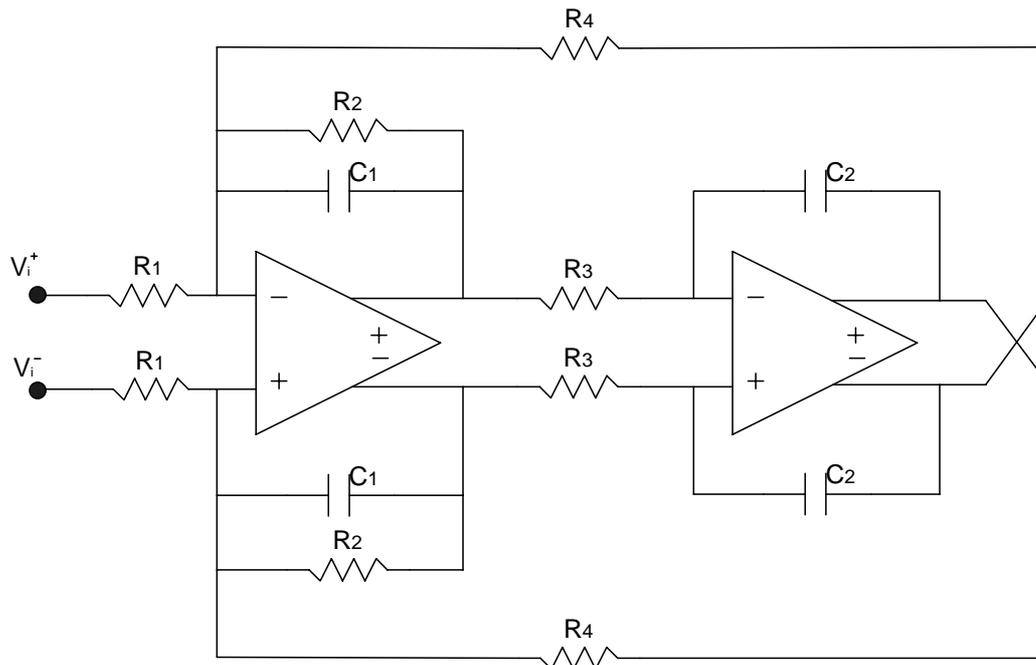
En este apartado se presenta y realiza un estudio detallado de la estructura del filtro empleada como bloque fundamental para la realización del filtro sintonizable objeto de esta memoria. En primer lugar, concretar que la estructura que vamos a usar es un filtro TT2 diferencial. Partiendo de este punto, se mostrarán cuáles son las condiciones de diseño más adecuadas (dimensiones, rangos de tensión, tensiones de control,...) para conseguir un funcionamiento de acuerdo con las especificaciones. Luego veremos los resultados obtenidos con la celda QFG.

Concretamente, el prototipo del filtro es una estructura de tipo RC-activo que incorpora dos elementos activos, en este caso amplificadores operacionales, y que se muestra en la figura 3.1. Idealmente presenta baja impedancia de entrada y debido a la existencia de un doble lazo de realimentación, permite producir elevados valores de Q. Una simple resistencia en su entrada posibilita realizar la conversión tensión-corriente necesaria para permitir introducir señales en modo tensión. Si bien existe un buen número de circuitos que obedecen a la topología mostrada en la figura 3.1, en [1] se hace un estudio pormenorizado que permite seleccionar aquellas que presentan respuestas tipo

paso bajo y paso banda, y optimizadas en cuanto a ancho de banda, ruido y rango dinámico. En el contexto de este trabajo, y de ahí la elección de esta topología, una de las características que debe presentar el prototipo RC-activo es la posibilidad de realizar una versión integrada mediante técnicas MOSFET-C utilizando el bloque QFG, estudiado en el apartado anterior. La estructura TT2, cumple perfectamente esta condición, tal como se verá a continuación.

Las características principales que nos hacen escoger una estructura de este tipo, como estructura bicuadrada estándar a emplear en el sistema global, son las siguientes:

- Utilización de dos amplificadores operacionales en lugar de los tres que se emplean típicamente para realizar una estructura bicuadrática con características equivalentes en cuanto a factores de calidad realizables.
- Posibilidad de realizar un ajuste casi ortogonal de los parámetros de interés (frecuencia característica, factor de calidad y ganancia). (La  $Q$  afecta a la ganancia; la ganancia y la  $\omega_o$ , no tienen dependencia entre sí).
- Fácil conversión a una versión integrada, dado que los lazos de realimentación están compuestos por impedancias simples o impedancias simples en paralelo.
- Respuesta paso bajo y paso banda en el mismo circuito.
- Entrada en corriente o en tensión con sólo añadir una resistencia a la entrada.



