
Capítulo IV

Estudio, Diseño e Implementación de un Filtro de Tiempo Continuo con Sintonía Automática.

La necesidad es la madre de la invención.

Proverbio Latino

La teoría sin práctica es estéril; la práctica sin teoría es ciega.

Lenin

En este capítulo se desarrolla el estudio, diseño y finalmente implementación del filtro pasa-banda de tiempo continuo con sintonía automática que ha sido realizado para la presente tesis doctoral. Se parte de la estructura conocida como TQE (*Transimpedance Q-Enhancement*) y se propone una modificación que mejora, de forma significativa, la independencia entre los ajustes de su frecuencia central y factor de calidad. Se muestra cómo tanto los diferentes elementos resistivos como los multiplicadores de la estructura completa se han implementado con la célula MRC estudiada detalladamente en el capítulo 3 de esta memoria. Asimismo se justifica el diseño de los diferentes bloques de los lazos de control: desfasador e integrador sintonizables, comparadores, etc., y se enumeran los pasos seguidos en el desarrollo de los amplificadores operacionales que los componen.

SUMARIO DEL CAPÍTULO.

Capítulo 4.- <u>Estudio, Diseño e Implementación de un Filtro de Tiempo Continuo con Sintonía Automática</u>	113.
4.1.- Estructura del Filtro TQE	117.
4.1.1.- Análisis de Sensibilidad del Factor de Calidad Q Respecto de R_2	121.
4.2.- Sustitución de los Resistores Fijos por Elementos Controlados Electrónicamente en la Estructura TQE	123.
4.2.1.- Análisis de Sensibilidad de Q y ω_0 Respecto de las Tensiones de Control	128.
4.3.- Estudio de los Márgenes de Ajuste de los Parámetros de la Estructura TQE	129.
4.4.- Estudio del Amplificador Operacional Diseñado e Implementado	131.
4.4.1.- Introducción	131.
4.4.2.- Amplificador Operacional <i>Folded</i> Cascodo Balanceado con Amplificador de Error	132.
4.5.- Modificación de la Estructura TQE	137.
4.6.- Diseño del Filtro ‘MRC-C’ Fully-Balanced para su Sintonía Automática	141.
4.6.1.- Determinación de las Relaciones de Aspecto de los Transistores del Filtro	143.
4.7.- Diseño del Lazo de Control para la Sintonía de la Frecuencia Central ω_0	152.
4.7.1.- Diseño del Desfasador de 90°	162.
4.8.- Diseño del Lazo de Control para la Sintonía del Factor de Calidad Q	167.
4.8.1.- Primera Propuesta para el Diseño del Lazo de Control de Q	169.
4.8.2.- Segunda Propuesta para el Diseño del Lazo de Control de Q	175.
4.9.- Resultados Adicionales de Simulación	178.
4.10.- Consideraciones Finales	183.

4.1.- ESTRUCTURA DEL FILTRO 'TQE'.

El filtro base del trabajo realizado es un diseño bicuadrático derivado del filtro de variable de estado conocido como estructura TQE (*Transimpedance Q-Enhancement* o transimpedancia con mejora de Q) [CAR97]. Dicha estructura permite, escogiendo adecuadamente las diferentes admitancias Y_i (figura 4.1), generar filtros pasa-bajos y pasa-banda y presenta un doble lazo de realimentación que posibilita la obtención de elevados factores de calidad Q (de aquí deriva el término *Q-Enhancement*). Este filtro procesa señal a su entrada en forma de corriente (de ahí el término '*transimpedance*') para su utilización en sistemas de medida donde existan sensores que provean una señal en forma de corriente. La función de transferencia es una transimpedancia $Z(s)$ dada por (4-1):

$$Z(s) = \frac{V_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{-Y_4(s)}{[Y_2(s) \cdot Y_4(s)] - [Y_1(s) \cdot Y_3(s)]} \tag{4-1}$$

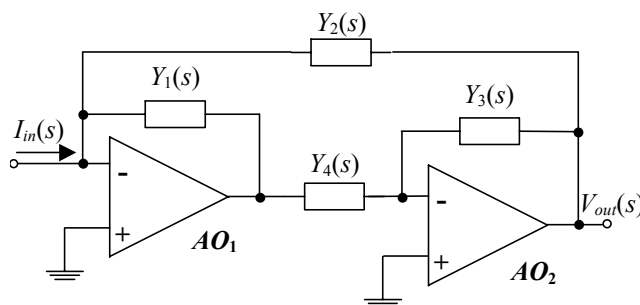


Fig. 4.1.- Estructura TQE genérica.

La configuración que sintetiza un filtro pasa-banda a partir de la anterior estructura generalizada es la mostrada en la figura 4.2. El circuito puede presentar entrada en baja impedancia sin la resistencia R_{IN} que posibilita el procesado directo para señales de entrada en corriente. Ahora bien, añadiendo en la estructura la resistencia R_{IN} , la entrada pasa a tener mayor impedancia, que permite el procesado de señales en forma de tensión, ya que dicha resistencia realiza la conversión tensión-corriente necesaria en este caso.

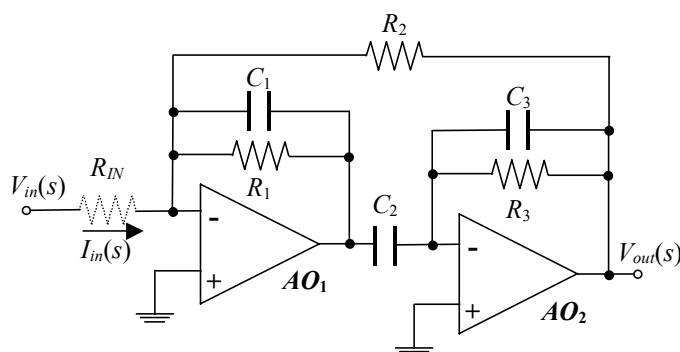


Fig. 4.2.- Filtro pasa-banda con estructura TQE y entrada de alta impedancia gracias a la resistencia R_{IN} .

El circuito de la figura 4.2 puede realizar una función de transferencia pasa-banda de segundo orden del tipo:

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = k \cdot \frac{\frac{s}{\omega_o}}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \left(\frac{s}{\omega_o}\right) + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \quad (4-2)$$

Dicho circuito presenta cuatro ventajas importantes (algunas de ellas compartidas también por otras topologías de variable de estado) para realizar un diseño de sintonía automática [CAR97]:

1. Posibilidad de poder variar con relativa independencia la frecuencia central del filtro ω_o , el factor de calidad Q , y la ganancia k de la función de transferencia mediante diferentes componentes, lo que confiere una gran facilidad de ajuste, así como una gran versatilidad.
2. Posibilidad de conseguir elevados factores de calidad.
3. Menor sensibilidad ante cambios de componentes (por variaciones de la temperatura, envejecimiento, etc.) que con otras opciones (estructuras de Sallen-Key, de Rauch, etc.).
4. Posibilidad de procesar señal a su entrada en forma de tensión o de corriente, manteniendo la estructura del filtro inalterable, salvo la adición o no de la resistencia R_{IN} de la figura 4.2.

A partir del filtro de la figura 4.2, y considerando en primera aproximación los amplificadores operacionales ideales, la función de transferencia $H(s)$ viene dada por:

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{C_2}{C_1 C_3 R_{IN}} \cdot s}{\frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_3} + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_3 C_3} - \frac{C_2}{R_2 C_1 C_3} \right) \cdot s + s^2} \quad (4-3)$$

Comparando cada uno de los términos de esta ecuación con la expresión genérica (4-2), se obtienen las expresiones de la frecuencia central ω_o y del factor de calidad Q del filtro pasa-banda dados respectivamente por:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{(R_1 C_1 R_3 C_3)} \Rightarrow \omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_3 C_3}} \quad (4-4)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3 C_3}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_3 C_3}} - \frac{C_2}{R_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1 R_3}{C_1 C_3}}} \quad (4-5)$$

Considerando que $R_1=R_3$ y que todos los condensadores son iguales, de valor C (estas dos últimas condiciones mejoran la sensibilidad del factor de calidad Q respecto a la resistencia R_2 , tal y como se mostrará posteriormente), la función de transferencia queda:

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{R_1}{R_{IN}} \cdot \frac{R_1 C s}{1 + \left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot R_1 C s + R_1^2 C^2 s^2} \quad (4-6)$$

Por tanto, en este supuesto el valor de ω_o , el factor de calidad Q y la ganancia k pasan a valer:

$$\omega_o^2 = \frac{1}{(R_1 C)^2} \Rightarrow \omega_o = \frac{1}{R_1 C} \quad (4-7)$$

$$\frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{\omega_o} = \left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot R_1 C \Rightarrow Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{R_2}{2R_2 - R_1} \quad (4-8)$$

La observación de esta expresión permite puntualizar un aspecto de diseño importante: para mantener bajo estabilidad el filtro, el sistema de sintonía automática ha de conseguir en todo momento que la relación (R_1/R_2) sea menor de 2. En caso contrario, la Q será infinita ($R_1/R_2=2$) o negativa ($R_1/R_2>2$), con la consecuente inestabilidad de la estructura:

$$\frac{R_1}{R_2} \geq 2 \Rightarrow \text{Filtro Inestable} \quad (4-9)$$

Esta condición ha de tenerse en cuenta a la hora de diseñar los lazos de control, ya que la variación de R_1 y/o R_2 deberá hacerse en todo momento ‘supervisando’ la relación (R_1/R_2) , para que ésta nunca sea igual o mayor a 2 (ver figura 4.3).

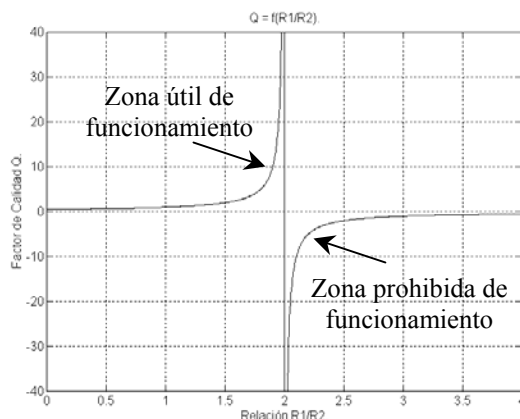


Fig. 4.3.- Representación del factor de calidad en función de la relación R_1/R_2 : $Q = f(R_1/R_2)$, para la estructura TQE pasa-banda de la figura 4.2.

Hay que destacar, a partir de la observación de la característica de la figura 4.3, que el lazo diseñado para la sintonía del factor de calidad debe poder hacerlo en la zona útil de funcionamiento, incluso en puntos cercanos a la asíntota ($R_1/R_2=2$), donde la pendiente de la curva puede llegar a ser muy pronunciada.

Por último, el valor de la constante k viene dado por:

$$k = \frac{R_1}{R_{IN}} \tag{4-10}$$

Conviene indicar el hecho importante de que la función mostrada en (4-6) presenta un módulo y argumento que dependen ambos tanto del factor de calidad Q como de la frecuencia central del filtro; es decir, existe una interdependencia natural entre las medidas de fase y amplitud, propia de este tipo de estructuras bicuadráticas. Para hacer más explícito este efecto de interdependencia entre ambas magnitudes, véase en la figura 4.4 las superficies de magnitud y fase del filtro en función de su factor de calidad Q y de la relación entre la frecuencia ω de la señal de entrada y la frecuencia central ω_0 del filtro. Esto conlleva un problema a la hora de sintonizar el filtro tanto en frecuencia como en factor de calidad mediante dos lazos de control, pues existe una fuerte interdependencia entre ambos controles, lo cual complica el diseño de los mismos. No obstante, en la bibliografía existente, y pese a la denominación de ajustes ‘independientes’, se ha detectado una falta de rigor en la denominación, pues la sintonización de la frecuencia central del filtro ω_0 acarrea la variación del factor de calidad Q del mismo.

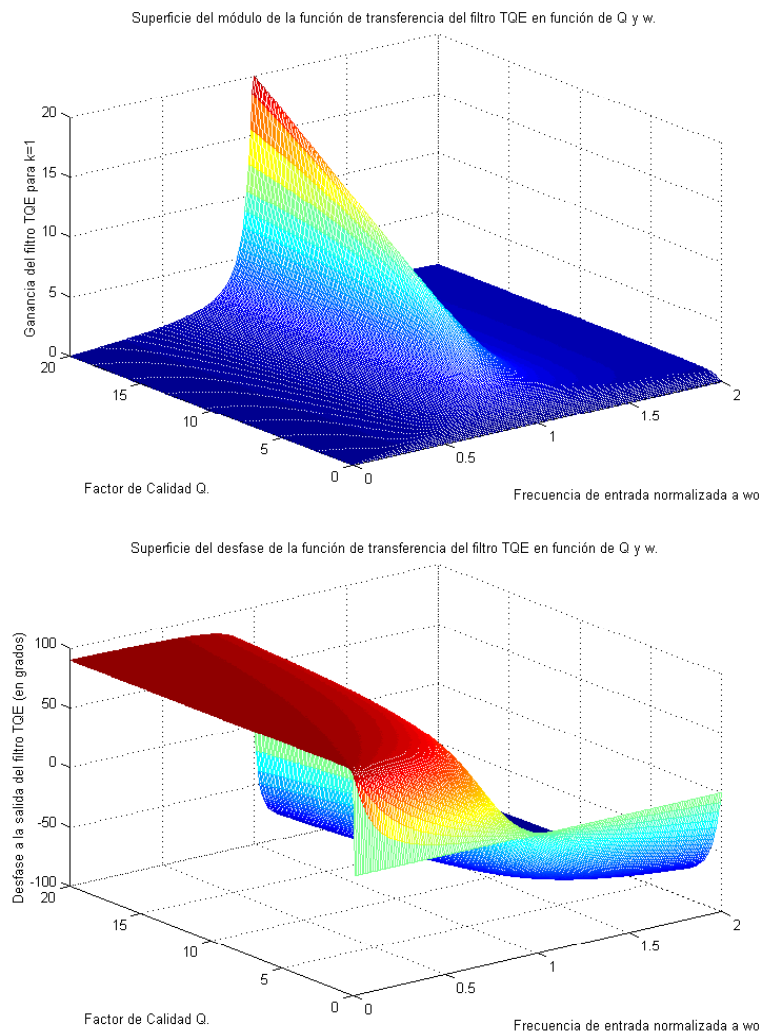


Fig. 4.4.- Superficies para el módulo y desfase de la estructura TQE pasa-banda de la figura 4.2 en función de la frecuencia de entrada (normalizada a la frecuencia central del filtro) y del factor de calidad.

A partir de la expresión (4-6), el módulo de la función de transferencia del filtro cuando éste tiene un tono de entrada de frecuencia $\omega = \omega_0$ queda:

$$|H(j\omega_0)| = \left| \frac{V_{OUT}(j\omega_0)}{V_{IN}(j\omega_0)} \right| = \frac{R_1}{R_{IN}} \cdot \frac{R_1 C \cdot \frac{1}{R_1 C}}{\sqrt{\left[1 - R_1^2 C^2 \cdot \frac{1}{R_1^2 C^2} \right]^2 + \left[\left(2 - \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot R_1 C \cdot \frac{1}{R_1 C} \right]^2}} = \frac{R_1}{R_{IN}} \cdot Q \quad (4-11)$$

Con lo cual, si $R_1/R_{IN}=1$ se tiene que para $\omega = \omega_0$ el módulo de la función de transferencia es directamente el valor del factor de calidad Q (expresión (4-12)). Este hecho permite simplificar el diseño del lazo de control que sintoniza el factor de calidad del filtro, tal y como se mostrará más adelante.

$$|H(j\omega_0)| = \frac{R_1}{R_{IN}} \cdot Q \Rightarrow |H(j\omega_0)|_{k=1} = Q \quad (4-12)$$

Como se desea que la ganancia k sea constante en todo el proceso de sintonía del filtro, tanto R_1 como R_{IN} deben ser modificadas conjuntamente y en igual proporción por el mismo lazo de control. De esta forma, en el caso bajo estudio en la presente tesis, si los condensadores se fijan a un mismo valor C (la justificación de ello se expone en el siguiente subapartado), la sintonía de ω_0 se hace mediante R_1 , y la del factor de calidad Q mediante R_2 (sin afectar el de la frecuencia ω_0).

4.1.1.- Análisis de Sensibilidad del Factor de Calidad Q Respecto de R_2 .

En este apartado, y a partir de un estudio de sensibilidad, se justificará la elección de los condensadores a un mismo valor C así como la de las resistencias $R_1=R_3$ mostrada en los párrafos precedentes. En efecto, a partir de la ecuación (4-5) anterior:

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3 C_3}{R_1 C_1} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_3 C_3} - \frac{C_2}{R_2} \cdot \sqrt{\frac{R_1 R_3}{C_1 C_3}}}}} \quad (4-5)$$

se puede determinar la sensibilidad $S_{R_2}^Q$ de Q respecto de la resistencia R_2 que lo ajusta:

$$S_{R_2}^Q = \frac{\partial Q / Q}{\partial R_2 / R_2} = 1 - \left(\sqrt{\frac{R_3 \cdot C_3}{R_1 \cdot C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 \cdot C_1}{R_3 \cdot C_3}} \right) \cdot Q \quad (4-13)$$

Si se denomina P a la relación:

$$P = \frac{R_1 \cdot C_1}{R_3 \cdot C_3} \quad (4-14)$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{\partial Q/Q}{\partial R_2/R_2} = 1 - \left(\sqrt{\frac{1}{P}} + \sqrt{P} \right) \cdot Q \quad (4-15)$$

Para saber en qué punto de la curva dada por la ecuación (4-15) está la sensibilidad mínima (en valor absoluto) respecto a la variable P , se deriva la misma y se iguala a cero, obteniendo:

$$\frac{\partial S_{R_2}^Q}{\partial P} = \left(\frac{1}{2P\sqrt{P}} - \frac{1}{2\sqrt{P}} \right) \cdot Q = \left(\frac{1-P}{2P\sqrt{P}} \right) \cdot Q = 0 \Rightarrow P=1 \quad (4-16)$$

Determinando el signo de la segunda derivada se comprueba que en este punto existe un mínimo (observar figura siguiente donde se muestra la sensibilidad normalizada en valor absoluto de Q respecto de R_2 en función del valor de P : $|S_{R_2}^Q|/Q = f(P)$), por lo cual se puede concluir diciendo que la sensibilidad es mínima cuando se hace:

$$R_1 \cdot C_1 = R_3 \cdot C_3 \quad (4-17)$$

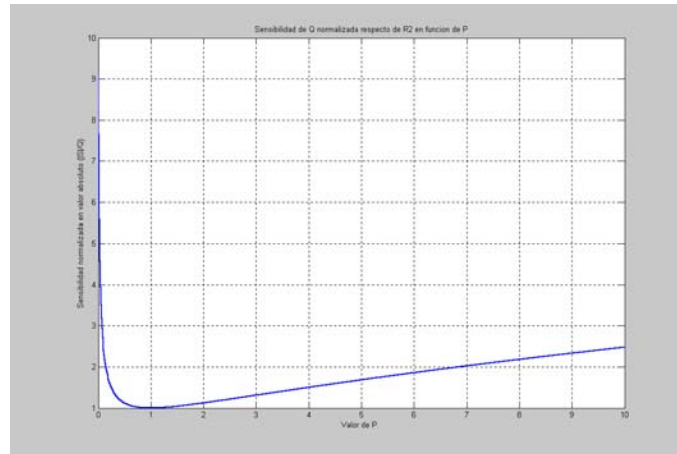


Fig. 4.5.- Sensibilidad normalizada en valor absoluto de Q respecto de R_2 en función del valor de P $|S_{R_2}^Q|/Q = f(P)$.