**Figura 3.1:** Filtro Tow Thomas de 2º orden diferencial

Si analizamos el circuito, se pueden deducir fácilmente las funciones de transferencia para las salidas paso-bajo y paso-banda.

$$\frac{V_{LP}}{V_i} = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \cdot s + \frac{1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_1}} \quad (3.1)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_i} = \frac{-\frac{s}{R_1 \cdot C_1}}{s^2 + \frac{1}{R_2 \cdot C_1} \cdot s + \frac{1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_1}} \quad (3.2)$$

Si comparamos las expresiones obtenidas con la forma general que tiene la expresión de un filtro paso banda:

$$T(s) = \frac{H \cdot \frac{w_o}{Q} \cdot s}{s^2 + \frac{w_o}{Q} \cdot s + w_o^2} \quad (3.3)$$

$$BW = \frac{w_o}{Q} \quad (3.4)$$

Podemos determinar por inspección los parámetros de diseño del filtro en función de los valores de los componentes utilizados:

Frecuencia central:

$$w_o^2 = \frac{1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_1} \rightarrow w_o = \frac{1}{\sqrt{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_1}} \rightarrow f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2 \cdot C_1}} \quad (3.5)$$

Factor de calidad:

$$Q = R_2 \cdot \sqrt{\frac{C_1}{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2}} \quad (3.6)$$

Ancho de banda:

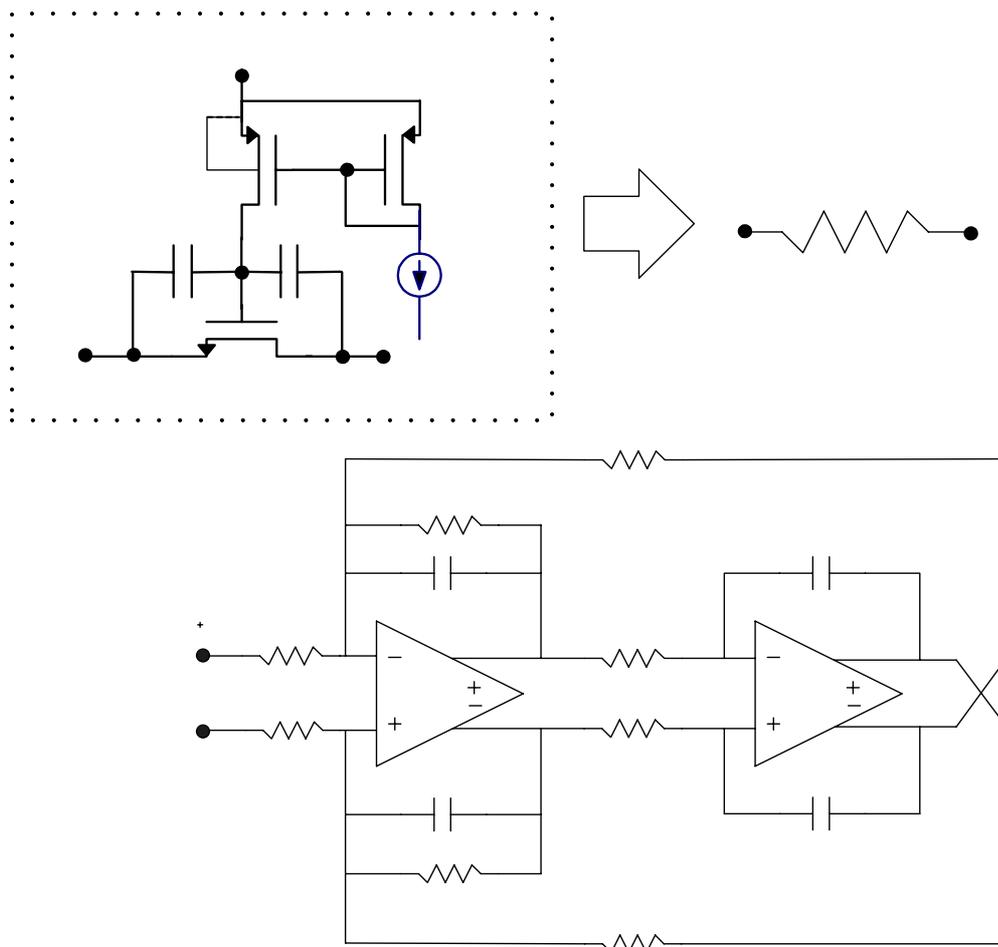
$$BW = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (3.7)$$

Ganancia a la frecuencia central:

$$H = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.8)$$

### 3.2.- Versión integrada. Análisis del filtro utilizando la celda QFG

En este apartado vamos a estudiar el comportamiento del filtro TT2 sustituyendo las resistencias del filtro diferencial de la figura 3.1 por la celda QFG objeto de estudio. El circuito resultante se muestra en la figura 3.2. Para dotar de mayor claridad al circuito, se han mantenido las resistencias del filtro original, debiendo sustituirse cada una de ellas por la celda QFG mostrada en la parte superior derecha de dicha figura.

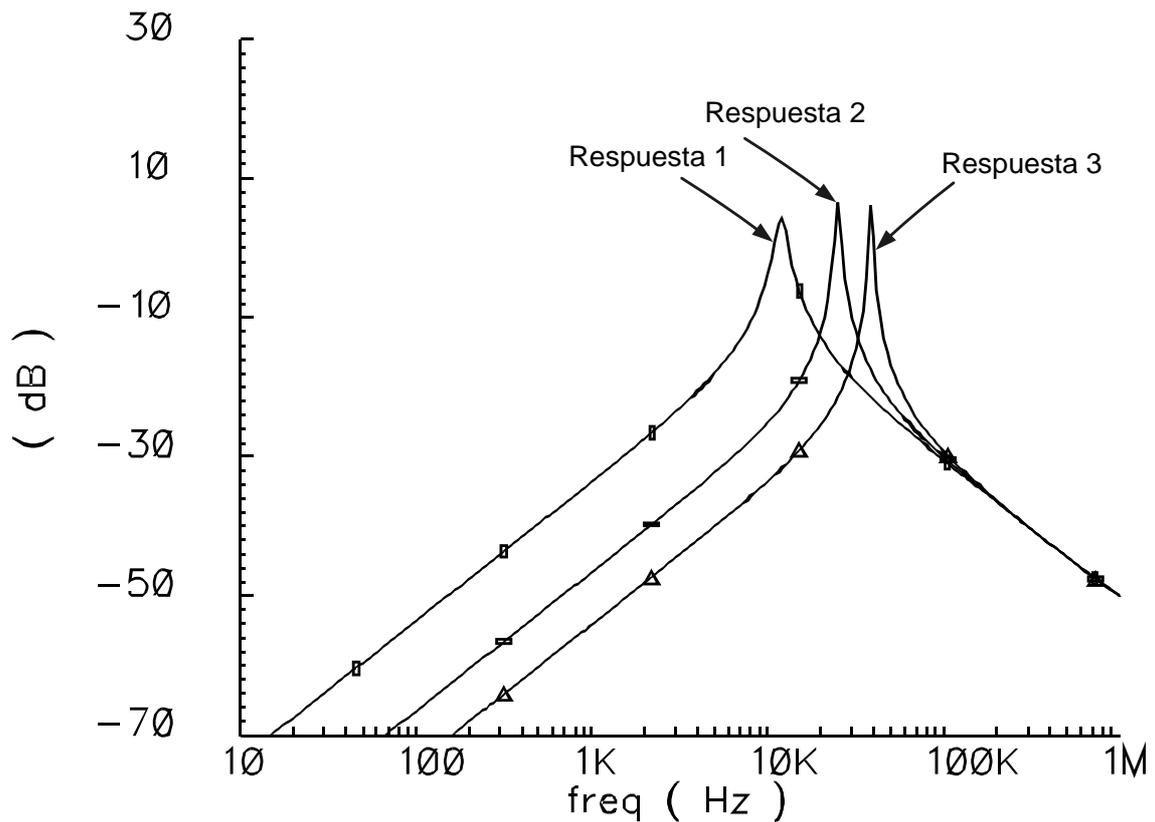


**Figura 3.2:** Versión transistorizada de la estructura TT2 sustituyendo las resistencias por la celda QFG.

Vamos a obtener la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 3.2 trabajando como filtro paso banda. Vamos a usar condensadores de 15pF y el valor de las resistencias simuladas por la celda QFG serán:  $R_1 = R_2 = 8.84M\Omega$ ,  $R_3 = R_4 = 884k\Omega$ , para el caso  $V_{x3} = V_{x4} = 500mV$ , por lo que la frecuencia característica del filtro será de 12kHz y el factor de calidad debe ser diez. Utilizaremos unas dimensiones de los transistores y unos valores de las tensiones de control dados en la tabla I.

	$V_{x3}$	DIMENSIONES	$V_{x4}$	DIMENSIONES
<i>Respuesta 1</i>	2.0 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m	2.0 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m
<i>Respuesta 2</i>	2.5 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m	2.5 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m
<i>Respuesta 3</i>	3 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m	3 V	W=1.5 $\mu$ m, L=50 $\mu$ m

**Tabla I:** Tensiones de control y dimensiones de los transistores QFG para las respuestas de la figura 3.3.



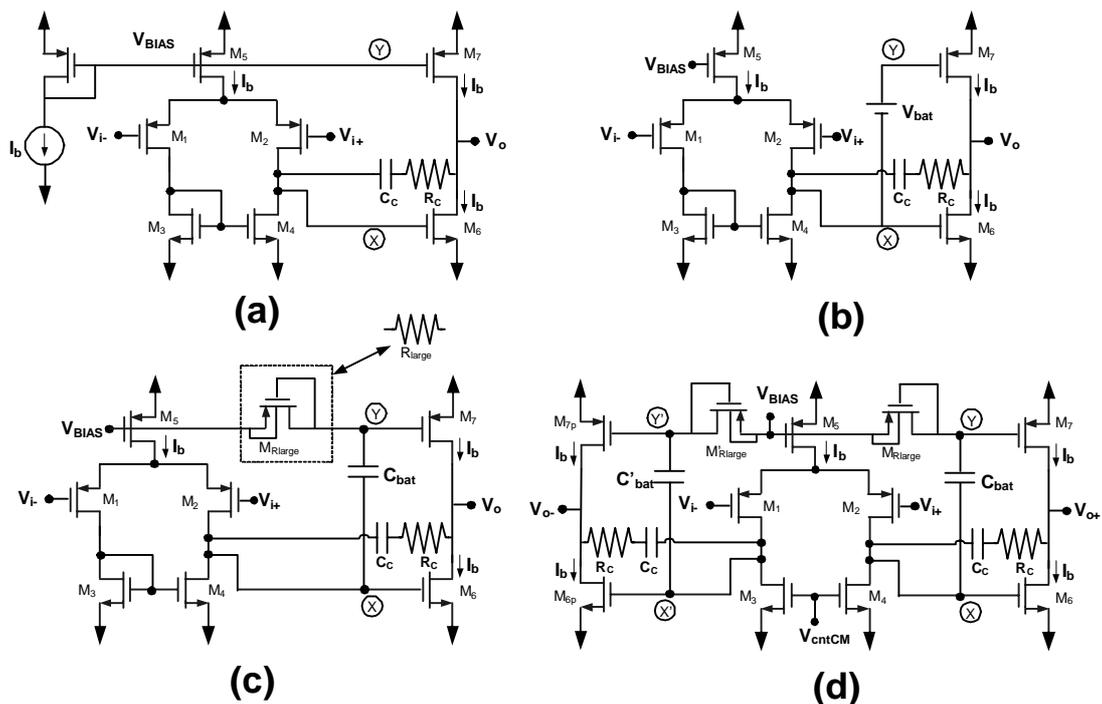
**Figura 3.3:** Respuestas de la estructura TT2 operando como filtro paso banda con los valores de diseño de la tabla II