Es decir, escogiendo todos los condensadores de igual valor, las resistencias R_1 y R_3 deberán ser también iguales. Este es el caso donde la sensibilidad de Q respecto de la resistencia R_2 queda minimizada. El valor de esta sensibilidad mínima es así:

$$S_{R_2}^Q = \frac{\partial Q/Q}{\partial R_2/R_2} = 1 - (2 \cdot Q) \quad (4-18)$$

que dependerá del valor de Q que tenga el filtro en todo momento.

4.2.- SUSTITUCIÓN DE LOS RESISTORES FIJOS POR ELEMENTOS CONTROLADOS ELECTRÓNICAMENTE EN LA ESTRUCTURA 'TQE'.

Planteada la estructura TQE básica, y elegidos los elementos del circuito que se han de poder variar electrónicamente, el siguiente paso será decidir qué tipo de elemento o elementos han de implementar las resistencias del circuito para que se pueda sintonizar adecuadamente. Para realizar esta implementación se tienen diferentes alternativas como son amplificadores de transconductancia, transistores *MOSFET*, etc. No obstante, como ya se comentó en capítulos anteriores, la opción escogida en la presente tesis conlleva la utilización de células MRC como resistores, las cuales, como ya se expuso en el capítulo 3, presentan una transconductancia (relación entre la tensión de entrada y la corriente de salida) idealmente lineal.

Previo paso a la sustitución de las resistencias del circuito de figura 4.2 por las celdas MRC, y con objeto de minimizar los efectos provocados por las corrientes de polarización de las entradas de los amplificadores operacionales, debe asegurarse que la impedancia total equivalente 'vista' desde cada uno de los terminales de entrada de éstos sea del mismo valor. Dicha igualdad de impedancias conlleva además que la etapa amplifique únicamente la diferencia de corrientes a la salida del MRC y no el término en modo común de las mismas [CZA87]. De aquí que también se 'doblen' los condensadores en el circuito. De esta forma, la estructura TQE equivalente con la duplicación de impedancias similares en ambos terminales de entrada de los amplificadores operacionales se muestra en la figura siguiente.

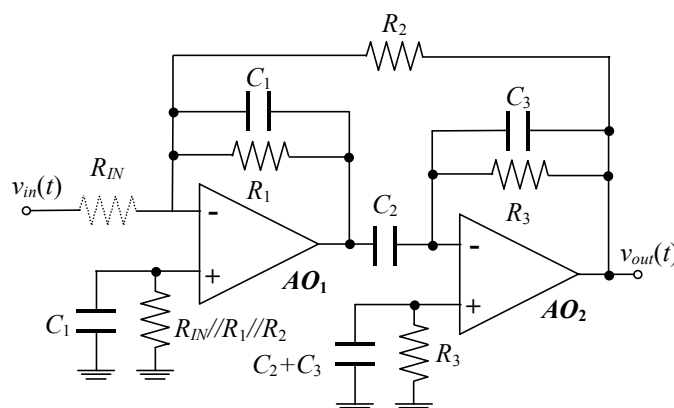


Fig. 4.6.- Filtro pasa-banda con estructura TQE, donde se han añadido las impedancias que minimizan los efectos provocados por las corrientes de polarización de las entradas de los amplificadores operacionales y las tensiones de modo común.

Obsérvese que al considerar que cada MRC implementa idealmente dos resistencias diferenciales, hace que la sustitución de las resistencias del circuito anterior sea inmediata, tal y como se aprecia en la figura 4.7.

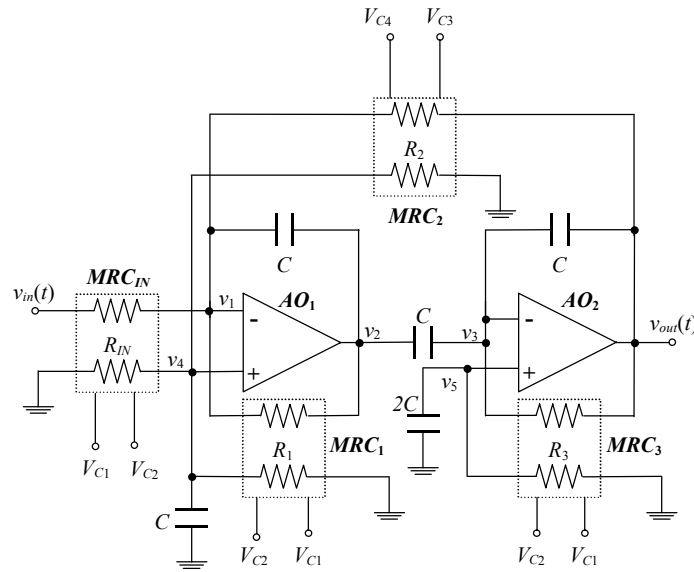


Fig. 4.7.- Esquema del filtro pasa-banda con topología TQE en el que se han utilizado como resistencias controlables electrónicamente células MRC.

A partir de la figura 4.8, y recordando lo que se comentó en el capítulo 3 dedicado al estudio y análisis del MRC, la resistencia equivalente implementada mediante una determinada célula MRC vendrá dada en primera aproximación por la relación ideal:

$$R_{RMC} = \frac{(V_1 - V_2)}{(I_1 - I_2)} = \frac{1}{\mu \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{C1} - V_{C2})} = \frac{1}{K_1 \cdot (V_{C1} - V_{C2})} \quad (4-19)$$

siendo:

$$K_1 = K' \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \quad \text{con:} \quad K' = \mu \cdot C_{OX} \quad (4-20)$$

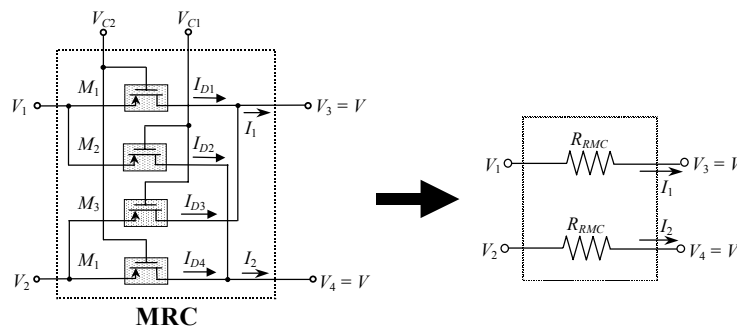


Fig. 4.8.- Circuito MRC realizado a partir de transistores *pMOS* para implementar el resistor R_1 y modelo incremental equivalente.

Sustituyendo los símbolos de las diferentes células MRC de la figura 4.7 por los transistores que las forman, se obtiene el circuito mostrado en la figura 4.9.

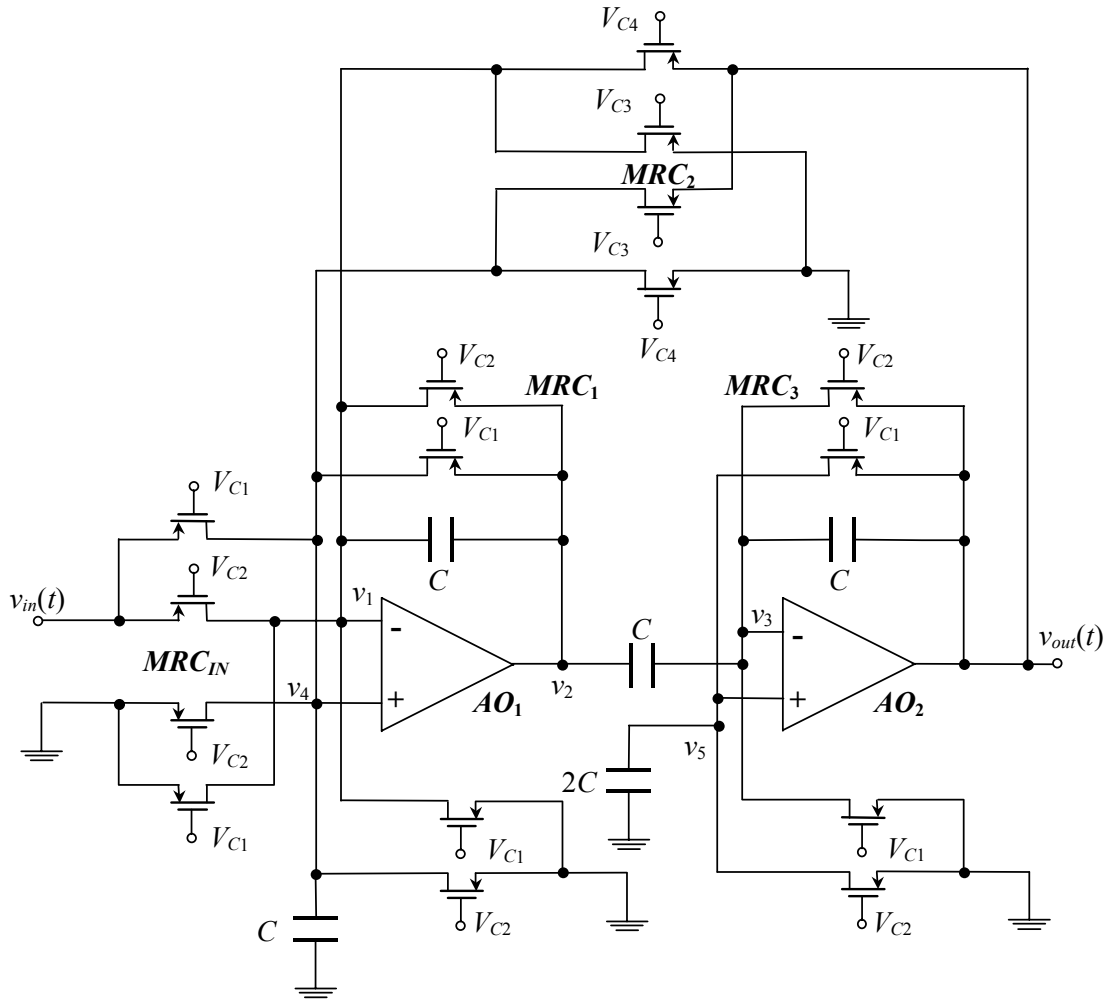


Fig. 4.9.- Esquema a nivel de transistores del filtro pasa-banda de 2º orden MRC-C con topología TQE.

Como se ha expuesto anteriormente, se escoge que los valores de los resistores R_1 , R_3 y R_{IN} de la figura 4.9 sean iguales y, por tanto, las tensiones de control de los MRC que los implementen deben ser las mismas si los tres poseen las mismas dimensiones. Sus valores vendrán determinados por las tensiones de control V_{C1} y V_{C2} a partir de la expresión:

$$R_1 = R_3 = R_{IN} = \frac{1}{K_1 \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{C1} - V_{C2})} = \frac{1}{K_1 \cdot V_{CF}} \quad (4-21)$$

donde $V_{CF} = (V_{C1} - V_{C2})$ es el voltaje de control que ajusta el valor de los tres MRCs. Como se tiene que la frecuencia central ω_o viene dada por la expresión (4-7), ésta puede ponerse en función de dichas tensiones de control V_{C1} y V_{C2} :

$$\omega_o = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} = \frac{K_1}{C} \cdot (V_{C1} - V_{C2}) = \frac{K_1}{C} \cdot V_{CF} \quad (4-22)$$

Por su parte, para la resistencia R_2 que fijará el valor del factor de calidad del filtro se tiene una expresión similar a la anterior, con dos nuevas tensiones de control (V_{C3} y V_{C4}). Así dicha resistencia vendrá determinada por la ecuación:

$$R_2 = \frac{1}{K' \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_2 \cdot (V_{C3} - V_{C4})} = \frac{1}{K_2 \cdot V_{CQ}} \quad (4-23)$$

donde la constante K' es idéntica para los transistores de todas las células MRC de los filtros y $V_{CQ}=(V_{C3}-V_{C4})$ es el voltaje de control del MRC que implementa la resistencia R_2 . Como el factor de calidad Q vale:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (4-24)$$

sustituyendo R_1 y R_2 por los valores dados en (4-21) y (4-23) respectivamente, Q podrá ponerse en función de las cuatro tensiones de control V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} y V_{C4} . De esta manera:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - \frac{K_2(V_{C3} - V_{C4})}{K_1(V_{C1} - V_{C2})}} = \frac{1}{2 - \frac{(W/L)_2 \cdot V_{CQ}}{(W/L)_1 \cdot V_{CF}}} \quad (4-25)$$

A partir de las ecuaciones de ω_0 y Q anteriores se aprecia que existen cuatro tensiones independientes para realizar el control del filtro (dos para fijar la frecuencia central, y dos para fijar el factor de calidad). Se tienen, por tanto, más grados de libertad de los necesarios para los dos lazos de control. Es por ello que interesará fijar dos de estas cuatro tensiones, lo que permitirá controlar (o ajustar) el valor óhmico de cada transconductor con una única tensión de control.

La siguiente pregunta a resolver es a qué valor se fija esta tensión de polarización de las puertas. Si se va a trabajar con transistores de canal n , se deberán poner ambas tensiones a potenciales positivos (y mayores que la tensión umbral), para permitir así que los transistores que tienen sus puertas conectadas a dichas tensiones permanezcan en conducción. Además, se desea que todos los transistores no solamente conduzcan sino que lo hagan en su zona óhmica para todo el margen dinámico de la tensión de entrada. Para que en un transistor MOSFET esto se cumpla ha de verificarse:

$$V_{DS} \leq V_{GS} - V_T \quad (4-26)$$

donde V_T es la tensión umbral del dispositivo *MOS*. Interesará por tanto que dichas tensiones de control se fijen al valor más positivo del circuito; es decir, a $+V_{CC}$, obteniendo de esta forma el mayor margen dinámico posible. Con ello, se tendría que el lazo de control que fijara la frecuencia central del filtro actuaría sobre la tensión de control V_{C2} y el lazo de control que fijara el factor de calidad del filtro actuaría sobre la tensión de control V_{C4} , siendo $V_{C1}=V_{C3}=+V_{CC}$.

Ahora bien, y puesto que el valor de la movilidad de los portadores en los transistores tipo p es aproximadamente la mitad que el valor de la movilidad de los portadores de un transistor de canal n , para conseguir un mismo valor resistivo el área de silicio empleada en un MRC con transistores p -*MOS* será aproximadamente la mitad

que en un MRC con transistores n -MOS, lo cual es interesante al trabajar con MRCs que deben implementar resistencias de varios centenares de $k\Omega$ (valores por otro lado típicos en frecuencias de audio). Para un transistor de canal p , la condición para que trabaje en zona óhmica es:

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \Rightarrow V_{SD} \leq V_{SG} + V_T \quad \text{con} \quad V_T < 0 \quad (4-27)$$

y por tanto, fijando $V_{C2}=V_{C4}$ al potencial más bajo del circuito integrado (0 V, para una alimentación unipolar), podrán controlarse los valores óhmicos de los dispositivos sin violar en ningún momento la ecuación (4-27).

Es importante hacer notar que se ha escogido fijar V_{C2} y V_{C4} , variando los valores óhmicos de los transconductores mediante V_{C1} y V_{C3} . Téngase en cuenta que si estas tensiones se intercambian entre sí; es decir, se fija V_{C1} y V_{C3} (a la tensión más negativa del circuito, $V_{EE}=0$ V, –en el caso de tener transistores p MOS–), y se intenta realizar el control del filtro mediante V_{C2} y V_{C4} , el signo de las resistencias (o transconductancias) diferenciales obtenidas en estas condiciones sería negativa, con lo cual la estabilidad del filtro se vería afectada.

La figura 4.10 representa una primera simulación comparativa de las curvas de Bode de ganancia y fase del filtro pasa-banda inicial de la figura 4.2 para unas especificaciones de $Q=20$ y $f_o=1$ kHz realizado mediante resistores fijos, y el mismo filtro pero implementando sus resistencias mediante células MRCs (figura 4.9). El valor óhmico de las mismas se ha fijado mediante tensiones de control a través de la ecuación dada en (4-19), que deriva del modelo sencillo de la figura 4.8. Puede observarse claramente la necesidad de un proceso de sintonía o autoajuste en los filtros de tiempo continuo cuando los elementos resistivos ‘ideales’ han de implementarse en la práctica mediante transistores MOS. Recuérdese, tal y como se expuso en el capítulo 3, que el modelo simple de la ecuación (4-19) no predice los efectos no ideales del MRC. Los resultados de simulación han sido efectuados mediante HSPICE® y el modelo BSIM3v2 (level 47) del transistor MOS con parámetros del mismo para un proceso CMOS de 0,8 μm dados por: $C_{OX} = 1,04385 \cdot 10^{-7}$ F/cm², $\mu_0 = 479$ cm²/V·s, $V_{TO} = 0,8$ V. Dichos parámetros son suministrados por AMS para el entorno de simulación y diseño Cadence Design Systems, Inc.

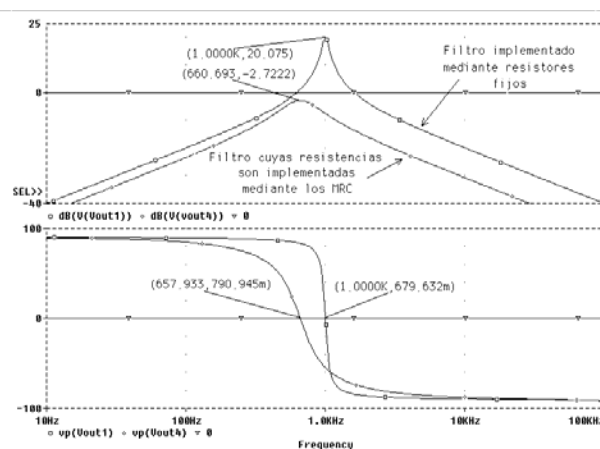


Fig. 4.10.- Curvas de Bode de ganancia y fase para el filtro pasa-banda implementado mediante resistores fijos e implementado mediante células MRC. Se puede apreciar la diferencia existente entre las respuestas de ambos circuitos.

Las diferencias son apreciables, puesto que el comportamiento no ideal asociado a dicha célula hace que la respuesta real se separe de forma importante de la esperada teóricamente. De aquí la necesidad de que los filtros dispongan de sistemas de autosintonía, puesto que el objetivo de ésta es fijar tanto la frecuencia central del filtro como el factor de calidad del mismo gracias a los lazos de control. Así, los valores deseados de ambos parámetros llegarán a obtenerse una vez alcanzado el régimen estacionario en el proceso de sintonía.

4.2.1.- Análisis de Sensibilidad de Q y ω_0 Respecto de las Tensiones de Control.

En el apartado 4.1.1 gracias al estudio de la sensibilidad, se llegó a la conclusión de que interesaba que en la estructura TQE pasa-banda se cumpliera la igualdad (4-28):

$$R_1 \cdot C_1 = R_3 \cdot C_3 \quad (4-28)$$

Para ello, si se escogen los condensadores de igual valor, las resistencias R_1 y R_3 deberán ser también iguales. A continuación se estudiará la sensibilidad de la frecuencia central del filtro respecto de la tensión de control V_{CF} , así como la sensibilidad del factor de calidad respecto de la tensión de control V_{CQ} . En efecto, a partir de la expresión (4-22) expuesta con anterioridad:

$$\omega_0 = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} = \frac{K'}{C} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot V_{CF} \quad (4-22)$$

puede determinarse la sensibilidad de ω_0 respecto de V_{CF} que la ajusta mediante:

$$S_{v_{c1}}^{\omega_0} = \frac{V_{CF}}{\omega_0} \cdot \frac{\partial \omega_0}{\partial V_{CF}} = 1 \quad (4-29)$$

Obsérvese que esta sensibilidad indica que el margen máximo de sintonía frecuencial del filtro es directamente proporcional al intervalo que se tenga para V_{CF} . Como se estudiará en el apartado 4.3 esta restricción hace que este margen frecuencial dependa del margen dinámico de las señales procesadas por el filtro.