### 3.3.- El amplificador operacional.

El diseño del amplificador operacional para nuestro filtro viene condicionado por la necesidad de una etapa de salida con un buen aprovechamiento del rango dinámico, y que sea capaz de alimentar la carga que suponen los QFGs. Los requerimientos en cuanto a ancho de banda no son en principio demasiado exigentes, dado que el rango de frecuencias de trabajo va a ser el de audio. Tomando como límite los 20 kHz de la alta fidelidad, y considerando un margen de dos órdenes de magnitud en el ancho de banda,

puede considerarse que un valor de GB de 2 MHz debe ser suficiente. Ello permite además, supuesta una fuerte compensación por polo dominante cerca del origen, lograr una ganancia en la banda de audio suficiente como para evitar, o al menos mitigar, algunos de los efectos negativos descritos en el apartado anterior.

Con este fin se ha recurrido a una estructura sencilla, pero novedosa, como es el amplificador operacional de dos etapas mostrado en la figura 3.4. Se ha tratado simplemente de diseñar, en la tecnología disponible, un amplificador operacional que se ajustara a los requerimientos de la aplicación. Para ello se ha aprovechado la técnica QFG para dotar a la etapa de salida de una característica clase AB, así como de un incremento de ancho de banda, sin renunciar a un consumo bajo y a una topología sencilla.



**Figura 3.4:** (a) Amplificador operacional convencional de dos etapas clase A. (b) Esquema conceptual de un amplificador operacional con etapa de salida clase AB utilizando una tensión fluctuante. (c) Implementación de la etapa de salida clase AB utilizando un elemento resistivo de valor elevado y una capacidad. (d) Amplificador operacional diferencial clase AB completo.

El amplificador operacional con salida clase AB es una técnica estudiada recientemente que parte del esquema básico (Figura 3.4 (a)), conocido como amplificador operacional de dos etapas clase A. Con esta nueva técnica se consigue un aumento de la corriente de salida y una mejora del ancho de banda en un factor dos. Esto se logra con un incremento mínimo de la complejidad del circuito y sin disipación adicional de potencia.

Partiendo del circuito de la figura 3.4 (a), si añadimos una tensión fluctuante  $V_{bat}$  entre los terminales de puerta de los transistores de salida, esto provoca variaciones en la tensión de salida al verse modificadas las tensiones de los nodos X e Y, lo que conduce al modo de operación clase AB.

Un aspecto práctico muy importante de esta nueva técnica es la incorporación de un circuito para controlar el valor de  $I_{out}^Q$  (corriente de salida quiescente). Este circuito se usa para adaptar el valor de  $V_{bat}$ , de manera que la corriente de salida mantiene el valor nominal deseado  $I_{out}^Q = I_{D6Q} = I_{D7Q} = I_b$ ,

cuyo valor es independiente de la fuente de tensión, de los parámetros de la tecnología y de variaciones de temperatura.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es la baja tensión y requerimientos de potencia necesarios para la etapa de salida clase AB y la circuitería de control de  $I_{out}^Q$ . Esto se debe al hecho de que para prevenir la rotura del óxido de puerta, las fuentes de tensión en la tecnología CMOS de última generación han reducido su valor a 1,5 V aproximadamente, mientras que la tensión umbral del transistor permanece relativamente elevada ( $\approx 0,4$  V). Esto ha llevado a disminuir el margen de variación de  $V_{GS}$  y el número de transistores que pueden colocarse entre  $V_{DD}$  y  $V_{SS}$ . La diferencia entre  $V_{DD}$  y el mínimo requerimiento de tensión de la etapa de salida  $V_{DDmin}$ , normalmente determina la máxima tensión drenador-fuente de los transistores de salida  $V_{DSmax}$  y con esto, la máxima corriente de salida y el factor de mejora de slew-

rate  $I_{o\max}/I_{out}^Q = \left( V_{DS\max}/V_{DSQ} \right)^2$  (donde  $V_{DSQ}$  es la tensión quiescente drenador-fuente de  $M_{6,7}$ ).

Algunos esquemas comunes clase AB requieren un valor  $V_{DDmin}$  mayor que dos veces la tensión puerta-fuente, y deja un margen  $V_{DD}$  muy pequeño para la mejora de la corriente de salida. Otro aspecto importante de los circuitos clase AB a tener en cuenta es que la corriente adicional  $I_{Qcontrol}$ , requerida por la circuitería de control de la intensidad, se suma a la corriente estática del amplificador operacional. Esto reduce la mejora del factor de

corriente afectivo a la salida, a un valor  $EOCEF = I_{o\max} / (2I_b + I_{Qcontrol})$ . Este factor toma un valor  $EOCEF = 0,5$  para un amplificador operacional clase A con  $I_{o\max} = I_b$ . Si tomamos como ejemplo un circuito con una fuente de baja tensión, con  $V_{DS\max} = 3V_{DSQ}$ , por lo que  $I_{o\max} = 9I_{out}^Q$ , y una circuitería con  $I_{Qcontrol} = 4I_b$ , tenemos que  $EOCEF = 1,5$ . A pesar de que la corriente de salida máxima es relativamente mayor en relación con  $I_b$ , esto corresponde a un modesto valor de EOECF debido a la corriente adicional y área de silicio requerida por el circuito de control de corriente.

El amplificador operacional de dos etapas con salida clase AB propuesto tiene una implementación hardware de la salida muy compacta y con  $I_{Qcontrol} = 0$ . El circuito propuesto tiene básicamente los mismos requerimientos de corriente estática que el amplificador operacional clase A de la figura 3.4 (a), y la etapa de salida tiene también los mismos requerimientos mínimos de tensión:  $V_{DD\min} = V_{GS7} + V_{SD1} + V_{SD3}$ . Este valor está cercano a la tensión umbral del transistor. Una ventaja adicional del amplificador operacional propuesto es que éste muestra una mejora en el margen de fase y una mayor ganancia de frecuencia unidad que el amplificador operacional convencional clase A. Debido a que la operación del clase AB y la mejora del ancho de banda se consiguen con muy poco requerimiento de hardware adicional, y tampoco es necesaria una disipación de potencia adicional ni incrementar la tensión (en contra de lo que ocurre con otros amplificadores operacionales clase AB

normalmente usados), se denomina a la arquitectura propuesta como “free class AB op-amp”. Resultados experimentales de un chip fabricado en tecnología Cmos de 0,5  $\mu\text{m}$  muestran que se verifican las características de la estructura propuesta.

La figura 3.4 (c) muestra el amplificador clase AB propuesto. La única diferencia con respecto al amplificador operacional convencional clase A de dos etapas de la figura 3.4 (a) es que la etapa de salida incluye un elemento resistivo de valor elevado  $M_{R\text{large}}$  (implementado utilizando un transistor pmos de dimensiones mínimas conectado como diodo) y una pequeña capacidad  $C_{\text{bat}}$ . Bajo condiciones quiescentes y dado que no fluye corriente DC a través de  $M_{R\text{large}}$ , la tensión en la puerta de M7 es la misma que en la puerta de M5, por lo que la corriente quiescente en M5 y M7 tiene el mismo valor  $I_b$ . El transistor M6 se dimensiona (W/L) normalmente haciendo L de valor doble que M3 y M4 por lo que la corriente quiescente en M6 tiene también un valor  $I_b$ . En comportamiento dinámico, cuando la salida del amplificador operacional está dando corriente a la carga, la tensión en el nodo X sufre un gran cambio. Dado que la capacidad  $C_{\text{bat}}$  no puede cargarse/descargarse rápidamente a través de  $M_{R\text{large}}$ , ésta actúa como una batería fluctuante y transfiere las variaciones de tensión del nodo X al nodo Y. Esto proporciona a la etapa de salida la clase AB.

Aspectos a tener en cuenta:

1. El valor de  $C_{bat}$  puede ser pequeño. Su valor mínimo viene determinado por la capacidad parásita  $C_Y$  en el nodo Y (principalmente la capacidad  $C_{gs}$  del transistor M7), que forma un divisor de tensión con  $C_{bat}$ . Este divisor conduce a variaciones de tensión atenuadas en el nodo Y de acuerdo con  $V_Y = V_X C_{bat} / (C_{bat} + C_Y)$ . Un valor de  $C_{bat} > 2C_Y$  permite transferir variaciones de tensión del nodo X al nodo Y con una pequeña atenuación.  $C_{bat}$  puede ser implementada utilizando la capacidad  $C_{gs}$  de un transistor MOS operando en zona lineal (óhmica) o con capacidades poly I poly II si están disponibles.
2. La idea es que el transistor  $M_{Rlarge}$  opere como un elemento resistivo muy grande ( $R_{large}$ ). Se implementa utilizando el transistor pmos como un pequeño diodo, conectando los terminales de fuente y sustrato. Esto también puede ser implementado utilizando un transistor polarizado en sub-umbral. Este transistor opera en corte, por lo que su resistencia se hace extremadamente grande, correspondiendo con la resistencia de fuga de la unión pn de la fuente del n-well (asumiendo tecnología Nwell).
3. Un sencillo análisis en pequeña señal del circuito de la figura 3.4 (c) (con la capacidad  $C_{bat}$  sustituida por un cortocircuito y  $M_{Rlarge}$  por un circuito abierto), muestra que tanto el amplificador operacional propuesto clase AB y el convencional clase A tienen el mismo producto ganancia-ancho de banda  $GB = g_{m1,2} / C_c$  mientras que el polo de alta frecuencia se mueve de un valor  $\omega_{p2} = g_{m6} / C_L$  para el amplificador operacional convencional hasta un valor  $\omega'_{p2} = (g_{m6} + g_{m7}) / C_L$  para el amplificador operacional