Por otra parte, y con el fin de determinar la sensibilidad de Q respecto de la tensión de control V_{CQ} , se parte de la ecuación (4-24):

$$Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - \frac{(W/L)_2 \cdot V_{CQ}}{(W/L)_1 \cdot V_{CF}}} \quad (4-24)$$

De dicha ecuación, puede determinarse la sensibilidad de Q respecto de V_{CQ} que la ajusta a través de la expresión:

$$S_{V_{CQ}}^Q = \frac{V_{CQ}}{Q} \cdot \frac{\partial Q}{\partial V_{CQ}} = 2Q - 1 \quad (4-30)$$

Obsérvese que esta sensibilidad es función lineal del factor de calidad Q . A mayor factor de calidad requerido, más sensibilidad tiene la estructura TQE a cambios de la tensión de ajuste V_{CQ} .

4.3.- ESTUDIO DE LOS MÁRGENES DE AJUSTE DE LOS PARÁMETROS DE LA ESTRUCTURA 'TQE'.

Como se ha insistido previamente, es importante que la expresión (4-27) (o su equivalente (4-26) en el caso de transistores n -MOS) se cumpla para todos los MRCs del filtro. Por otro lado, conviene tener dispositivos que puedan trabajar con el mayor margen dinámico posible de la señal a procesar. Es por ello, que se tendrá un compromiso entre el margen de sintonía de los elementos MRC y el margen dinámico de las señales que procesa el circuito donde están incluidos. La figura 4.11.a representa los niveles de señal que se han escogido para dichos MRCs en el caso de estar realizados con transistores p -MOS, si se dispone de una alimentación simple de 5 V (como es el caso del prototipo diseñado en la presente tesis) y se desea una máxima excursión de la señal de 1,5 V de pico a la entrada de las células MRC. Como se observa, se obtiene un margen en los voltajes de control de puerta de los transistores p MOS comprendido entre 0 V y +1 V. Si se utilizasen transistores n -MOS, y para la misma excursión de señal, el reparto de la tensión disponible sería tal y como se indica en la figura 4.11.b.

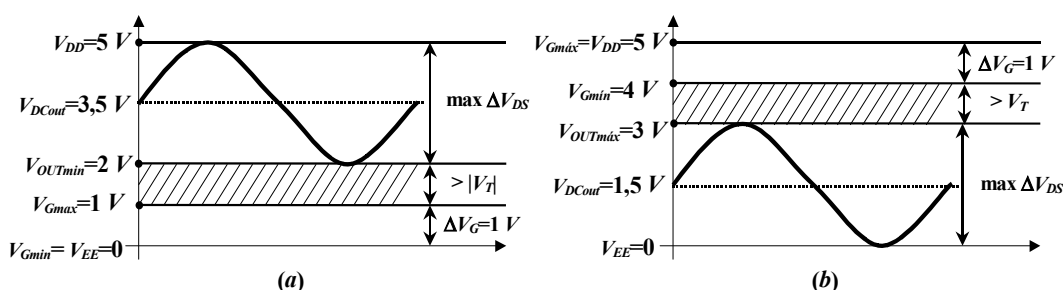


Fig. 4.11.- Niveles de señal adecuados para los MRCs del filtro, asegurando así el funcionamiento de los transistores de los mismos en zona óhmica. **(a)** Para MRCs con transistores p -MOS. **(b)** Para MRCs con transistores tipo n -MOS.

Este margen de 1 V en la tensión de control limita los márgenes de sintonía tanto de la frecuencia como del factor de calidad del filtro diseñado. En efecto, a partir de la expresión (4-22) expuesta previamente:

$$\omega_o = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} = \frac{K'}{C} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_1 \cdot (V_{C1} - V_{C2}) \quad (4-22)$$

puede observarse que el límite superior de sintonía de frecuencia viene impuesto, para un determinado valor de la relación de aspecto $(W/L)_1$, por esta máxima diferencia de 1 V entre las tensiones de control. Por otra parte, la mínima frecuencia de sintonía también

vendrá dada por la mínima diferencia ($V_{C1}-V_{C2}$). Dicho mínimo frecuencial dependerá claramente del ruido que se tenga en el circuito y, además, del rizado mínimo que se obtenga en la tensión de control proveniente del lazo de sintonía de frecuencia, que a su vez dependerá en buena medida del filtro final insertado en dicho lazo.

De forma análoga, se puede hacer un análisis para los márgenes de sintonía del factor de calidad. Así, a partir de la expresión (4-24) anterior:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - \frac{(W/L)_2 \cdot (V_{C3} - V_{C4})}{(W/L)_1 \cdot (V_{C1} - V_{C2})}} \quad (4-24)$$

y teniendo en cuenta los márgenes frecuenciales que se desean, se tienen las limitaciones en los valores extremos que se pueden obtener en la sintonía de Q . La Q mínima que se puede obtener será, para esta topología, de $\frac{1}{2}$, que se obtiene para una diferencia ($V_{C3}-V_{C4}$) mínima; es decir, de 0 V, independientemente de la diferencia ($V_{C1}-V_{C2}$). De hecho, en la práctica está relacionado con el valor mínimo que pueda alcanzar la diferencia ($V_{C1}-V_{C2}$) debido al ruido y el rizado. En el otro extremo, sin embargo, la Q máxima vendrá determinada tanto por la diferencia ($V_{C1}-V_{C2}$) que sintoniza la frecuencia, como por la diferencia ($V_{C3}-V_{C4}$) que sintonizará Q . Así, existe una solución de compromiso entre la frecuencia máxima de sintonización y el máximo factor de calidad que se desee, ya que a mayor frecuencia, mayor será la diferencia ($V_{C1}-V_{C2}$), y más limitada quedará la diferencia ($V_{C3}-V_{C4}$) (y por tanto la Q que se puede obtener) para que todos los transistores queden en zona óhmica.

Afortunadamente, se tiene un grado de libertad adicional en la ecuación (4-24). En efecto, y con el fin de obtener mayores factores de calidad en frecuencias de sintonía altas, la relación $(W/L)_2/(W/L)_1$ puede modificarse, quedando como parámetro de ajuste a determinar en el diseño en función de las especificaciones de márgenes de frecuencia de sintonía y factor de calidad deseados. En el apartado 4.6.1 se verá en detalle cómo determinar dicha relación en función de los márgenes especificados de frecuencia de sintonía f_0 y de factor de calidad Q de la estructura TQE que finalmente se ha implementado para ser sintonizada.

A raíz de lo observado en la figura 4.11, otra consideración interesante a efectuar consiste en el necesario nivel DC ($V_{DCout}=3,5$ V) que las señales de interés deben de poseer para que sean procesadas correctamente por las diferentes células MRC. Dicho nivel será impuesto por los amplificadores operacionales, comparadores y desplazadores de nivel utilizados en los diferentes bloques constructivos que forman el circuito integrado. El diseño *full-custom* del modelo de amplificador operacional empleado en el diseño llevado a cabo se mostrará en el siguiente apartado.

4.4.- ESTUDIO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL DISEÑADO E IMPLEMENTADO.

4.4.1.- Introducción.

A lo largo de la presente memoria, se ha venido haciendo hincapié en la importancia de la célula MRC y la necesidad de tenerla bien caracterizada, pues es la celda básica de todo el procesado que se realiza en el sistema de filtrado, no solamente en los filtros *master* y *slave*, sino también en los lazos de control de los mismos. De hecho, esta caracterización de la célula MRC ha tenido gran relevancia a lo largo del desarrollo de la tesis (capítulo 3). Ahora bien, en los diferentes módulos funcionales que se han diseñado y se presentan en este capítulo, el MRC aparece siempre asociado a un amplificador operacional trabajando en su zona lineal que permite conseguir, gracias al cortocircuito virtual en sus dos entradas, la igualdad de tensiones necesaria para el correcto funcionamiento del MRC. Si bien es cierto que éste último debe quedar bien caracterizado y modelizado para un buen diseño del filtro, no menos cierto es que el diseño del amplificador operacional debe hacerse de forma cuidadosa, de manera que optimice al máximo aquellas características que podrían repercutir negativamente sobre el propio MRC.

En este apartado se exponen la descripción del diseño, simulación e implementación del amplificador operacional utilizado como base en la presente tesis tanto en los filtros *master* y *slave* como en los lazos de sintonía, y que se ha realizado bajo la premisa de una estructura completamente balanceada (*fully-balanced*). La decisión de realizar el diseño global del filtro mediante una estructura completamente balanceada queda perfectamente justificada por la consecución de las tres consideraciones siguientes:

- La reducción de posibles no-linealidades y/o distorsión que se podrían presentar en circuitos sin balancear con MRCs (expuesta en el capítulo 3).
- Asegurar que el efecto del “ruido” (determinista) interferente sobre los niveles de tensión de las señales de interés sea mínimo [LAK94].
- Para el ruido aleatorio, el uso de estructuras balanceadas diferenciales incrementa por un factor $2/\sqrt{2}$ la relación señal-ruido del sistema [LAK94].

Los amplificadores operacionales completamente balanceados (*differential input-balanced differential output*) tienen los dos terminales de salida adecuadamente balanceados respecto de una tensión de salida en modo común V_{CM} que, en algunas aplicaciones, podría ser 0 V (masa común). En el caso del diseño realizado en la presente tesis, y como se ha expuesto en el apartado 4.3, esta tensión se ha fijado a $3,5\text{ V}$ para conseguir el correcto funcionamiento de las células MRC del sistema de filtrado, pues se ha elegido utilizar una tensión de alimentación unipolar. Así, en sistemas completamente balanceados, con camino de señal dual, las componentes alternas en los terminales de salidas son completamente simétricas respecto de esta tensión de salida en modo común V_{CM} , tal como se muestra en la figura 4.12.

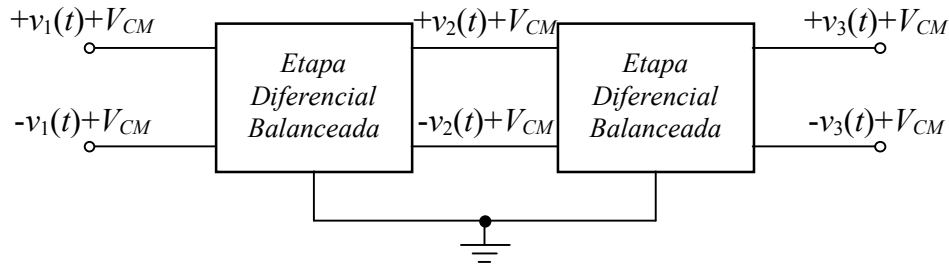


Fig. 4.12.- Diagrama de bloques de un sistema diferencial balanceado.

Una primera alternativa para el diseño de amplificadores operacionales con salida y entrada balanceada puede ser considerada a partir de bloques constitutivos, tal como se muestra en la figura 4.13 [OSA99]. Sin embargo, deben considerarse las posibles diferencias de fase entre las salidas V_o^+ y V_o^- causadas por el amplificador operacional configurado como inversor, sobre todo si el circuito debe trabajar en medias o altas frecuencias. Además, la ocupación de área de silicio dista mucho de ser óptima. Aunque para frecuencias en la banda de audio (menores de unos 4 kHz) esta estructura ha dado buenos resultados [LAK94], no es una solución adecuada por el consumo de área y por la desigualdad en los caminos positivo y negativo de señal, por lo que no se ha considerado en la presente tesis doctoral.

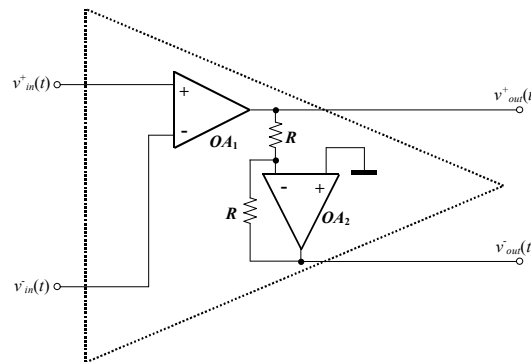


Fig. 4.13.- Posible realización de un amplificador operacional con salida balanceada a partir de dos dispositivos con salidas simples donde uno de ellos actúa como amplificador inversor de la salida del otro amplificador operacional.

Al diseño del amplificador operacional propuesto y realizado en la presente tesis se ha llegado tras el estudio de diferentes alternativas: se comenzó por un *OTA CMOS* balanceado de una única etapa, base del diseño final. A continuación se pasó al diseño completo, a partir de la mejora del anterior, de un *OTA CMOS* simétrico balanceado y cascodeado, para terminar con el diseño del amplificador operacional balanceado *folded cascode* regulado con amplificador de error del modo común de las salidas incluido, que ha sido el empleado tanto en los filtros *master* y *slave* como en los lazos de control de los mismos.

4.4.2.- Amplificador Operacional Folded Cascode Balanceado con Amplificador de Error.

El esquema de partida del diseño final ha sido el *OTA CMOS folded-cascode* simple, cuyo circuito se representa en la figura 4.14 [LAK94]. Los transistores M_5 y M_6 son transistores cascode. Por su parte, los transistores M_7 a M_9 forman un espejo de corriente también cascode. El diseño está polarizado mediante una red de polarización

separada (no presentada en la figura), que proporciona las tensiones V_{B1} y V_{B2} adecuadas. Las corrientes están fijadas mediante una fuente de corriente I_B y los transistores M_{10} a M_{12} . La corriente a través de los transistores M_5 y M_9 es la misma que la corriente a través de los transistores M_1 y M_2 .

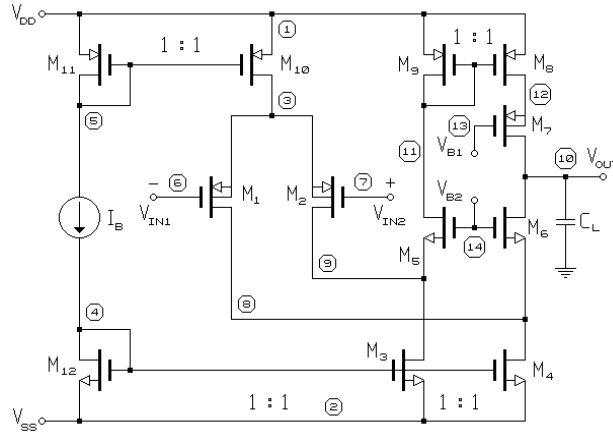


Fig. 4.14.- OTA CMOS folded-cascode.

La estructura balanceada del anterior diseño, que incorpora además un amplificador de error es la mostrada en la figura 4.15. Las cargas capacitivas C_{P1} y C_{P2} fijan el polo dominante del amplificador y aseguran la estabilidad del mismo. Las salidas V_{C1} y V_{C2} del OTA se conectan a dos seguidores de fuente (transistores M_{12A} y M_{12B}), proporcionando así una baja resistencia de salida y la corriente necesaria por los MRC conectados a la salida del amplificador operacional. La estructura se presenta en la referencia [BAN88].

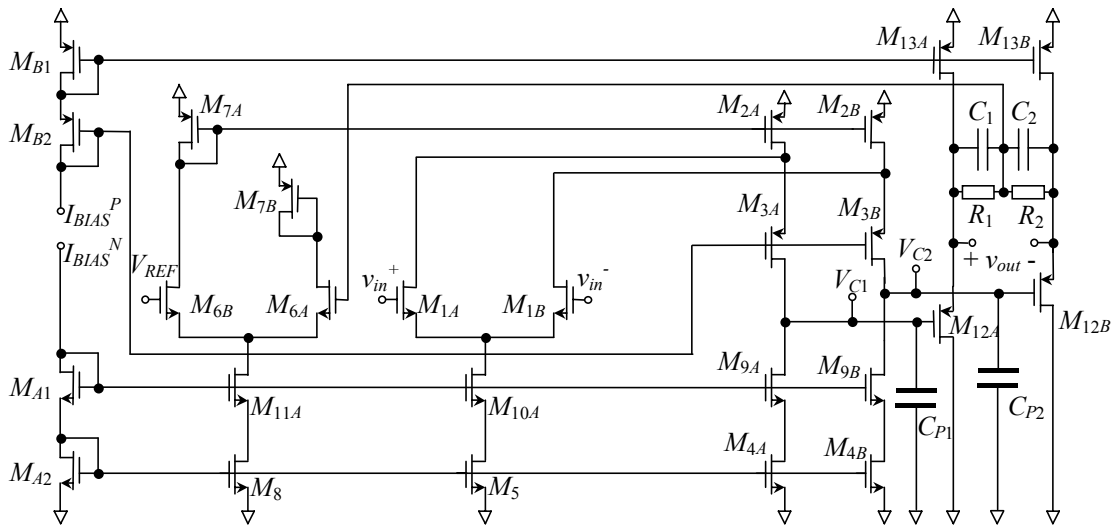


Fig. 4.15.- Amplificador operacional balanceado *folded-cascode* no-regulado con amplificador de error.

Un par diferencial (formado por los transistores M_{6A} y M_{6B}) es utilizado como amplificador del error de la tensión de modo común de los terminales de salida. El punto de suma del modo común de los terminales de salida del amplificador operacional es el punto medio de las dos redes RC (R_1 , C_1 , R_2 y C_2). La tensión en dicho punto se realimenta al par diferencial, mientras que la otra entrada del mismo se conecta a un potencial de referencia (V_{REF}) que fija la tensión media DC sobre la cual se superpondrá

la señal de interés a la salida del amplificador operacional. El lazo de retroalimentación se cerrará a través de los espejos de corriente M_7 y M_2 . El producto ganancia-ancho de banda del modo común (GBW_{CM}) puede ser fijado mediante la transconductancia g_{m6} de los transistores M_{6A} y M_{6B} .

El margen de tensión de salida está limitado por la corriente máxima en los seguidores de fuente que está disponible para alimentar las resistencias R_1 y R_2 y los MRCs conectados a la salida del amplificador operacional.

La estructura *folded-cascode* ofrece unas excelentes prestaciones, obteniendo un producto ganancia–ancho de banda de unos 10 MHz. Quizá la única desventaja destacada que se aprecia, a partir de las simulaciones realizadas durante el desarrollo del amplificador operacional, es la relativa baja ganancia obtenida en lazo abierto para las bajas frecuencias. Con objeto de poder aumentar esta ganancia sin modificar sustancialmente el circuito anterior, puede pensarse en el diseño de un amplificador operacional *folded-cascode* basado en esta estructura, pero donde los transistores cascodos estén regulados mediante transistores. Éste es el diseño final que se ha diseñado e implementado para el filtro con sintonía realizado en la tesis y cuyo esquema se muestra en la figura 4.16.

Conviene señalar que en el amplificador operacional finalmente realizado se ha efectuado una variación en la etapa *buffer* de salida respecto del diseño inicial de la figura 4.15. Esta modificación circuital consiste en aplicar a las puertas de los transistores de polarización M_{13A} y M_{13B} de dicha etapa *buffer*, con la que se obtiene la baja impedancia necesaria a la salida del amplificador, no un nivel de polarización fijo, como se tiene en el diseño de la figura 4.15, sino la tensión de error del par diferencial que amplifica el modo común de salida. De esta forma la tensión de *offset* queda reducida significativamente, tal y como se mostrará en los resultados experimentales mostrados en el capítulo 5.