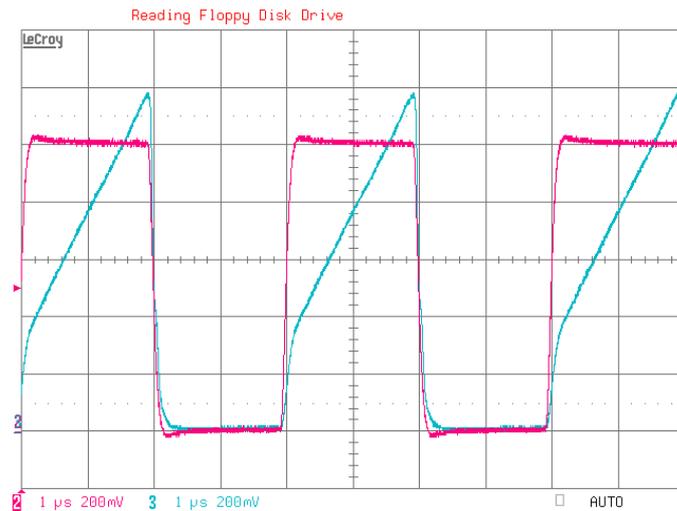
propuesto. Esto se debe a que ambos transistores de salida (M6 y M7) están en activa en la etapa de salida del clase AB. Esto lleva a un polo  $\omega'_{p2}$  de valor aproximadamente el doble:  $\omega'_{p2} = 2\omega_{p2}$ , ya que  $\omega_{p2}$  limita la máxima ganancia de frecuencia unidad, el amplificador operacional de la figura 3.4 (c) puede ser diseñado con un GB mayor que el de la figura 3.6 (a). Para valores iguales de GB, el amplificador operacional de la figura 3.4 (c) tiene un mayor margen de fase que el de la figura 3.6 (a). Esto se verifica en la sección de resultados experimentales.

4. La etapa de salida no necesita una tensión de alimentación elevada ya que ésta puede operar con una fuente de tensión cercana a la tensión umbral del transistor:  $V_{DD\min} = V_{GS6} + V_{SDsat2} + V_{SDsat5}$ .
5. Debido a la operación en clase AB, el amplificador operacional propuesto tiene aproximadamente un slew-rate simétrico. En el caso del amplificador operacional convencional clase A ocurre lo contrario, el cual tiene comúnmente un slew-rate no simétrico; un slew-rate negativo determinado por la corriente de salida negativa del transistor M6 y un slew-rate positivo de valor  $SR = I_b / (C_c + C_L)$  limitado por la corriente constante  $I_b$  de M7. El amplificador operacional clase A puede tener slew-rate simétrico en casos donde el slew-rate del nodo interno X limite el slew-rate del amplificador.
6. En algunos casos, el slew-rate del amplificador operacional clase AB puede estar limitado por la máxima corriente que la primera etapa entrega a  $C_c$  en el nodo interno X. En este caso una etapa de entrada

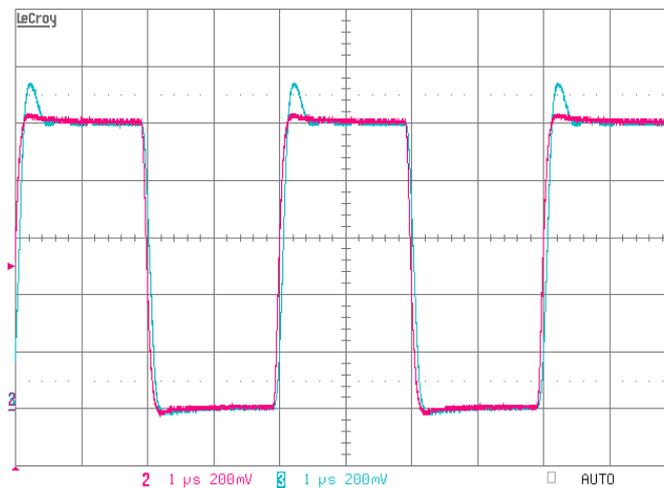
diferencial clase AB de baja tensión puede ser usada para lograr un elevado slew-rate tanto en el nodo interno como en el nodo de salida del amplificador.

7. El circuito mostrado en la figura 3.4 (d) es la versión diferencial completa del circuito de la figura 3.4(b). Éste presenta características similares a la versión single-ended pero, como se espera de un circuito diferencial, tiene mayores requerimientos de potencia que la versión simple.

Vamos a ver ahora los resultados obtenidos con este novedoso amplificador operacional con salida clase AB, comparándolos con los que habríamos obtenido si hubiéramos usado el amplificador convencional clase A. Para ello, vamos a realizar una simulación en tecnología de  $0,5\ \mu\text{m}$  con tensiones umbrales nmos y pmos de valor  $V_m = 0,67\text{V}$  y  $V_p = -0,96\text{V}$  respectivamente. Los tamaños de los transistores usados son (en  $\mu\text{m}$ ): M1 y M2: 30/1; MB, M3 y M6: 60/1; M4 y M5: 10/1; M7: 20/1 y MRlarge: 2/1. El resto de elementos del circuito toman los valores:  $C_{\text{bat}} = 3\text{pF}$ ;  $C_c = 1\text{pF}$ ;  $R_c = 10\text{k}\Omega$ ;  $C_L = 25\text{pF}$ ;  $V_{\text{DD}} = 2\text{V}$  e  $I_b = 10\ \mu\text{A}$ .