La configuración ofrece una adecuada solución para el diseño del filtro llevado a cabo que proporciona no solamente una estructura completamente balanceada, sino una tensión *DC* del modo común de salida $V_{OUT,CM}$ bien estabilizada y fácilmente ajustable, y un margen de tensiones de salida suficientemente grande.

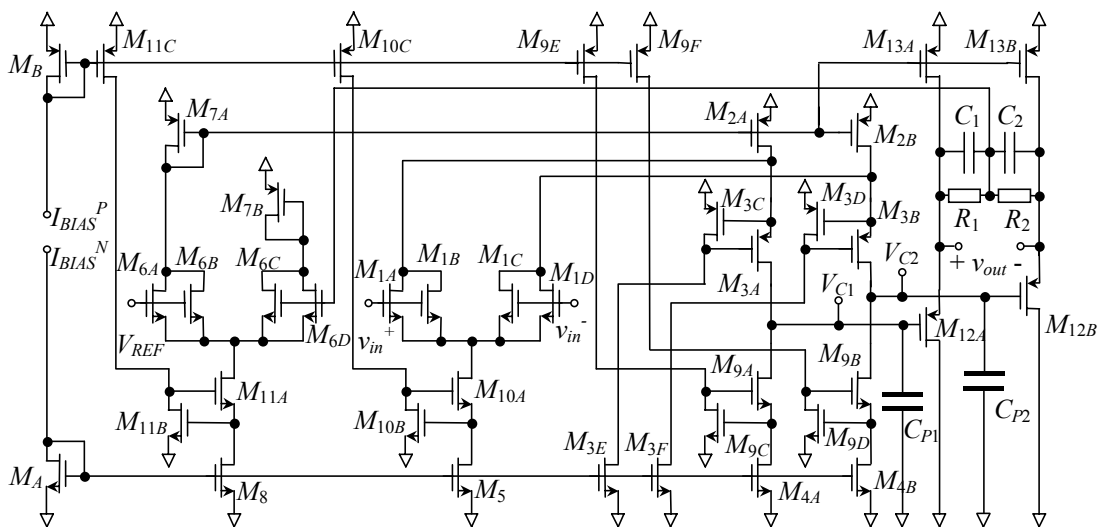


Fig. 4.16.- Amplificador operacional balanceado *folded-cascode* regulado con amplificador de error.

Algunas de las simulaciones obtenidas del diseño para un proceso CMOS de $0,8 \mu\text{m}$ se muestran a continuación. La primera de las gráficas representa la respuesta frecuencial del amplificador operacional (figura 4.17). Se pueden apreciar los valores de ganancia y frecuencias más característicos:

- 1.- Ganancia a frecuencia nula de 118 dB .
- 2.- Polo dominante f_D situado a una frecuencia de 11 Hz .
- 3.- Producto ganancia–ancho de banda de $9,7 \text{ MHz}$.
- 4.- Margen de fase PM de unos 63° .

En comparación con el diseño no regulado de la figura 4.15, el producto ganancia–ancho de banda obtenido se mantiene prácticamente constante (alrededor de los 10 MHz), ya que aunque la ganancia para frecuencias nulas se incrementa desde unos 66 dB hasta los 118 dB , el polo dominante desciende desde unos $4,7 \text{ kHz}$ para el amplificador operacional no regulado, hasta casi los 10 Hz en el caso del *folded-cascode* regulado. Este descenso del polo dominante es debido a que, aunque se mantienen los dos condensadores C_{P1} y C_{P2} al mismo valor que en el diseño anterior, la resistencia de salida del amplificador de transconductancia (resistencia de salida equivalente vista en los nodos V_{C1} y V_{C2}) es mucho mayor que la que se tiene con el *folded-cascode* no regulado. Por tanto, el polo dominante, que depende de dicha resistencia de salida y de las capacidades C_{P1} y C_{P2} , desciende a valores frecuenciales suficientemente bajos como para garantizar la estabilidad del amplificador operacional.

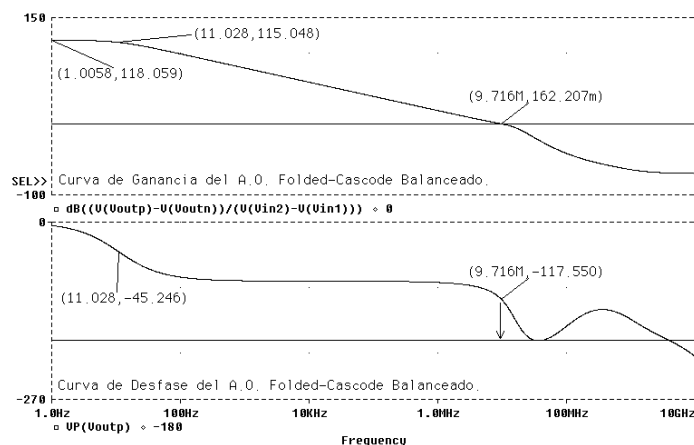


Fig. 4.17.- Respuesta en frecuencia del amplificador operacional *folded cascode* regulado con amplificador de error.

En la figura 4.18 se puede observar una simulación transitoria en lazo abierto del amplificador operacional al introducir un tono de entrada diferencial de $2 \mu\text{V}$ de pico y 50 Hz de frecuencia. Mediante el terminal V_{REF} situado en las puertas de los transistores M_{6A} y M_{6B} del par diferencial que amplifica el error de la tensión de modo común de salida, puede ajustarse la componente DC en los dos terminales de salida. En esta simulación dicha componente está fijada a un valor de $3,5 \text{ V}$ (tal y como quedó justificado en el apartado 4.3), aunque en la práctica su valor puede variarse en el margen comprendido entre 2 V y valores cercanos al de alimentación ($V_{DD}=+5 \text{ V}$) sin modificar la funcionalidad del amplificador operacional.

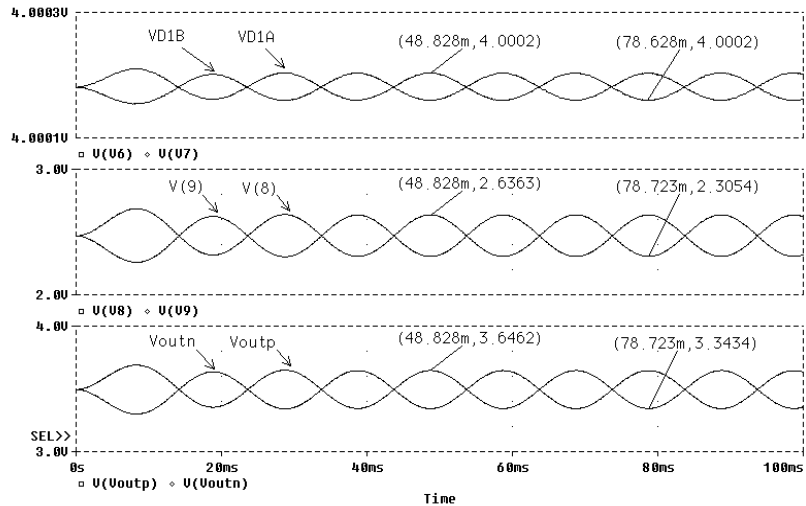


Fig. 4.18.- Simulación transitoria en lazo abierto del amplificador operacional *folded cascode* regulado balanceado con amplificador de error (tono de entrada diferencial de $2 \mu V$ de pico y 50 Hz de frecuencia). Gráfica superior: señales de salida del par diferencial de entrada. Gráfica intermedia: señales en los terminales V_{C1} y V_{C2} donde se conectan las capacidades de compensación. Gráfica inferior: señales de salida del amplificador operacional.

Finalmente, en las gráficas temporales de la figura 4.19 se presenta una simulación transitoria en lazo cerrado con ganancia unidad del amplificador operacional *folded cascode* regulado balanceado con amplificador de error (tono de entrada diferencial de $0,5 \text{ V}$ de pico y 50 Hz de frecuencia).

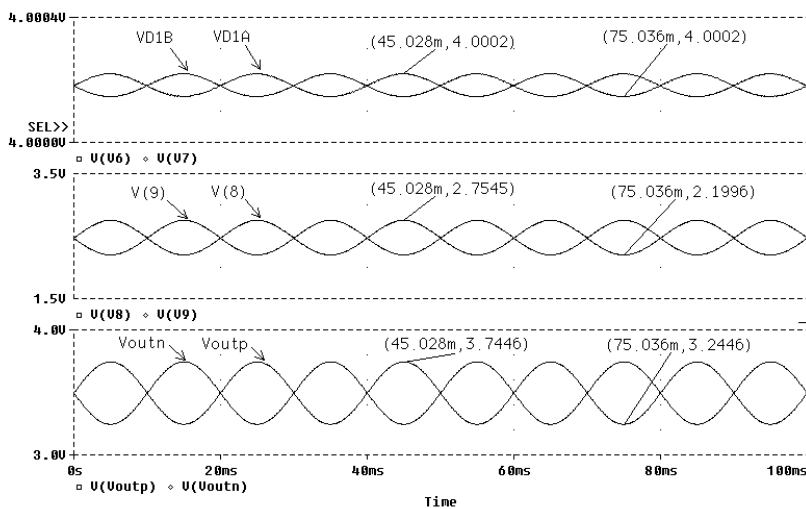


Fig. 4.19.- Simulación transitoria en lazo cerrado con ganancia unidad del amplificador operacional *folded cascode* regulado balanceado con amplificador de error (tono de entrada diferencial de $0,5 \text{ V}$ de pico y 50 Hz de frecuencia). Gráfica superior: señales de salida del par diferencial de entrada. Gráfica intermedia: señales en los terminales V_{C1} y V_{C2} donde se conectan las capacidades de compensación. Gráfica inferior: señales de salida del amplificador operacional.

En las siguientes figuras pueden observarse el *layout* y la microfotografía de la implementación final del amplificador operacional llevada a cabo en tecnología CMOS de $0,8 \mu m$. Las medidas efectuadas sobre el prototipo que se ha implementado pueden encontrarse en el capítulo 5 de la presente memoria.

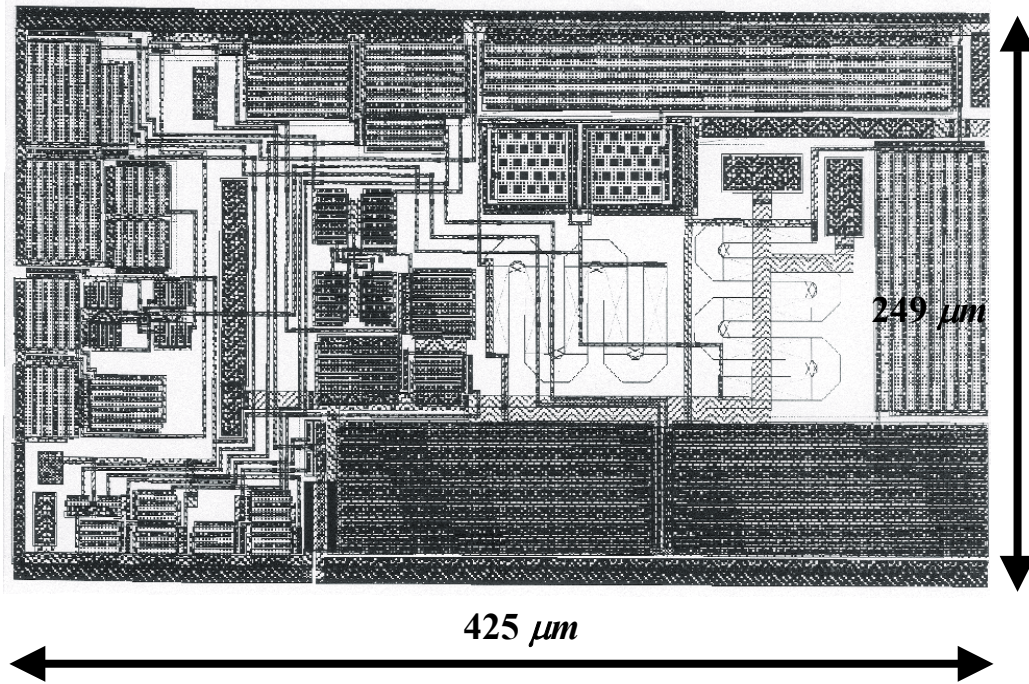


Fig. 4.20.- *Layout* de la versión final del amplificador operacional realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm .

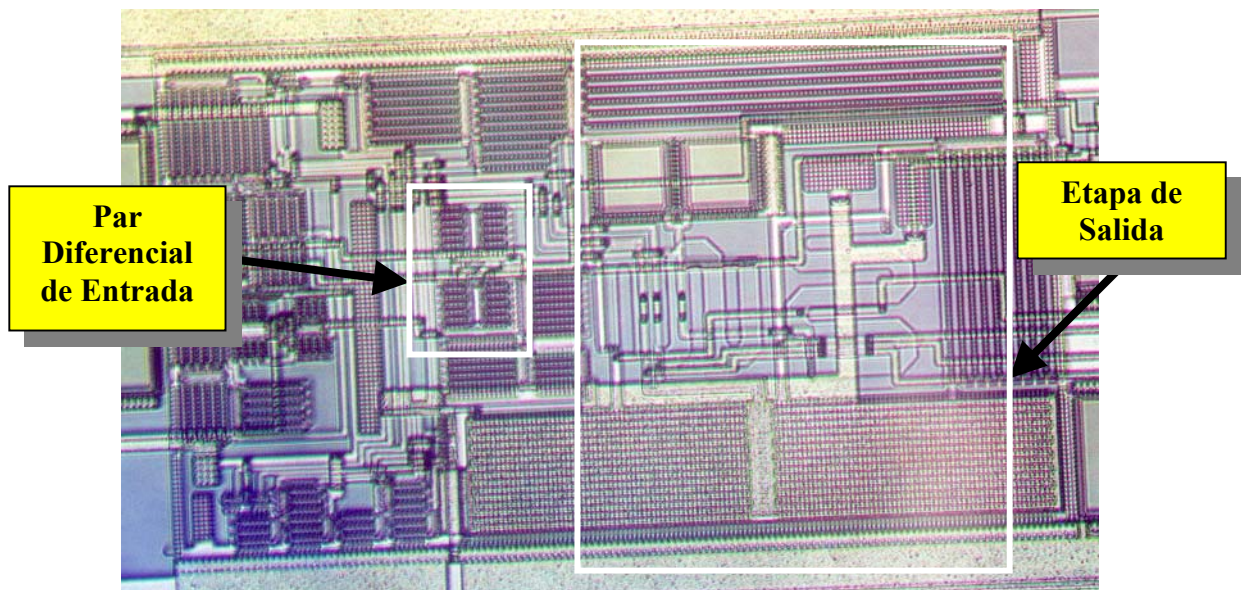


Fig. 4.21.- Microfotografía de la versión final del amplificador operacional realizado en tecnología CMOS de 0,8 μm .

4.5.- MODIFICACIÓN DE LA ESTRUCTURA 'TQE'.

Como ya se ha comentado en los apartados anteriores, considerando $R_1=R_3$, y los condensadores iguales y de valor C , la frecuencia central ω_0 y el factor calidad Q de la estructura TQE quedan determinados por las expresiones (4-7) y (4-8) que, por comodidad, se reproducen a continuación:

$$R_1 = R_3 \Rightarrow \omega_o = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} \quad Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (4-7) \quad (4-8)$$

Como se observa en estas ecuaciones, la resistencia R_1 que fija la frecuencia central del filtro también afecta a la sintonización del factor de calidad. Esto se puede apreciar perfectamente en el juego de curvas de Bode normalizadas en frecuencia de la estructura TQE representadas en la figura 4.22, en las cuales la resistencia R_2 se mantiene en todo momento constante. El efecto que tiene R_1 sobre el factor de calidad Q es el de incrementarlo a frecuencias de sintonía bajas, y decrementarlo para frecuencias mayores. De esta forma, si se desea un factor de calidad constante, al modificar R_1 para variar la frecuencia central del filtro, debe tenerse la precaución de modificar también R_2 en la misma proporción para evitar posibles saturaciones del margen dinámico del filtro.

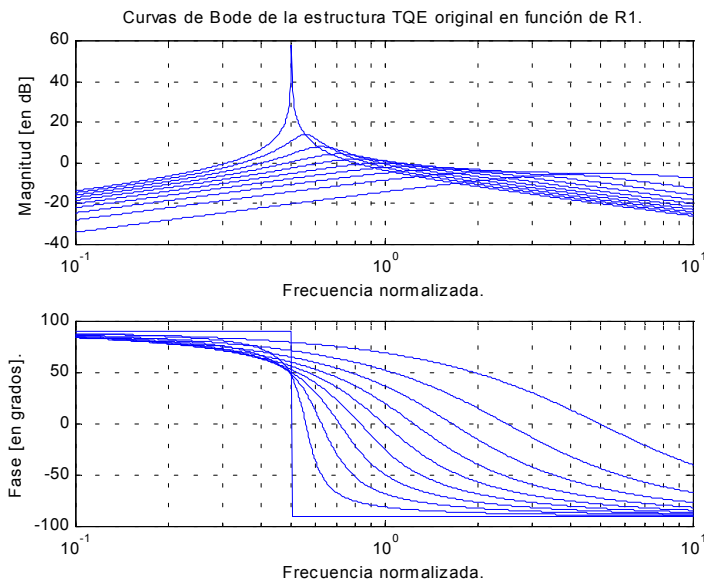


Fig.- 4.22.- Curvas de Bode de la estructura TQE original en función de R_1 , manteniendo R_2 constante.

Para evitar esta dependencia de R_1 sobre Q y, por tanto, relajar el compromiso margen dinámico-margen de sintonía del filtro, dejando los dos ajustes (el de ω_o y Q) independientes entre sí, se propone una modificación de la estructura original del filtro TQE, tal y como muestra la figura 4.23, añadiendo una etapa de ganancia G en el lazo principal de realimentación (dentro de la línea discontinua). En este nuevo filtro, la función de transferencia es:

$$\begin{aligned}
 H(s) &= \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{C_2}{C_3} \cdot \frac{\frac{1}{R_{IN}C_1} \cdot s}{\frac{1}{R_1R_3C_1C_3} + \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_1C_1} - \frac{GC_2}{C_1C_3R_2} \right) \cdot s + s^2} = \\
 &= \frac{(R_1R_3C_2) \cdot \frac{1}{R_{IN}} \cdot s}{1 + (R_1R_3C_1C_3) \cdot \left(\frac{1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_1C_1} - \frac{GC_2}{C_1C_3R_2} \right) \cdot s + (R_1R_3C_1C_3) \cdot s^2}
 \end{aligned} \tag{4-31}$$

donde G es la ganancia de la etapa añadida a la estructura TQE. Si se hace $C_1=C_2=C_3=C$ y $R_1=R_3$, se obtiene:

$$H(s) = \frac{V_{OUT}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{C_2}{R_{IN}C_1^2} \cdot s}{\frac{1}{(R_1C_1)^2} + \left(\frac{2}{R_1C_1} - \frac{GC_2}{C_1^2R_2} \right) \cdot s + s^2} = \frac{\frac{1}{R_{IN}C} \cdot s}{\frac{1}{(R_1C)^2} + \left(\frac{2}{R_1C} - \frac{G}{CR_2} \right) \cdot s + s^2} \tag{4-32}$$

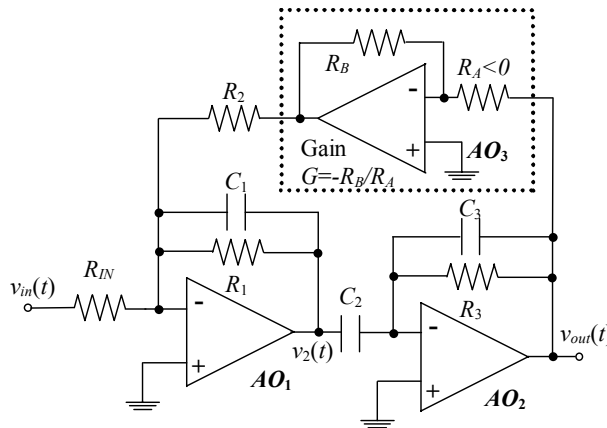


Fig. 4.23.- Filtro pasa-banda con la nueva estructura propuesta, que mejora la versatilidad de la topología TQE clásica.