( a )

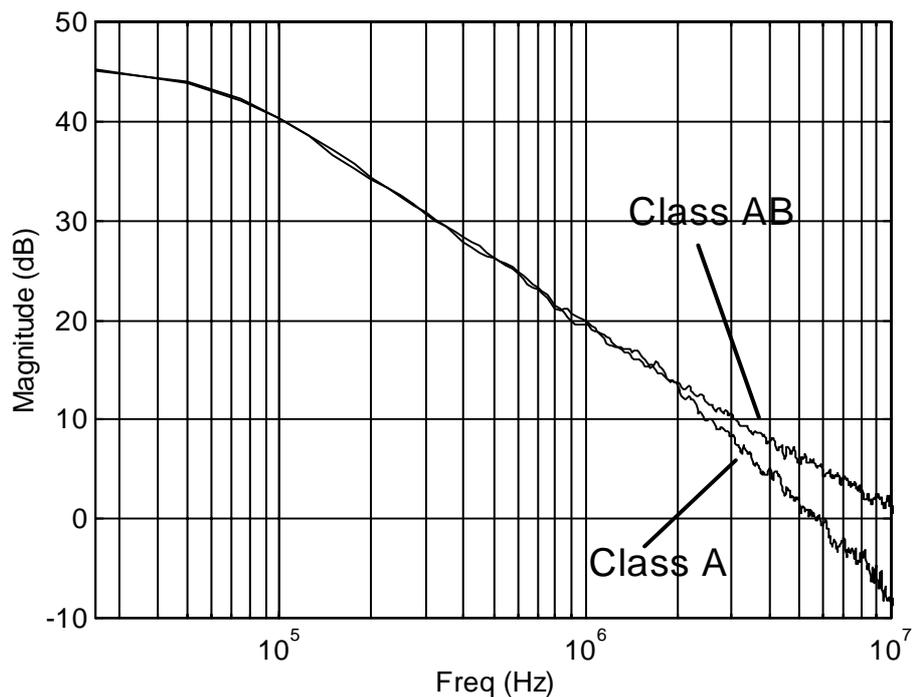


( b )

**Figura 3.5:** Formas de onda de entrada y salida. (a) Amplificador operacional convencional clase A. (b) Amplificador operacional clase AB.

Las figuras 3.5 (a) y (b) muestran las formas de onda de la entrada y salida de los amplificadores operacionales de las figuras 3.4 (a) y (c) respectivamente para una forma de onda cuadrada de 1Vpp y 250kHz. Las correspondientes medidas de slew-rate son 0,410 V/μs y 20 V/μs. Esto

corresponde con una mejora del slew-rate en un factor 50. La gran sobreoscilación en la respuesta del amplificador operacional clase A es una indicación de su reducido margen de fase con respecto al amplificador operacional clase AB. La figura 3.6 muestra la medida AC en lazo abierto de los circuitos de la figura 3.4 (a) y (c). Las medidas de la frecuencia de ganancia unidad son 6 MHz y 11 MHz respectivamente. El hecho de que el amplificador clase A tenga una frecuencia de ganancia unidad menor se debe al menor valor de su polo de salida  $f_{p2}$ . Ambos amplificadores operacionales podrían tener el mismo  $GB = 11\text{MHz}$ . La ganancia DC medida en lazo abierto es de 45 dB en ambos casos.



**Figura 3.6:** Respuesta en lazo abierto de los amplificadores operacionales clase A y AB

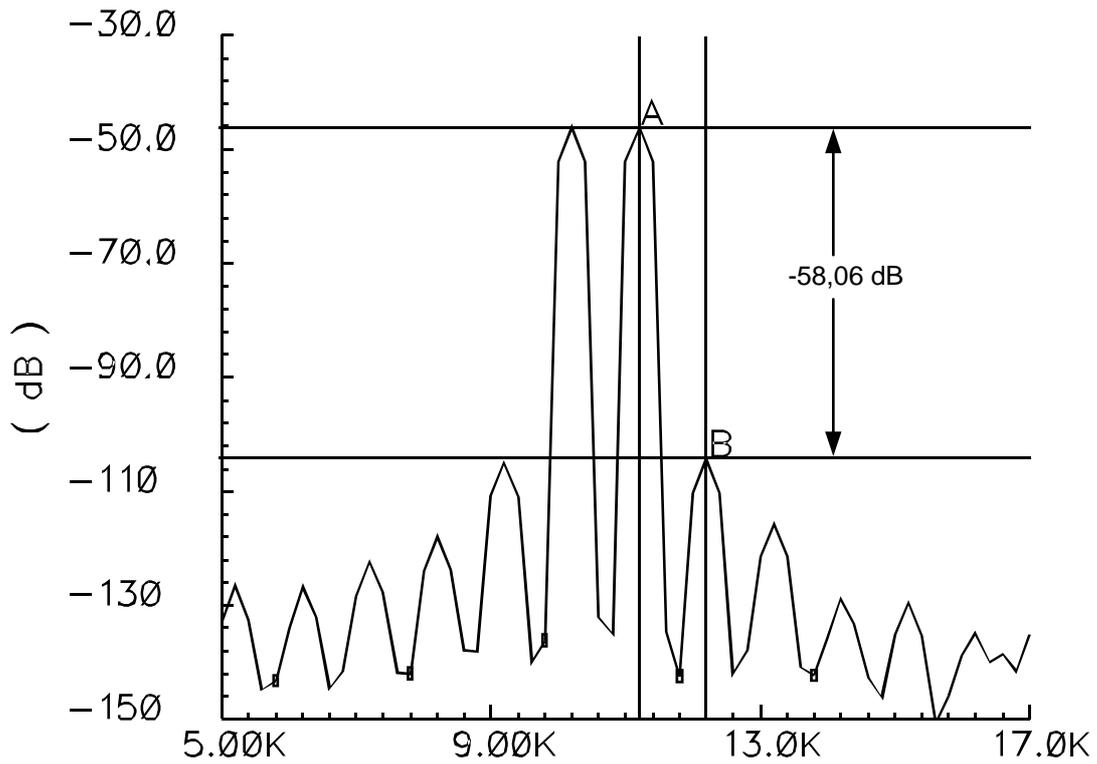
Como resumen de la nueva técnica utilizada como amplificador operacional, podemos destacar que tiene básicamente la misma disipación de

potencia estática y la complejidad del circuito es similar al amplificador operacional clase A. En contraposición con la mayoría de los amplificadores de dos etapas clase AB propuestos hasta ahora, el circuito propuesto se caracteriza por un factor de mejora de la corriente efectiva de salida. Además presenta una gran mejora en el ancho de banda, un mayor margen de fase y menores requerimientos de tensión.

### ***3.4.- Distorsión de la versión integrada del filtro frente al desapareamiento de los transistores***

En este apartado vamos a analizar los resultados obtenidos en la salida paso banda del filtro implementando las resistencias con la celdas estudiada. Vamos a estudiar los resultados al simular el IM3, ya que este se relaciona mediante la expresión  $IM3 = THD - 9dB$  con el THD. Esta expresión será válida siempre que podamos suponer que los armónicos de tercer orden en adelante se pueden despreciar frente al armónico de orden 2 (cosa que está claramente permitida en implementaciones diferenciales). En primer lugar vamos a considerar que el mismatch entre resistencias es nulo, y después vamos a obtener las mismas gráficas pero suponiendo un mismatch entre resistencias del 2%.

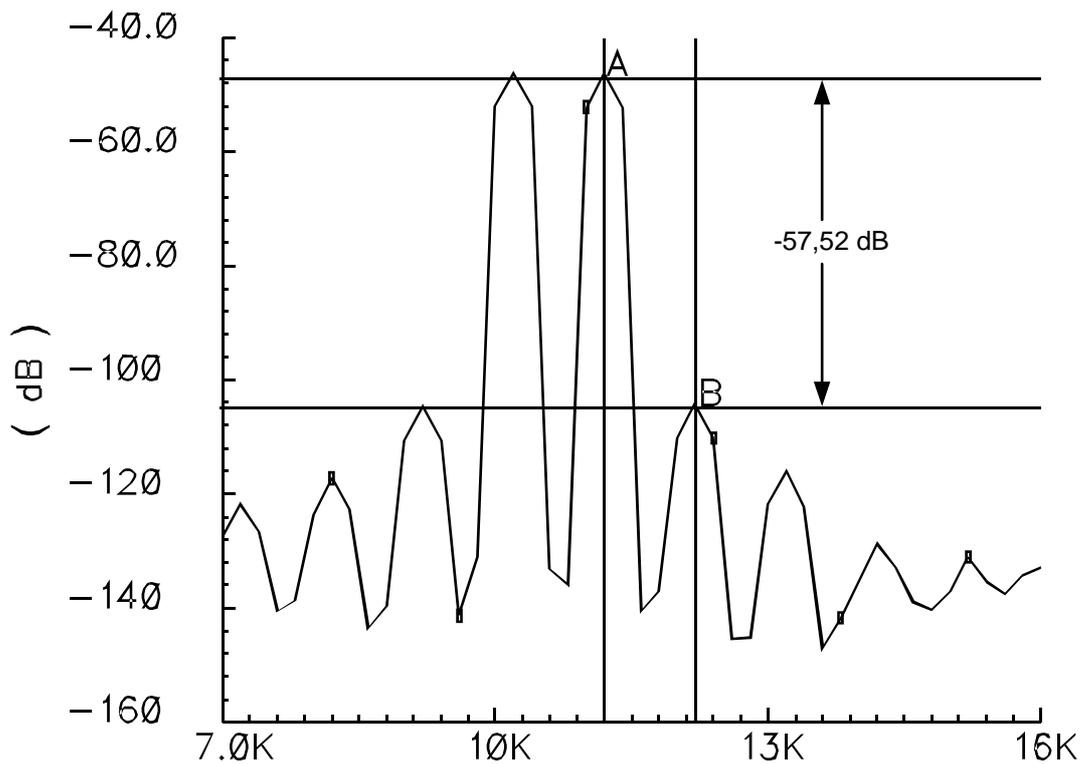
En la figura 3.7 se representa el IM3 del filtro TT2 utilizando transistores QFG para la implementación de las resistencias.



A: (11.2K -46.154) delta: (1K -58.0595)  
 B: (12.2K -104.213) slope: -58.0595m

**Figura 3.7:** IM3 del filtro utilizando transistores QFG para implementar las resistencias.

Vamos a repetir las simulaciones anteriores, pero ahora suponiendo un mismatch entre resistencias del 2%. Como puede verse la implementación QFG permanece inalterada.




---

A: (11.2251K -46.9564)      delta: (986 -57,52)  
 B: (12.2121K -104.586)      slope: -58.4382m

**Figura 3.8:** IM3 del filtro utilizando transistores QFG para implementar las resistencias (mismatch entre resistencias del 2%).

Como puede observarse la técnica QFG presenta importantes ventajas.

En concreto pueden destacarse las siguientes:

- Robustez frente al desapareamiento de los transistores.
- Pocos efectos no-lineales
- Poco ruido (poca cantidad de transistores).
- Representa una pequeña carga para los amplificadores operacionales que podrían ser diseñados para un consumo menor.