Obsérvese que existe una clara ventaja en la nueva topología presentada. En efecto, el valor de ω_0 viene dada por la expresión (4-7) como en el filtro TQE inicial pero, en cambio, el factor de calidad Q pasa a ser ahora:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1C_2}{R_2C_1} \right)} = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2} \right)} \tag{4-33}$$

La forma más simple de realizar la etapa G es mediante un amplificador inversor, con una función de transferencia dada por:

$$G = -\frac{R_B}{R_A} \tag{4-34}$$

aunque evidentemente se desea un valor positivo para la ganancia G que permita la obtención de valores elevados de Q . Manteniendo R_B constante, si la resistencia R_A tuviese en todo momento un valor absoluto idéntico a R_1 , aunque de signo contrario, se conseguiría que la variación de esta última (que a su vez fija el valor de la frecuencia central ω_0) no afectase al factor de calidad Q , pudiéndose éste sintonizar únicamente mediante R_2 . Para la implementación de esta etapa de ganancia, se tiene en cuenta que una de las grandes ventajas que tiene el MRC es que puede implementar resistencias diferenciales con valor negativo de forma fácil sin más que intercambiar las dos tensiones de control que fijan su valor óhmico. Por tanto, si se hace que R_A cumpla:

$$R_A = -R_1 \tag{4-35}$$

se tendrá que el factor de calidad Q valdrá:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{\left(2 - \left(-\frac{R_B}{R_A}\right) \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{\left(2 - \left(-\frac{R_B}{-R_1}\right) \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_B}{R_2}\right)} \tag{4-36}$$

independizando entre sí los ajustes de los dos parámetros del filtro. El nuevo juego de curvas de Bode, en las mismas condiciones que las expuestas en la figura 4.22 se muestran en la figura 4.24. Obsérvese que el hecho de modificar la frecuencia central del filtro en absoluto representa una variación del factor de calidad del mismo, con lo cual el compromiso margen dinámico-margen de sintonía desaparece (en esta topología, dicho margen dinámico vendrá dado por el máximo y mínimo Q especificado y no por la mínima y máxima frecuencia de sintonía).

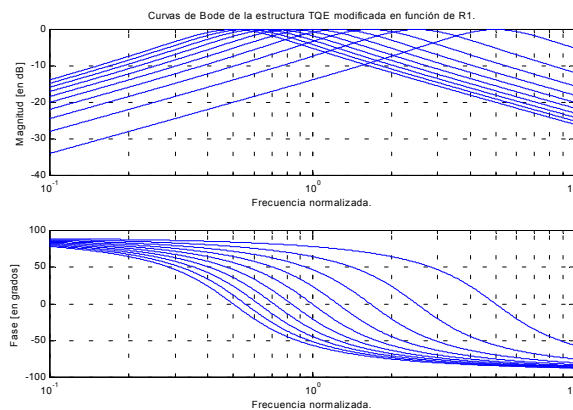


Fig.- 4.24.- Curvas de bode de la estructura TQE modificada en función de R_1 , manteniendo R_2 constante.

Esta independencia puede apreciarse también claramente en la función de transferencia mostrada en las ecuaciones (4-31) o (4-32). Obsérvese que el hecho de tener $G \propto 1/R_1$ hace que dicha resistencia pueda salir del paréntesis del término s del denominador de la función como factor común, obteniendo un factor de calidad que no depende de esta resistencia.

Una ventaja adicional en este circuito es el papel que puede jugar la resistencia R_B como parámetro de ajuste. En efecto, aunque en este caso se ha considerado con valor constante, ésta no afecta al valor de la frecuencia central del filtro, pero sí al factor

de calidad, por lo cual representa un nuevo grado de libertad adicional para fijar el factor de calidad especificado.

La independencia de ajustes es importante no solamente por el hecho de romper en parte con el compromiso margen dinámico-margen de sintonía expuesto, sino además por el hecho importante de la posterior sintonización de la estructura de filtrado. En efecto, como se ha comentado anteriormente en la presente memoria, normalmente en un sistema de sintonía automática se pretende utilizar dos lazos de control tipo SISO (*simple input-simple output*) que trabajen de forma autónoma, aplicando señales de control no correladas sobre el filtro a sintonizar. Uno de ellos debería sintonizar el filtro en frecuencia, mientras que el segundo lazo sintonizaría el factor de calidad Q deseado por el usuario. Desgraciadamente, en la gran mayoría de filtros analógicos (como es el caso de la estructura TQE inicial), los componentes del circuito que fijan los parámetros frecuenciales del filtro también modifican a su vez el factor de calidad del mismo, con lo cual existe una fuerte dependencia entre los dos procesos de sintonía. Ello conlleva inevitablemente que un diseño óptimo de sintonía automática implique la realización de un único lazo de control del tipo MIMO (*multiple input-multiple output*) que controle frecuencia y Q de forma simultánea y la sensibilidad cruzada entre ambos parámetros, con la complejidad que este tipo de lazos de control entraña respecto de los SISO.

Con la estructura TQE modificada, los parámetros característicos de su función de transferencia (ω_0 y Q) serán fijados por sendas tensiones de control totalmente independientes entre ellas. De esta manera, se minimiza la interacción en los ajustes de ω_0 y Q , pudiéndose simplificar su sintonía mediante dos lazos de control SISO.

4.6.- DISEÑO DEL FILTRO 'MRC-C' FULLY-BALANCED PARA SU SINTONÍA AUTOMÁTICA.

Como quedó patente al analizar en detalle el comportamiento del MRC (capítulo 3), en cualquier diseño microelectrónico con este dispositivo aparecen una serie de efectos no lineales que afectan el comportamiento del mismo. Uno de dichos efectos viene dado por la influencia que tiene la tensión de modo común en la entrada de la célula MRC. Esta es una de las razones, junto con las expuestas en el apartado 4.4.1, por la que la realización del diseño del filtro TQE modificado se ha llevado a cabo mediante una estructura completamente balanceada (*fully-balanced*), como la presentada en la figura 4.25.

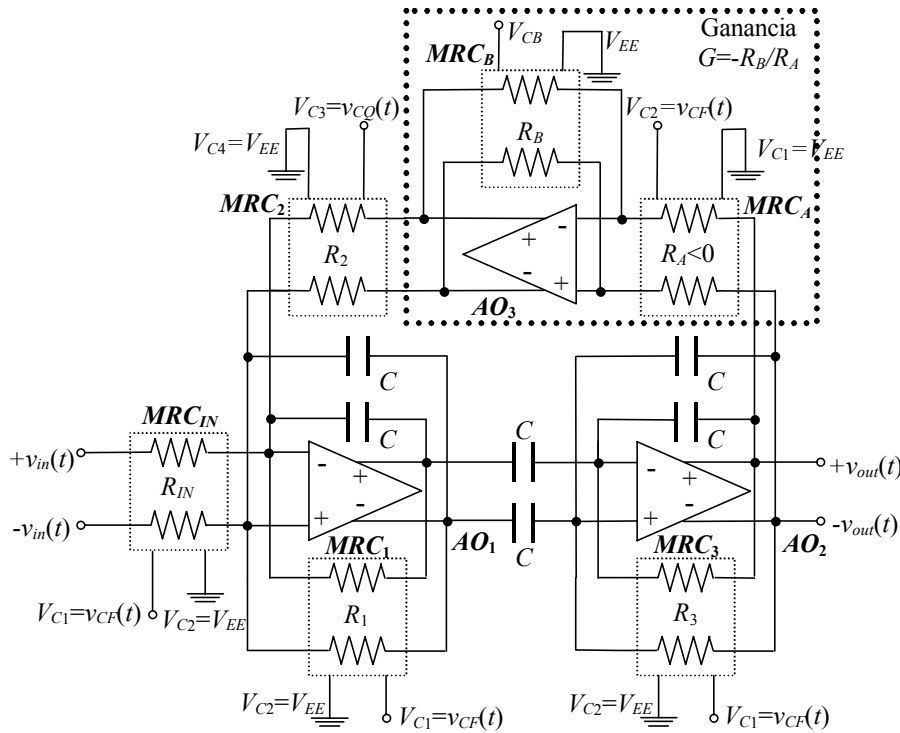


Fig. 4.25.- Filtro pasa-banda de 2° orden MRC-C con controles independientes y completamente balanceado.

En dicho circuito, los parámetros ω_O y Q se pueden fijar (de forma independiente, como se ha dicho anteriormente) mediante cuatro tensiones de control:

$$\text{Si } R_1 = R_3 \Rightarrow \omega_O = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} = \frac{K_1}{C} \cdot (V_{C1} - V_{C2}) \quad (4-37)$$

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - R_B \cdot K_2 \cdot (V_{C3} - V_{C4})} \quad (4-38)$$

considerando:

$$G = -\frac{R_B}{R_A} \quad R_A = -R_1 \quad \text{y} \quad K_i = K' \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_i = \mu \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_i \quad (4-39)$$

Como en la estructura TQE inicial, para evitar tener que trabajar con cuatro tensiones de control, V_{C2} y V_{C4} se han fijado a un potencial constante (que coincide con el valor de alimentación más baja, $V_{EE}=0$ V, para MRCs realizados con transistores de canal p), realizando el control de ω_O y Q mediante V_{C1} y V_{C3} , respectivamente. Estas tensiones serán las provenientes de los dos lazos de control, y son las denominadas previamente como $V_{CF}(=V_{C1})$ y $V_{CQ}(=V_{C3})$. Así, las expresiones de ω_O y Q quedan:

$$\omega_O = \frac{1}{(R_1 C)} = \frac{K_1}{C} \cdot V_{CF} \quad (4-40)$$

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - R_B K_2 V_{CQ}}$$

(4-41)

De esta forma, el circuito del filtro diseñado a nivel de transistores es el que se muestra en la figura 4.26.

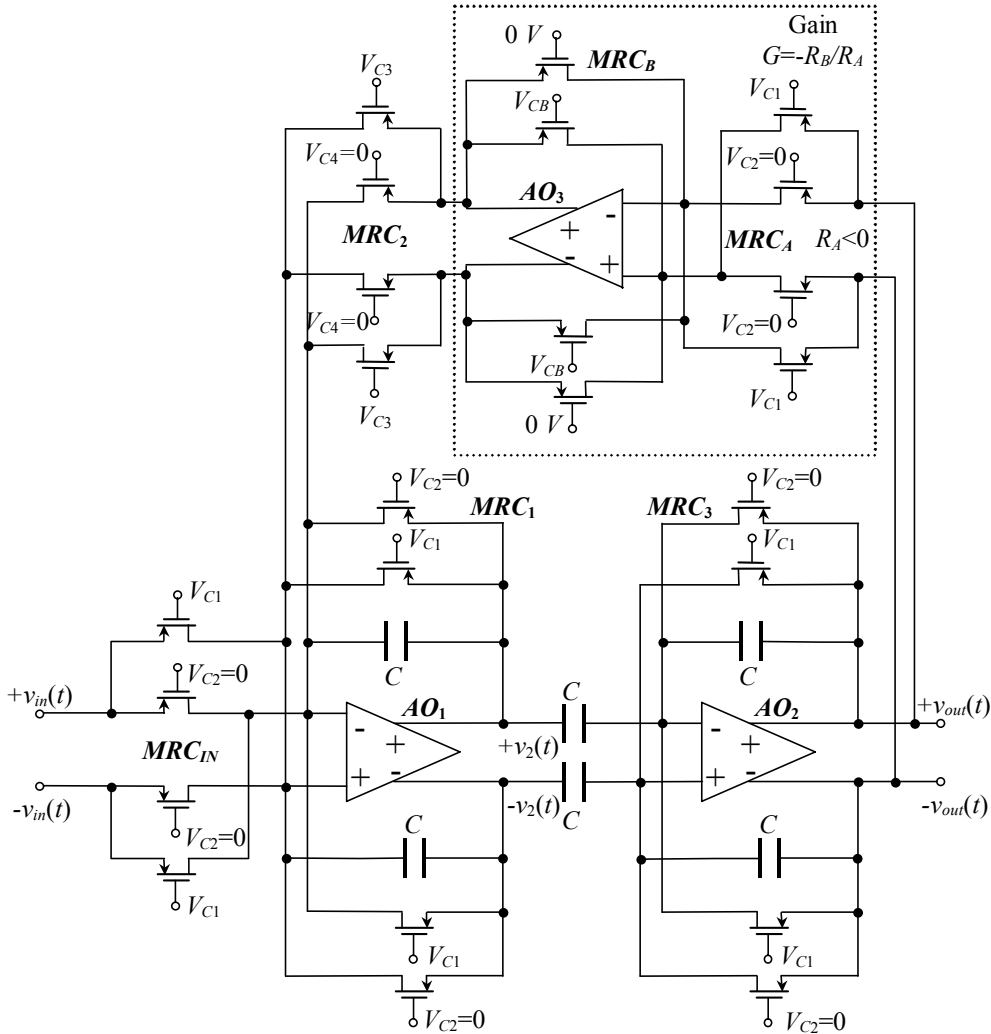


Fig. 4.26.- Esquema a nivel de transistores del filtro pasa-banda de 2° orden MRC-C con controles independientes y completamente balanceado.

4.6.1.- Determinación de las Relaciones de Aspecto de los Transistores del Filtro.

Los tamaños de los transistores del filtro TQE modificado completamente balanceado presentado en la figura 4.26, que es finalmente el que se ha llevado a cabo para la implementación del prototipo realizado, deben ser ajustados de acorde con los márgenes frecuencial y de factor de calidad especificados para el diseño. Una de las primeras restricciones importantes a la hora de la realización del filtro consiste en la limitación en los márgenes de tensión que pueden aplicarse a las puertas de los transistores de los diferentes MRCs del circuito. Recuérdese que este margen venía

acotado por la amplitud de las señales en los nodos del filtro, tal y como muestra la figura 4.27.

En la presente tesis doctoral se ha realizado un filtro que intenta cubrir la banda de audio. Para ello puede fijarse una de las dos frecuencias extremas (la mínima o máxima) de sintonía, y la otra frecuencia vendrá dada por el margen de tensiones ΔV_G que se dedique al control (1 V tal y como se puede apreciar en la figura 4.27). Si el margen de sintonía frecuencia desea incrementarse, deberá repartirse el margen dinámico de la figura 4.27 de forma diferente, dejando más amplio el intervalo disponible de tensiones de control.

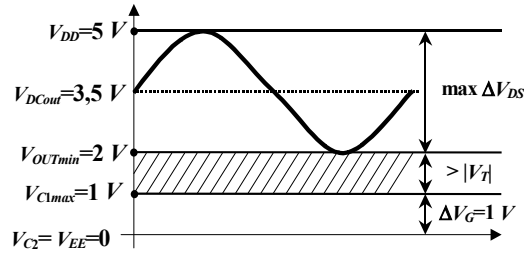


Fig. 4.27.- Niveles de señal adecuados para los MRCs del filtro, asegurando el funcionamiento de los transistores *p*-MOS de los mismos en zona óhmica.

La segunda restricción importante viene dada por el tamaño de los componentes integrados y, más específicamente, por el tamaño de las capacidades utilizadas. Con el fin de conseguir un diseño compacto, las capacidades C de la figura 4.26 se fijan a un valor de 5 pF, valor adecuado para las actuales tecnologías de integración. En concreto, se ha utilizado un proceso CMOS de 0,8 μm donde se utiliza el modelo BSIM3v2 (level 47) del transistor MOS con parámetros característicos dados por: $C_{OX}=1,04 \cdot 10^{-7} \text{ F/cm}^2$ y $\mu_0=144 \text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ para transistores de canal *p*.

Las frecuencias mínima y máxima vendrán dadas, respectivamente y utilizando el modelo simple del MRC (ecuación (4-19) y figura 4.8), por las expresiones siguientes:

$$\omega_{Omin} = \frac{1}{(R_{lmax} C)} = \frac{K_1}{C} \cdot V_{CFmin} \quad \omega_{Omax} = \frac{1}{(R_{lmin} C)} = \frac{K_1}{C} \cdot V_{CFmax} \quad (4-42)$$

donde, como se ha señalado anteriormente, se ha fijado la tensión V_{C2} en el filtro de la figura 4.26 al valor 0 V y $V_{C1}=V_{CF}$. Aunque idealmente, podría ser cero, en la práctica la mínima tensión de control posible será aquella superior a los niveles de ruido del circuito. Obsérvese además que no conviene que V_{C1} esté muy próxima a cero, ya que si por ruido en el circuito o simplemente por el inevitable rizado en la tensión de control se tuviera $V_{C1} < V_{C2}$ ($=0 \text{ V}$) el circuito sería inestable. Fijando esta tensión V_{C1} mínima a 20 mV, así como una frecuencia mínima de sintonía de 300 Hz, puede determinarse la relación de aspecto de los transistores de las células MRC_1 , MRC_3 y MRC_{IN} (las tres idénticas) como:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{\omega_{Omin} \cdot C}{\mu \cdot C_{OX} \cdot V_{CFmin}} = \frac{2\pi \cdot 300\text{Hz} \cdot 5\text{pF}}{144\text{cm}^2/\text{Vs} \cdot 1,04 \cdot 10^{-7} \text{ F/cm}^2 \cdot 20\text{mV}} \approx 0,032 \quad (4-43)$$

Escogiendo el valor mínimo de $2 \mu m$ permitido por la tecnología para la anchura W de los transistores, las dimensiones obtenidas para los transistores de MRC_1 y MRC_3 del prototipo son:

$$\begin{aligned} W_1 = W_3 = W_{IN} &= 2 \mu m \\ L_1 = L_3 = L_{IN} &= 62 \mu m \end{aligned} \quad (4-44)$$

Obsérvese que de esta forma la frecuencia central máxima del filtro vendrá ya fijada, dada por la expresión:

$$\begin{aligned} f_{Omáx} &= \frac{1}{2\pi R_{1min} C} = \frac{W_1 \cdot \mu \cdot C_{OX} \cdot V_{CFmáx}}{2\pi \cdot C \cdot L_1} = \\ &= \frac{2 \mu m \cdot 144 cm^2 / Vs \cdot 1,04 \cdot 10^{-7} F / cm^2 \cdot 1V}{2\pi \cdot 5 pF \cdot 62 \mu m} \approx 15,4 kHz \end{aligned} \quad (4-45)$$

La siguiente tabla muestra la comparación entre los resultados teóricos y de simulación para tres valores significativos de la tensión de control V_{CF} . Las diferencias son debidas en gran medida a la utilización de la expresión mostrada en (4-19), derivada del modelo sencillo de la figura 4.8, que modela de una forma simple el MRC, sin considerar las no idealidades. Esta diferencia pone de nuevo de manifiesto la necesidad del proceso de sintonía en el filtro.

V_{CF}	f_o teórica	f_o por simulación
20 mV	300 Hz	291 Hz
0,5 V	7,7 kHz	8,01 kHz
1,0 V	15,4 kHz	15,85 kHz

Tabla 4.1.- Comparación entre los resultados teóricos y de simulación de la frecuencia central de sintonía f_o para tres valores significativos de la tensión de control V_{CF} .

Por otro lado, para determinar el resto de relaciones de aspecto del filtro, deben especificarse los valores de factor de calidad mínimo y máximo. El mínimo corresponde al valor de 0,5, cota mínima alcanzable con la estructura TQE (para $V_{CQ}=0 V$). Por su parte, el valor máximo se fija para el diseño en 15. A partir de este margen en los valores de sintonía de Q , cuya expresión viene dada por:

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - R_B \cdot K_A \cdot \frac{K_2 \cdot V_{CQ}}{K_1}} = \frac{1}{2 - K_Q \cdot V_{CQ}} \quad (4-46)$$

donde:

$$K_i = K' \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_i = \mu \cdot C_{OX} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_i \quad K_Q = R_B \cdot K_A \cdot \frac{K_2}{K_1} \quad (4-47)$$

resulta que para el límite inferior de Q ($Q_{min}=0,5$):

$$K_Q \cdot V_{CQmin} = 0 \quad \text{con} \quad V_{CQmin} = 0,0V \quad (4-48)$$

y para el superior $Q_{m\acute{a}x}=15$, resulta que:

$$K_Q \cdot V_{CQm\acute{a}x} = \frac{29}{15} \Rightarrow K_Q = \frac{29}{15} V^{-1} \quad (4-49)$$

siendo $V_{CQm\acute{a}x}=1 V$ el voltaje máximo de la tensión de control V_{CQ} . Esto conduce a:

$$K_Q \cdot V_{CQm\acute{a}x} = \left(R_B \cdot K_A \cdot \frac{K_2}{K_1} \right) \cdot V_{CQm\acute{a}x} = \frac{29}{15} \Rightarrow (R_B \cdot K_A) = \frac{29}{15} \cdot \frac{K_1}{K_2} V^{-1} \quad (4-50)$$

Obsérvese que si se considera que la tensión mínima de control V_{CQmin} no es $0 V$, sino $20 mV$, el valor inferior de Q no será $0,5$ sino ligeramente superior:

$$Q_{min} = \frac{1}{2 - K_Q \cdot V_{CQmin}} = \frac{1}{2 - \frac{29}{15} V^{-1} \cdot 0,02V} \approx 0,51 \quad (4-51)$$

Una solución prematura para determinar la relación de aspecto de los transistores de las células MRC_2 , MRC_A y MRC_B , podría consistir en tomar todas las relaciones de aspecto iguales ($K_1=K_2=K_A=K_B$). De esta forma, posibles efectos de segundo orden podrían cancelarse entre los diferentes MRCs del filtro. Esto conduciría a:

$$(R_B \cdot K_A) = \frac{K_A}{V_{CB} \cdot K_B} = \frac{29}{15} V^{-1} \Rightarrow V_{CB} = \frac{15}{29} \approx 0,517V \quad (4-52)$$

No obstante, analizando la figura 4.27, es necesario tener en cuenta una limitación añadida: debe impedirse que la amplitud de la señal en cualquier punto del filtro sea mayor de $1,5 V$, para evitar distorsión de la señal procesada por posibles saturaciones. En la estructura TQE modificada que se está tratando (figura 4.23 o 4.26), y si se consideran los condensadores de igual valor, C , la función de transferencia entre la salida del amplificador operacional AO_1 $V_2(s)$ y la salida del circuito $V_{OUT}(s)$ viene dada por la expresión:

$$\frac{V_{OUT}(s)}{V_2(s)} = \frac{R_3Cs}{1 + R_3Cs} \quad (4-53)$$

Por lo tanto, uno de los puntos del circuito donde la señal puede alcanzar mayor amplitud es la salida del amplificador operacional AO_1 $v_2(t)$, puesto que dicha amplitud es $\sqrt{2}$ veces la amplitud de la señal de salida $v_{out}(t)$ cuando la frecuencia de entrada coincide con la frecuencia central de sintonía del filtro ($\omega_{in}=\omega_0$). De esta forma, la ganancia G no debe ser tampoco superior (en valor absoluto) a este factor $\sqrt{2}$, con el fin de no añadir limitaciones adicionales en el margen dinámico del filtro en ningún nodo del mismo. En caso contrario, sería la salida del amplificador AO_3 la que podría quedar saturada incluso antes que la del amplificador AO_1 . Por esta razón, esta segunda limitación puede expresarse como:

$$|G| = \left| \frac{R_B}{R_A} \right| = (R_B \cdot K_A \cdot V_{CF}) \leq \sqrt{2} \quad (4-54)$$

Puesto que el voltaje máximo permisible en V_{CF} es $V_{CFm\acute{a}x}=1 V$, esto reduce la inecuación anterior a:

$$(R_B \cdot K_A) \leq \sqrt{2} V^{-1} \quad (4-55)$$

A partir de las dos condiciones necesarias reflejadas por las expresiones dadas en (4-50) y (4-55), se puede determinar la relación que deben cumplir los tamaños de los transistores de MRC_1 y de MRC_2 :

$$\frac{29}{15} \frac{K_1}{K_2} \leq \sqrt{2} \Rightarrow K_2 \geq \frac{29}{15\sqrt{2}} \cdot K_1 \Rightarrow \frac{W_2}{L_2} \geq \frac{29}{15\sqrt{2}} \cdot \frac{W_1}{L_1} \approx 1,37 \cdot \frac{W_1}{L_1} \quad (4-56)$$

tomando como relación entre W_1/L_1 y W_2/L_2 el valor de 2, la inecuación anterior conduce finalmente a:

$$\frac{W_2}{L_2} = 2 \cdot \frac{W_1}{L_1} \Rightarrow \begin{cases} W_2 = 2 \mu m \\ L_2 = 31 \mu m \end{cases} \quad (4-57)$$

Obsérvese que la primera solución adoptada, presentada en la expresión (4-52), no cumple la segunda de las condiciones, al ser el producto $(R_B \cdot K_A) = 29/15 V^{-1} > \sqrt{2} V^{-1}$.

A partir de los tamaños de los transistores de las células MRC_1 y MRC_2 determinados anteriormente, la constante K_Q vale:

$$K_Q = \frac{K_2}{K_1} \cdot R_B \cdot K_A = 2 \cdot \frac{1}{K_B V_{CB}} \cdot K_A = \frac{29}{15} V^{-1} \quad (4-58)$$

Obsérvese que si se opta por tomar $K_A=K_B$:

$$2 \cdot \frac{1}{V_{CB}} = \frac{29}{15} V^{-1} \Rightarrow V_{CB} = \frac{30}{15} V \quad (4-59)$$

Este valor V_{CB} superaría ligeramente el límite máximo de 1 V permitido en las puertas de los transistores de los MRC del filtro. Conviene por tanto disminuir esta tensión, por ejemplo, a la mitad de esta tensión máxima permisible:

$$V_{CB} = \frac{1}{2} V \Rightarrow 4 \cdot \frac{1}{K_B} \cdot K_A = \frac{29}{15} V^{-1} \Rightarrow K_B = \frac{60}{29} K_A \approx 2,07 K_A \quad (4-60)$$

Por lo tanto, tomando el MRC_A igual al MRC_1 , puesto que interesa que ambos tengan igual valor para independizar completamente el ajuste de Q del de frecuencia, resulta:

$$\frac{W_B}{L_B} \approx 2,07 \cdot \frac{W_A}{L_A} = 2,07 \cdot \frac{W_1}{L_1} \Rightarrow \begin{cases} W_A = 2\mu m & W_B = 2\mu m \\ L_A = 62\mu m & L_B = 30\mu m \end{cases} \quad (4-61)$$

Con estas dimensiones se tiene:

$$K_Q = R_B \cdot K_A \cdot \frac{K_2}{K_1} = \frac{1}{K_B \cdot V_{CB}} \cdot K_A \cdot \frac{K_2}{K_1} = \frac{29 \cdot 2}{60} \cdot 2 = \frac{116}{60} \approx 1,93 \quad (4-62)$$

$$|G| = \frac{R_B}{R_A} = \frac{1}{V_{CB} \cdot K_B} \cdot K_A \cdot V_{CF} = \frac{2 \cdot 29}{60} \cdot V_{CF} \leq \sqrt{2} \quad \text{con} \quad 20mV \leq V_{CF} \leq 1V \quad (4-63)$$

con lo cual se cumplen las condiciones de diseño.

La tabla 4.2 muestra la comparación entre los resultados teóricos y de simulación para tres valores significativos de la tensión de control V_{CQ} . De nuevo las diferencias son debidas en gran medida a la utilización de la expresión mostrada en (4-19), derivada del modelo sencillo de la figura 4.8.

V_{CQ}	Q teórico	Q por simulación
20 mV	0,51	0,48
0,5 V	0,96	0,92
1,0 V	15	14,2

Tabla 4.2.- Comparación entre los resultados teóricos y de simulación del factor de calidad Q para tres valores significativos de la tensión de control V_{CQ} .

Por otro lado, la siguiente tabla resume las dimensiones de los transistores de los MRCs utilizados en el filtro implementado:

Dimensiones	MRC_1	MRC_2	MRC_3	MRC_{IN}	MRC_A	MRC_B
W	2,0 μm	2,0 μm	2,0 μm	2,0 μm	2,0 μm	2,0 μm
L	62,0 μm	31,0 μm	62,0 μm	62,0 μm	62,0 μm	30,0 μm

Tabla 4.3.- Dimensiones de los transistores de los MRCs utilizados en el filtro pasa-banda con estructura TQE modificada.

A continuación (tabla 4.4) se muestra la comparación entre los resultados teóricos y de simulación de los valores óhmicos de los diferentes MRCs del filtro pasa-banda, para los valores extremos de las tensiones de control en sus respectivas puertas V_{Ci} :

Célula MRC estudiada	$V_{Ci} = 1 V$		$V_{Ci} = 20 mV$	
	R_{MRC} teórica	R_{MRC} por simulación	R_{MRC} teórica	R_{MRC} por simulación
$MRC_1 (=MRC_3$ $MRC_{IN})$	2,07 $M\Omega$	2,10 $M\Omega$	103,5 $M\Omega$	122,2 $M\Omega$
MRC_2	1,04 $M\Omega$	1,08 $M\Omega$	51,8 $M\Omega$	60,0 $M\Omega$
MRC_A	2,07 $M\Omega$	2,10 $M\Omega$	103,5 $M\Omega$	122,2 $M\Omega$
MRC_B	1,00 $M\Omega$	1,04 $M\Omega$	50,1 $M\Omega$	61,9 $M\Omega$

Tabla 4.4.- Comparación entre los resultados teóricos y de simulación de los valores óhmicos de las diferentes células MRCs del filtro pasa-banda con estructura TQE modificada, para los valores extremos de las tensiones de control en sus respectivas puertas V_{Ci} .

Obsérvese que las diferencias obtenidas son debidas a que para los valores teóricos se ha utilizado el modelo simple de dos resistencias diferenciales (figura 4.8) de la célula MRC dado por la ecuación (4-19). Con este modelizado simple la resistencia calculada es menor que la obtenida por simulación de la célula MRC, tal y como se puso de manifiesto en el capítulo 2.

La utilización de la estructura TQE modificada frente a la TQE inicial comporta la independencia del ajuste de la frecuencia central f_o y del ajuste de factor de calidad Q . A pesar, no obstante, de ser una ventaja obvia sobre todo de cara a la sintonización automática del filtro, tal y como se estudiará en los apartados siguientes, esta independencia comporta una implicación adicional que conviene señalar, y es que permite alcanzar todo el margen de sintonía de Q (de 0,5 a 15) independientemente de la frecuencia de sintonía fijada. En efecto, obsérvese que, particularizando al caso que nos ocupa, la frecuencia f_o y el factor de calidad Q vendrán dados por las relaciones:

$$f_o = 15400 \cdot V_{CF} \quad ; \quad Q = \frac{1}{2 - \frac{29}{15} \cdot V_{CQ}} \quad \text{con:} \quad \begin{array}{l} 0 \leq V_{CQ} \leq 1V \\ 0 \leq V_{CF} \leq 1V \end{array} \quad (4-64)$$

La representación gráfica de estas dos sencillas funciones conduce a comprobar que ambos parámetros (f_o y Q) pueden ajustarse con sus respectivas tensiones de control (v_{CF} y v_{CQ}) en todo el margen previsto (de 0 a 1 V) de forma idónea (figura 4.28).

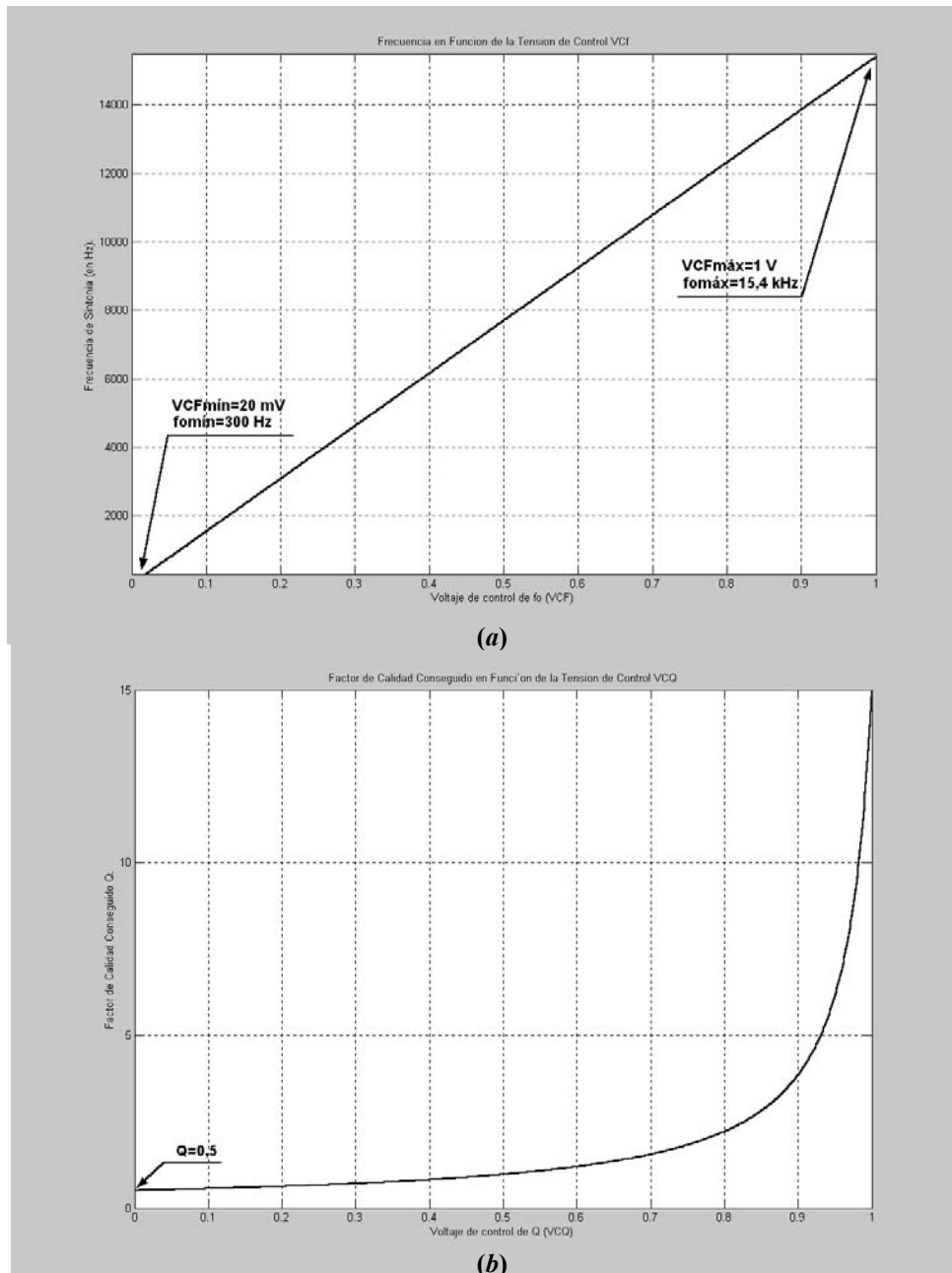


Fig. 4.28.- Representación gráfica para la estructura TQE modificada de:
(a) Frecuencia central de sintonía f_o en función de la tensión de control V_{CF} .
(b) Factor de calidad Q en función de la tensión de control V_{CQ} .

Supóngase ahora la estructura TQE inicial de la figura 4.9. Las ecuaciones de frecuencia f_o y de factor de calidad Q para esta estructura vendrían dadas ahora como:

$$f_o = 15400 \cdot V_{CF} \quad ; \quad Q = \frac{1}{2 - K_2 V_{CQ} / K_1 V_{CF}} \quad \text{con:} \quad \begin{cases} 0 \leq V_{CQ} \leq 1V \\ 0 \leq V_{CF} \leq 1V \end{cases} \quad (4-65)$$

Considerando que los transistores de las células del MRC del filtro son todos iguales ($MRC_1=MRC_2=MRC_3=MRC_N$), la representación gráfica de estas dos ecuaciones conduce a las funciones dadas por la figura 4.29.

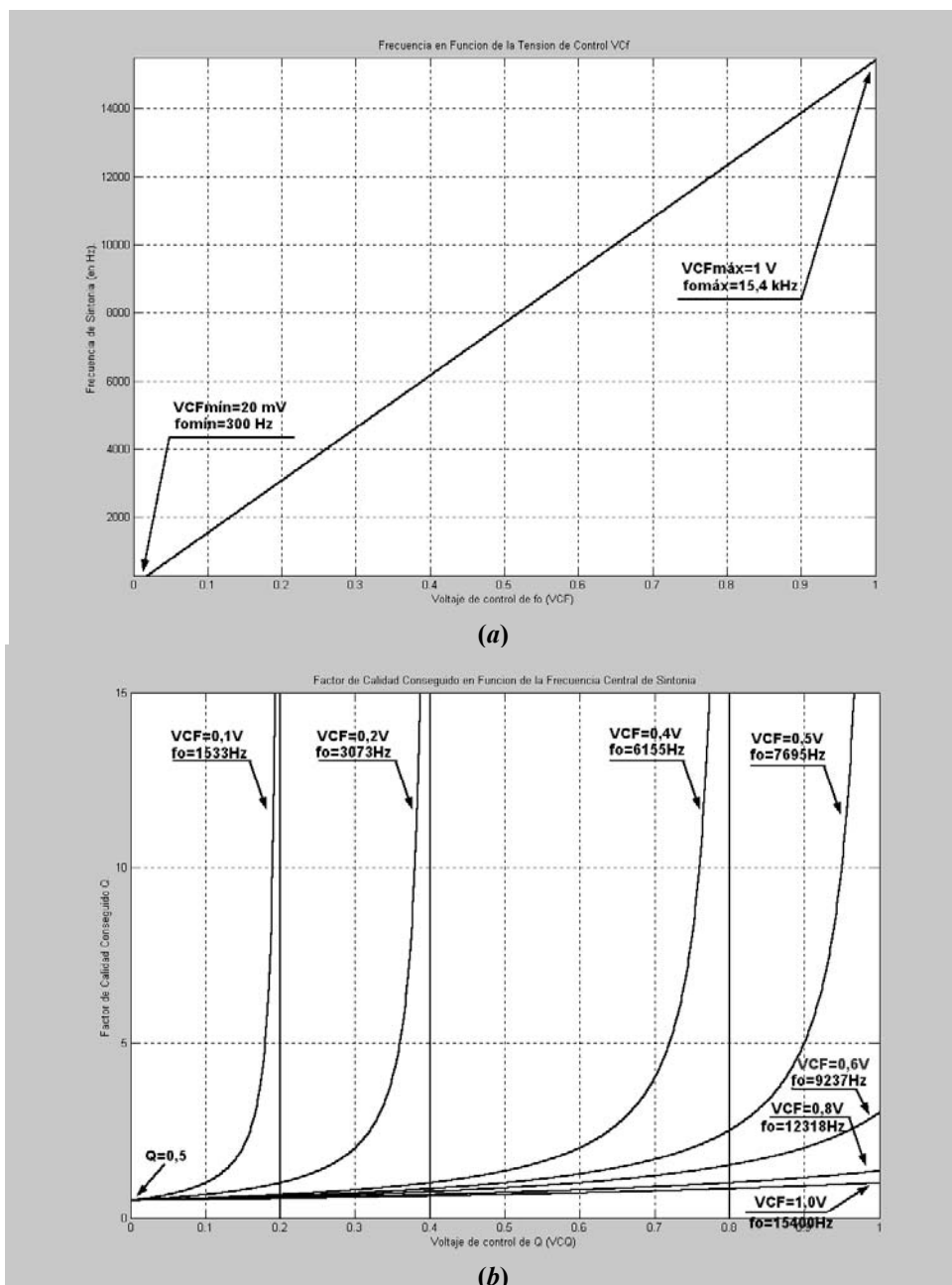


Fig. 4.29.- Representación gráfica para la estructura TQE inicial de: **(a)** Frecuencia central de sintonía f_0 en función de la tensión de control V_{CF} . **(b)** Factor de calidad Q en función de la tensión de control V_{CQ} cuando la relación $K_2/K_1=1$.

De la comparación de las gráficas obtenidas en las figuras 4.28 y 4.29 para las dos estructuras TQE se extrae un resultado interesante: aunque para ambos filtros la frecuencia puede ajustarse en todo el margen previsto (entre unos 300 Hz a 15400 Hz) sin problema alguno gracias a la tensión de control de frecuencia V_{CF} , en el caso de la estructura TQE inicial el margen de Q previsto en un principio (entre 0,5 y 15) podría no alcanzarse para determinadas frecuencias de sintonía, debido a la limitación del margen dinámico en las puertas de los transistores de los MRCs.

En efecto, en la figura 4.29.b se aprecian siete curvas de Q en función de V_{CQ} tomando como parámetro la frecuencia de sintonía f_0 . Obsérvese que para frecuencias de sintonía entre la mínima (300 Hz) y aproximadamente la mitad del margen (unos 7700 Hz), correspondientes a tensiones de control V_{CF} inferiores a unos 0,5 V, la tensión

V_{CQ} no ha de superar el margen comprendido entre $0,02 V$ y $1 V$ para alcanzar cualquier valor de Q entre $0,5$ y 15 . Sin embargo, cuando la frecuencia de sintonía supera aproximadamente la mitad del margen previsto, el valor de Q máximo alcanzable desciende progresivamente, puesto que para obtener factores de calidad altos debería superarse el límite máximo dado de $V_{CQm\acute{a}x}=1 V$.

La solución para ampliar los márgenes de sintonía en caso de la estructura TQE inicial pasaría por escalar las relaciones de aspecto K_1 y K_2 . Si se cumple que $K_2/K_1 \geq 29/15$, podrá llegarse a alcanzar todo el margen $0,5 \leq Q \leq 15$ para cualquier valor de frecuencia comprendido entre $300Hz \leq f_o \leq 15,4kHz$, tal y como se aprecia en la figura siguiente, donde se ha representado el juego de curvas para la estructura TQE inicial del factor de calidad Q en función de la tensión de control V_{CQ} con una relación $K_2/K_1=29/15$.

No obstante, el problema que presentaría este diseño con $K_2/K_1=29/15$ y la estructura TQE sin modificar respecto a la propuesta en esta memoria de tesis es que, para frecuencias bajas de sintonía, el margen de tensiones de V_{CQ} para obtener una variación entre el factor mínimo ($0,5$) y el máximo (15) se reduciría a la mitad, con los problemas que ello conllevaría como efectos de ruido, rizado, etc.

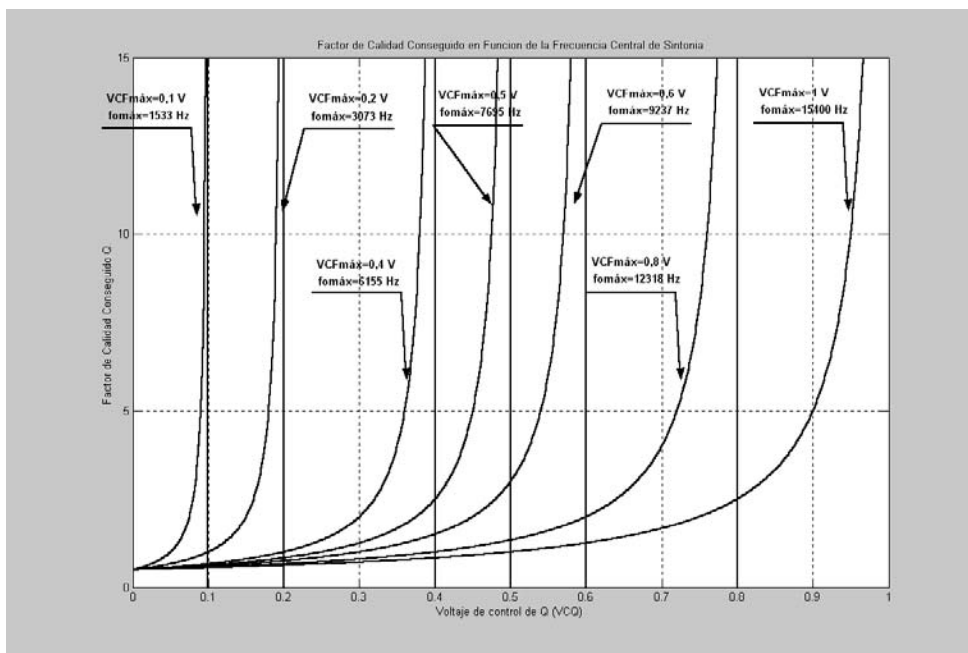


Fig. 4.30.- Representación gráfica para la estructura TQE inicial del factor de calidad Q en función de la tensión de control V_{CQ} cuando la relación $K_2/K_1=29/15$.

4.7.- DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL PARA LA SINTONÍA DE LA FRECUENCIA CENTRAL ω_0 .

Una vez presentado el filtro y su realización mediante células MRC, así como el dimensionado de las mismas, se expone a continuación el diseño de los lazos de control que sintonizan tanto la frecuencia central del filtro como su factor de calidad.

Para este fin, la estructura de sintonía escogida, como se comentó en el capítulo 2 de la presente memoria, es la conocida como *master-slave*. El filtro principal (*slave*) realiza el proceso de filtrado de la señal de interés. Por otra parte, al *master*, que se encuentra insertado en los lazos de control de sintonía de ω_0 y Q , se le aplica una señal sinusoidal de referencia $v_{REF}(t)$, cuya frecuencia ω_{REF} (lo más estable posible) será la misma a la cual se quiere sintonizar el filtro. Ambos filtros son sintonizados simultáneamente tanto en frecuencia (ω_0) como en factor de calidad (Q) gracias a las señales de control obtenidas en los lazos de sintonía.

En el diseño del lazo de sintonía de la frecuencia central del filtro pasa-banda, ya se ha visto en el capítulo 2 que el esquema básico consiste en un comparador de fase, que proporciona en su salida una tensión función de la diferencia de fases de la señal de referencia ω_{REF} y de la señal de salida del circuito *master* (en el caso planteado en este trabajo es un filtro de características idénticas al filtro *slave*), y que gracias a un filtro pasa-bajos se obtiene el valor medio de la salida de dicho comparador de fase. Como el desfase provocado por el filtro es nulo únicamente cuando la frecuencia central ω_0 coincide con la de referencia ω_{REF} , el lazo de control hace que cualquier desplazamiento de la frecuencia ω_0 respecto de ω_{REF} origine una acción de control función de este desfase, que provoca que el filtro tienda a su vez a minimizar dicho desplazamiento frecuencial. El resultado final es un enclavamiento entre la frecuencia de referencia ω_{REF} y la central ω_0 del filtro *master* y, por extensión, del filtro *slave*.

Así, la estructura básica del lazo de sintonía será como la presentada en el capítulo 2 (figura 4.31).

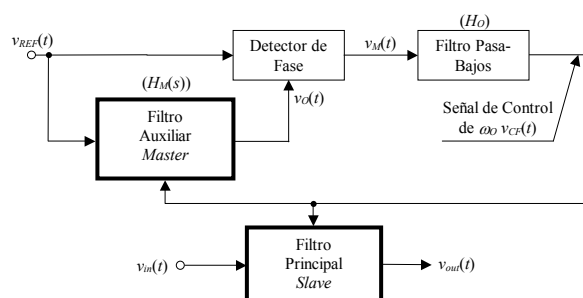


Fig. 4.31.- Esquema básico de sintonía en frecuencia mediante detector de fase y filtro como circuito *master*.

Respecto al detector de fase, en el capítulo 3 se mostró que la célula MRC tenía una propiedad especialmente interesante: realiza de forma ‘implícita’ el producto de la tensión diferencial que existe en su entrada con la diferencia de las tensiones de control que tiene en sus puertas. De las opciones posibles para la realización del detector de fase, se ha escogido aprovechar esta propiedad inherente de multiplicación que proporciona la celda MRC, y se ha descartado las soluciones típicas como una puerta OR-exclusiva (‘multiplicador digital’) o un multiplicador analógico de cuatro cuadrantes formado por una célula translinear (o célula de Gilbert) [JOH97]. Es más, la utilización de células MRC para cubrir diferentes aspectos del procesado en el circuito integrado diseñado conlleva la ventaja añadida de que se obtiene una gran *repetibilidad* de células y, por tanto, una homogeneidad del mismo, lo que hace que sea ideal en el diseño propuesto.

En la figura 4.32 se representa el esquema del lazo de sintonía más los filtros, indicando las señales de entrada y salida del multiplicador analógico realizado con la celda MRC. La tensión de entrada al MRC multiplicador $v_1(t)$ será la salida del filtro *master* desfasada 90° , a cuya entrada se ha aplicado la señal de referencia $v_{REF}(t) = V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t)$ (la razón de este desfase quedará aclarada en los párrafos siguientes), y está dada por la ecuación siguiente:

$$v_1(t) = V_O \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \quad (4-66)$$

La tensión de control al mismo $v_{C1}(t)$ será la tensión proveniente del tono de entrada convenientemente acondicionada con un cierto nivel de *offset* (V_{C1}), para que los *MOSFET* trabajen de forma adecuada en su región óhmica:

$$v_{C1}(t) = V_{C1} + v_{REF}(t) = V_{C1} + V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-67)$$

la diferencia de corrientes de salida del transistor MRC será:

$$\begin{aligned} i_1(t) - i_2(t) &= K_M \cdot V_O \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \cdot [V_{C1} + V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) - V_{C2}] = \\ &= K_M \cdot [V_O \cdot V_{REF} \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \cdot \cos(\omega_{REF}t) + \\ &\quad + (V_{C1} - V_{C2}) \cdot V_O \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))] \end{aligned} \quad (4-68)$$

donde K_M es una constante multiplicativa que depende de las dimensiones del MRC multiplicador ($K_M = K' \cdot W/L$).

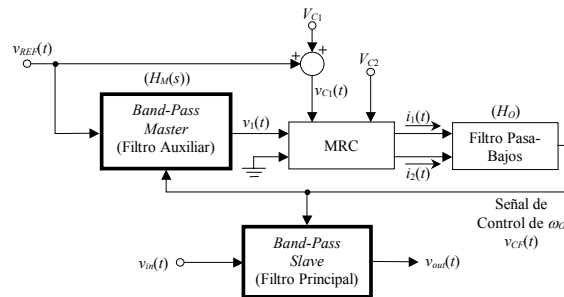


Fig. 4.32.- Esquema básico de sintonía en frecuencia mediante MRC y filtro como circuito *master*.

Y como se conoce de trigonometría que para dos ángulos genéricos α y β cualesquiera se cumple:

$$\text{sen } \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cdot [\text{sen}(\alpha + \beta) + \text{sen}(\alpha - \beta)] \quad (4-69)$$

la expresión (4-68) se puede escribir como:

$$\begin{aligned} i_1(t) - i_2(t) &= K_M \cdot \left\{ \frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} \cdot [\text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \text{sen}(2\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))] \right. \\ &\quad \left. + (V_{C1} - V_{C2}) \cdot V_O \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \right\} \end{aligned} \quad (4-70)$$

A partir de la misma se pueden ir desgranando los diferentes sumandos para ver cuál interesa en el proceso de sintonía y cuáles pueden ser eliminados. Así, se tendrá un termino de continua de valor:

$$i_1(t) - i_2(t)|_{DC} = K' \cdot \frac{W}{L} \cdot \left[\frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} \cdot \text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \right] \quad (4-71)$$

que es el término de interés como señal de control, puesto que tiene información sobre el desfase existente entre señal de entrada y salida al filtro. Además, existen unos términos sinusoidales de frecuencias ω_{REF} y $2\omega_{REF}$ que no tienen información que pueda interesar para el control y que, por tanto, deberán ser eliminados mediante filtrado. Obsérvese en la expresión (4-70) que si se hace que las dos tensiones *DC* de polarización de las puertas sean idénticas (es decir, $V_{C1}=V_{C2}$), el término de frecuencia ω_{REF} se anulará, con lo que la corriente media que tendrá la información sobre el desfase (que básicamente deberá ser el nivel de *DC* anterior dado por la ecuación (4-71)) será mucho más limpia de armónicos.

Antes de continuar resulta interesante aclarar dos cuestiones importantes para que el control funcione de forma correcta:

- 1.- En el anterior desarrollo se ha supuesto que las tensiones de entrada al multiplicador (expresiones (4-66) y (4-67) anteriores) están en cuadratura (si no se tiene en cuenta el desfase $\varphi_\varepsilon(\omega_{REF})$, que de hecho es la variable de error que se quiere minimizar); es decir, una es sinusoidal y la otra cosenoidal:

$$v_1(t) = V_O \cdot \text{sen}(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \quad (4-66)$$

$$v_{C1}(t) = V_{C1} + v_{REF}(t) = V_{C1} + V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-67)$$

para que la diferencia de corrientes de salida sea proporcional al $\text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))$. Con ello, la señal de salida del multiplicador contendrá información del valor absoluto (módulo) del desfase producido por el filtro y de su signo, dato importante para el control. Recuérdese que:

$$\text{sen}(\varphi_\varepsilon(t)) \Big|_{\varphi_\varepsilon(t) \rightarrow 0} \rightarrow \varphi_\varepsilon(t) \quad (4-72)$$

y por tanto, alrededor del punto de sintonía puede decirse que la señal es proporcional al valor del desfase. Sin embargo, con el filtro pasa-banda con topología TQE que se tiene como *master* (circuito de la figura 4.26) no se obtienen estas dos señales en cuadratura, sino de la forma:

$$v_1(t) = V_O \cdot \cos(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega)) \quad (4-73)$$

$$v_{REF}(t) = V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-74)$$

ya que cuando el filtro está sintonizado a una frecuencia $\omega_{REF}=\omega_O$, el desfase entre la señal de entrada y la de salida es nulo (ver figura 4.10). Recuérdese que ω_{REF} es la frecuencia ω_O a la que se desea que esté sintonizado el filtro.

Si no se realizara el desfase adicional de 90° a la salida del filtro *master*, y debido a que al multiplicar dos cosenos se tiene:

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad (4-75)$$

si se aplica estas dos señales directamente al multiplicador, se obtendría una salida dependiente no del seno del desfase existente, sino de su coseno:

$$i_1(t) - i_2(t)|_{DC} \propto \cos(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \quad (4-76)$$

con lo cual, y puesto que $\cos(\alpha) = \cos(-\alpha)$, no se tendría la información necesaria del signo para poder realizar el control de forma adecuada. Se ha expuesto, por tanto, la necesidad de un circuito integrador o un desfasador entre la salida del filtro *master* y la entrada al multiplicador detector de fase, de forma que desfase $\pi/2$ la señal de dicha salida y se obtengan así dos señales en cuadratura como las esperadas.

2.- Obsérvese por otro lado que el término de continua de la salida del multiplicador, que es el de interés:

$$i_1(t) - i_2(t)|_{DC} = K_M \cdot \left[\frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} \cdot \text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) \right] \quad (4-71)$$

depende de las amplitudes tanto de la señal de referencia como de la salida del filtro. En efecto, la superficie que representa la diferencia de corrientes normalizada en función de la amplitud de la tensión de salida del filtro *master* y su desfase se muestra en la figura 4.33.

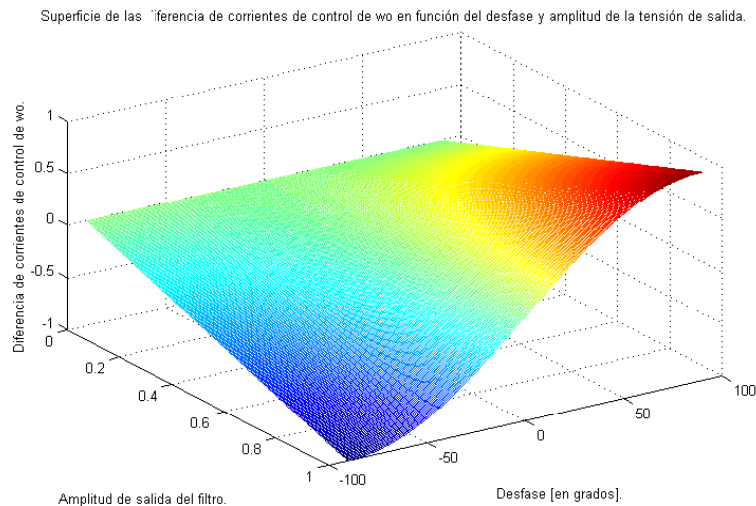


Fig. 4.33.- Superficie normalizada de la diferencia de corrientes de salida del MRC multiplicador, en función del desfase y amplitud de la señal de salida del filtro *master*.

Esto es un problema puesto que, aunque se fije a un valor determinado la amplitud V_{REF} de la señal de referencia, la amplitud de la señal de salida del

filtro no sólo dependerá de cuán alejadas estén la frecuencia de referencia ω_{REF} y la frecuencia central ω_O , sino también del factor de calidad Q existente, con la consecuente influencia en la señal de control de frecuencia. Con el fin de independizar esta señal de dichas amplitudes de manera que únicamente dependa de la variación de $\text{sen}(\varphi_e(\omega_{REF}))$, se recuadra la señal procedente del desfaseador de 90° antes de que ésta se aplique al multiplicador analógico. Si por otro lado no se garantiza que la amplitud V_{REF} de la señal de referencia sea constante, se deberá también recuadrar dicha señal antes de atacar al MRC.

En el diseño balanceado llevado a cabo, los comparadores *full-custom* que realizan esta función se pueden apreciar en las figuras 4.34 y 4.35 con las correspondientes relaciones de aspecto de los transistores de los mismos. Se han diseñado para obtener niveles de salida diferentes según se conecten a las puertas de los transistores del MRC o a los drenadores de los mismos, con el propósito de que estos últimos puedan trabajar convenientemente en su zona óhmica. Están formados básicamente por una cadena de inversores, de manera que conmuten incluso con señales de muy baja amplitud (responden a señales de entrada diferencial con una amplitud de unos 10 mV). La etapa de entrada es una etapa diferencial (formada por los transistores M_{1A} y M_{1B} , y sus polarizaciones M_{2A} y M_{2B}), a la cual se le añade un circuito adicional que provee el voltaje de salida de modo común (es decir, el nivel de *DC* de $3,5\text{ V}$ ya mencionado a lo largo de este capítulo –figura 4.11–) alrededor del cual variarán las componentes alternas de interés en sus dos salidas.

Por un lado, el comparador de la figura 4.34 permite obtener unas señales recuadradas en sus dos salidas con valores máximo de V_{DD} y mínimo de 0 V . Esto permite, tras realizar un adecuado desplazamiento en una posterior etapa de adaptación basada en un desplazador de nivel, atacar a las puertas de los transistores *pMOS* del MRC multiplicador con niveles comprendidos aproximadamente entre $1,3\text{ V}$ y 0 V .

El desplazador de nivel utilizado a la salida del comparador analógico de la figura 4.34 se representa en la figura 4.36. Consiste en un circuito basado en el montaje clásico de seguidor de surtidor, aunque doblado para procesar la señal balanceada. La señal diferencial es introducida al circuito por las puertas de los transistores M_{1A} y M_{1B} , y se entrega a la salida con el adecuado desplazamiento *DC* por los surtidores de dichos transistores. Este nivel de continua viene dado por las condiciones de polarización de los transistores M_{2A} y M_{2B} y permite, como se ha comentado previamente, que los transistores que forman el multiplicador analógico al cual se conecta queden polarizados convenientemente en la zona óhmica. La resistencia de polarización R_{ext} de la figura 4.36 es externa al circuito integrado con el fin de modificar el punto de polarización adecuado de una forma fácil en las pruebas del circuito prototipo.

Por su parte, el comparador de la figura 4.35, que tiene una estructura similar a la anterior, posee en el inversor final de cada salida un transistor adicional conectado en serie (dispositivos M_{14B} y M_{20B}), que polarizados convenientemente mediante los terminales V_{diodo+} y V_{diodo-} (los cuales se han dejado accesibles desde el exterior en el prototipo realizado), hacen que las señales recuadradas de sus salidas no lleguen a cero (concretamente, los niveles

superior e inferior son, aproximadamente, 5 V y $2,5\text{ V}$). De esta manera se asegura que los transistores de los MRC multiplicadores siempre trabajan en zona óhmica.

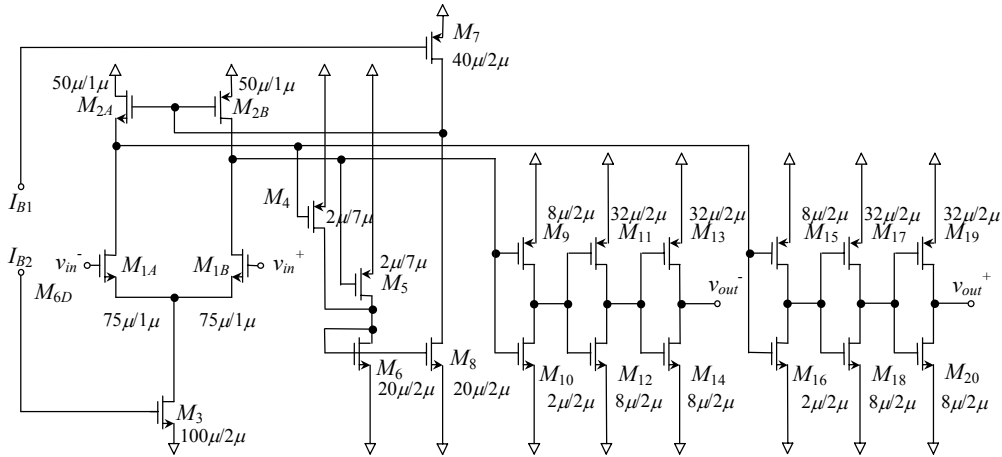


Fig. 4.34.- Diseño del comparador diferencial del sistema de sintonía automática que se conecta a las puertas de los transistores de las células MRC (comparador analógico 1).

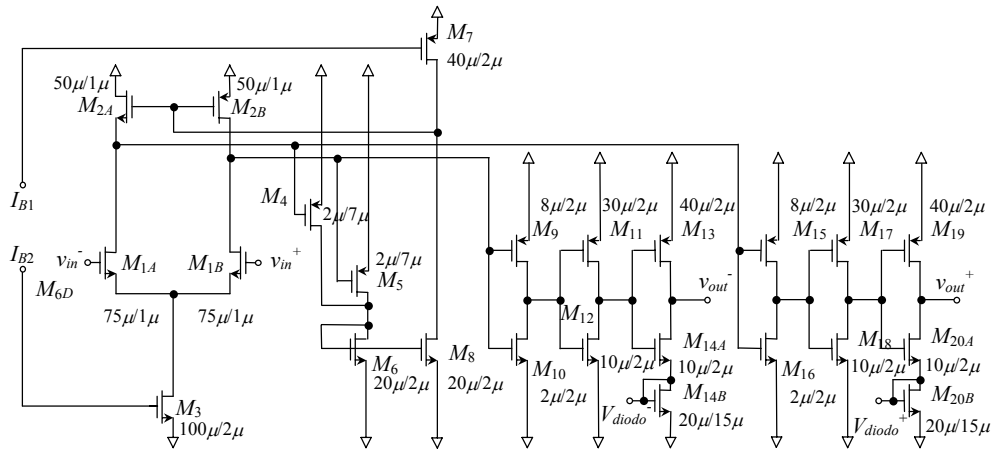


Fig. 4.35.- Diseño del comparador diferencial del sistema de sintonía automática que se conecta a los surtidores de los transistores de las células MRC (comparador analógico 2).

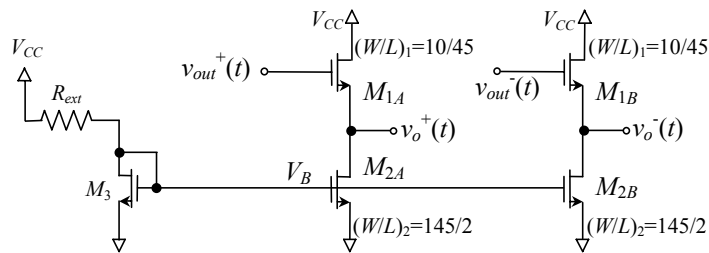


Fig. 4.36.- Estructura de los desplazadores de nivel balanceados empleados en los lazos de control.

La figura siguiente muestra una simulación *post-layout* de los comparadores trabajando con una señal sinusoidal de entrada diferencial de 100 mV y 10 kHz de frecuencia. Obsérvese que la separación entre el nivel inferior de las salidas del comparador 2 y el superior de las salidas del comparador 1 es suficiente (alrededor de $1,2\text{ V}$) como para no permitir que los transistores del MRC que actúa como multiplicador dejen la zona óhmica.

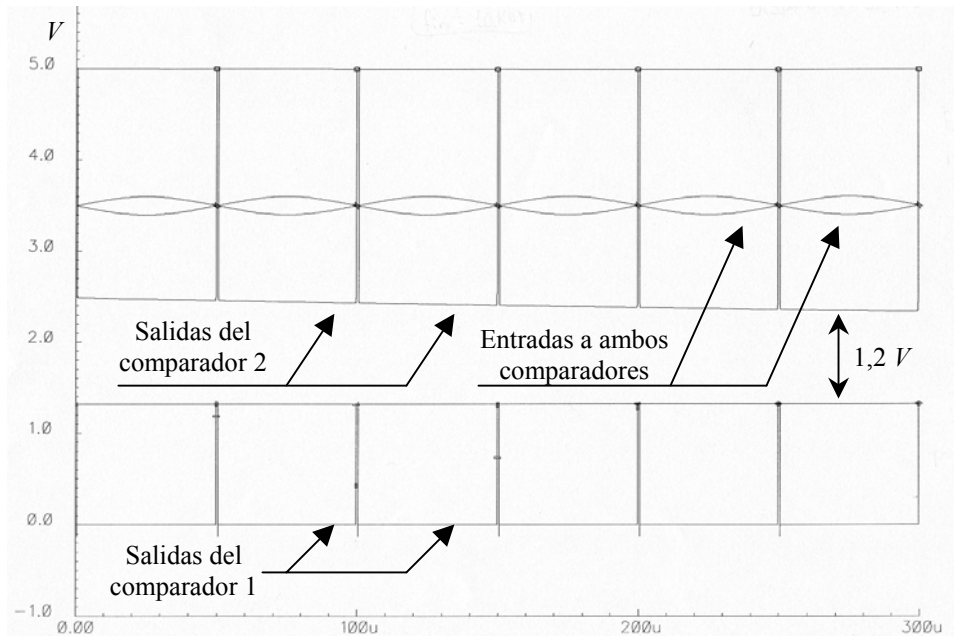


Fig. 4.37.- Simulación *post-layout* de los comparadores analógicos cuando se conectan a los mismos señales sinusoidales de entrada de 100 mV de amplitud y 10 kHz de frecuencia.

Teniendo en cuenta estas dos consideraciones, la figura 4.32 se puede completar, quedando así el esquema de la figura 4.38.

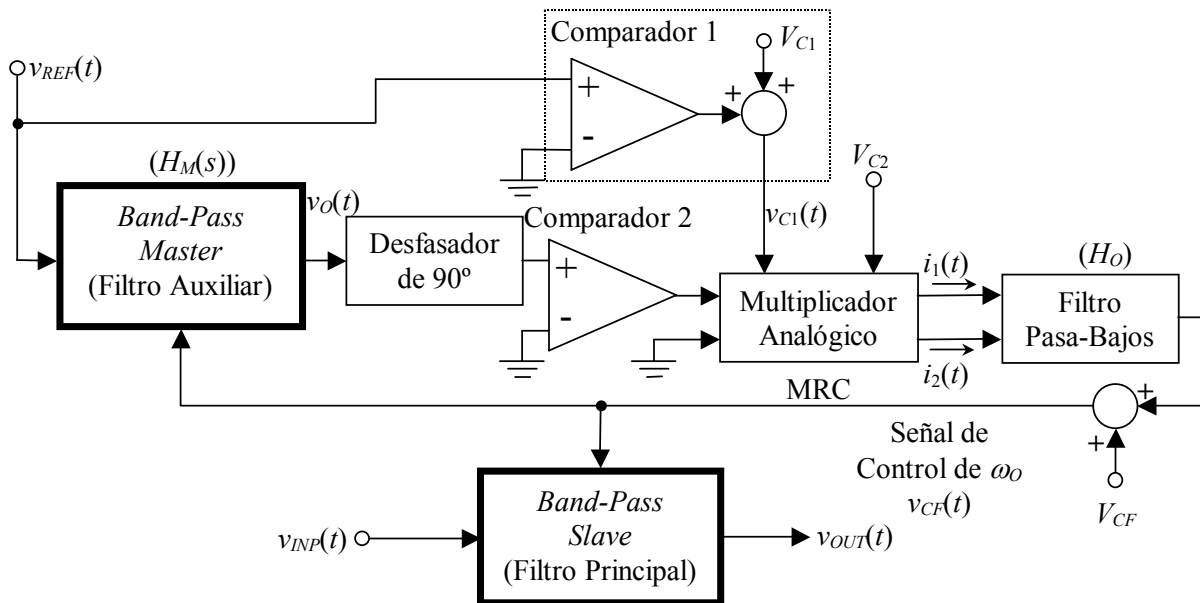


Fig. 4.38.- Inclusión del desfaseador y del comparador analógico en el esquema de sintonía mediante MRC y filtro como circuito *master*.

La introducción en los lazos de circuitos comparadores que recuadran las señales de entrada al MRC multiplicador hace que las expresiones dadas en (4-68), (4-70) y (4-71) no sean aplicables a esta nueva configuración del lazo de control. Se presenta a continuación una breve justificación de que el recuadrado de las señales previa a la multiplicación no afecta al objetivo de ésta de obtener una señal función del error de fases.

Si por sencillez se supone que la señal de referencia procede de un oscilador altamente preciso y estable (tanto en frecuencia como en amplitud), y no hace falta

recuadrarla a la entrada del multiplicador analógico, se tiene que, en estas condiciones, la entrada por las puertas de los transistores al multiplicador es:

$$v_{C1}(t) = V_{C1} + v_{REF}(t) = V_{C1} + V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t) \quad (4-77)$$

En cambio, la señal $v_1(t)$ introducida a los surtidores de los transistores del MRC en este caso es rectangular, por lo que puede ser descompuesta en su serie de Fourier, dada por:

$$v_1(t) = \frac{4 \cdot A_1}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\text{sen}(\omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \frac{\text{sen}(3 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))}{3} + \\ &+ \frac{\text{sen}(5 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))}{5} + \dots + \frac{\text{sen}[(2 \cdot n + 1) \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})]}{(2 \cdot n + 1)} \end{aligned} \right\} \quad (4-78)$$

para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ y donde A_1 es la amplitud (valor de pico) de la señal rectangular, que vendrá determinada por la tensión máxima de saturación del correspondiente comparador analógico.

La diferencia de corrientes de salida del transconductor es ahora:

$$i_1(t) - i_2(t) = K_M \cdot \frac{4 \cdot A_1}{\pi} \cdot \left\{ \begin{aligned} &\text{sen}(\omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \frac{\text{sen}(3 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))}{3} + \\ &+ \frac{\text{sen}(5 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))}{5} + \dots \end{aligned} \right\} \cdot [V_{C1} + V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF} \cdot t) - V_{C2}] \quad (4-79)$$

Operando, aplicando a los productos de senos por cosenos la igualdad (4-69), y reagrupando términos se llega a:

$$\begin{aligned} i_1(t) - i_2(t) &= K_M \cdot \frac{2 \cdot A_1 \cdot V_{REF}}{\pi} \cdot [\text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))] + \\ &+ K_M \cdot \frac{A_1 \cdot V_{REF}}{\pi} \left[\frac{8}{3} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \frac{16}{15} \cdot \text{sen}(4 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \dots \right] + \\ &+ K_M \cdot \frac{4 \cdot A_1}{\pi} (V_{C1} - V_{C2}) \left[\text{sen}(\omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF})) + \frac{\text{sen}(3 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))}{3} + \dots \right] \end{aligned} \quad (4-80)$$

Se tiene de nuevo un término de continua de valor:

$$i_1(t) - i_2(t)|_{DC} = K_M \cdot \frac{2 \cdot A_1 \cdot V_{REF}}{\pi} \cdot [\text{sen}(\varphi_\varepsilon(\omega_{REF}))] \quad (4-81)$$

que es un término similar al del caso anterior que contiene únicamente información sobre el desfase existente entre la señal de entrada y salida al filtro, ya que el resto de parámetros son constantes (incluidas las amplitudes A_1 y V_{REF}).

Además de este término de continua, existe la serie de armónicos pares e impares que no contienen información que pueda interesar y que, por tanto, puede ser

eliminada mediante filtrado. Sin embargo, sucede como anteriormente: si se hace que las dos tensiones DC de polarización de las puertas sean idénticas (es decir, $V_{C1}=V_{C2}$), los armónicos impares quedarán anulados.

Así, resulta evidente, a partir de la expresión (4-80) y de lo comentado, que el siguiente bloque que se necesita en el lazo de control debe ser un filtro pasa-bajos que elimine los armónicos indeseables, antes de aplicar la información del error de fase a las puertas de los transistores que fijan la frecuencia central ω_0 tanto en el filtro *master* como en el *slave*. Además, la señal de interés se obtiene a la salida del multiplicador analógico en forma de corriente, con lo cual deberá ser convertida en una tensión antes de atacar a las puertas de los transistores MOS.

El filtro pasa-bajos se podría realizar mediante un integrador con pérdidas; es decir, con un polo en un punto adecuado, de manera que deje pasar la señal de error de interés, pero anule los armónicos de la expresión (4-80). Ahora bien, para conseguir un error de fase nulo en estado estacionario se necesita añadir una acción integral. El integrador hará así dos funciones: por un lado, el filtrado pasa-bajos para eliminar los armónicos de la salida del multiplicador y, por otro, el mantenimiento de la acción de control sobre el filtro para posibilitar que la señal de error sea nula cuando se ha conseguido llegar al régimen estacionario. Puesto que se tiene la señal de salida del multiplicador en forma de corriente, el integrador podrá ser realizado simplemente mediante un amplificador operacional más dos capacidades de realimentación, tal y como muestra la figura 4.39.

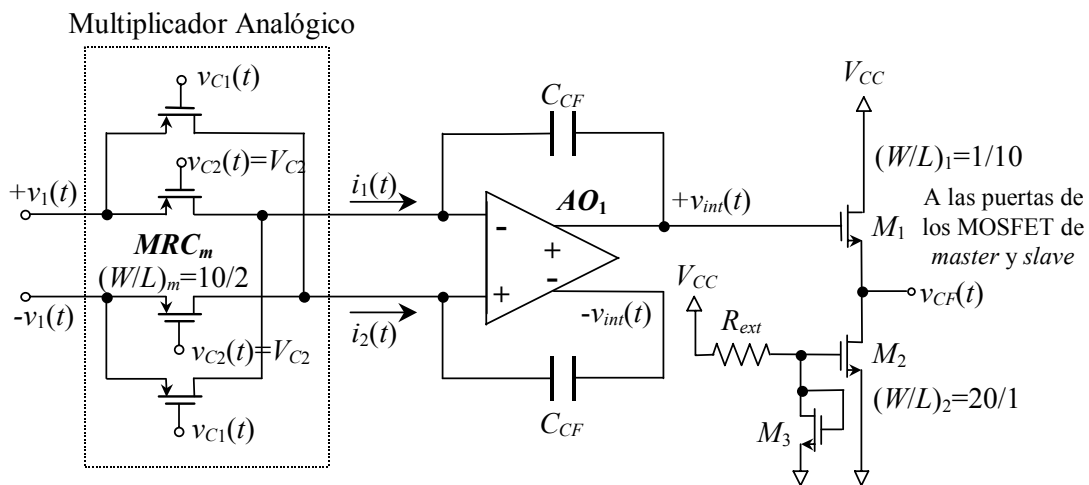


Fig. 4.39.- Detalle del multiplicador analógico basado en el MRC y del integrador de su corriente de salida.

La función del seguidor de surtidor de salida formado por los transistores M_1 y M_2 (análogo al utilizado anteriormente en la figura 4.36) es la de proporcionar el correcto nivel de DC (V_{DCF}) a la tensión de control $v_{CF}(t)$. Se acondiciona de esta forma la señal proveniente del integrador antes de aplicarla a las puertas de los transistores MOS de los MRCs de los filtros *master* y *slave*, para que los mismos queden polarizados en la zona óhmica. Dicho seguidor desplaza el nivel de continua de $3,5 V$, proporcionado por las salidas del amplificador operacional AO_1 , de forma que, sin señal de referencia, el potencial DC ‘de reposo’ (condiciones de polarización) aplicado a las puertas de los transistores de los dos filtros sea de $0,5 V$. Recuérdese que éste es el nivel medio del margen que se tiene disponible en las puertas de los transistores para la

sintonización de la frecuencia que, como se estudió en el apartado 4.3 (figura 4.11), va de 0 a 1 V (para transistores *pMOS*). La resistencia R_{ext} en el prototipo realizado es externa al propio circuito integrado, de forma que permite el ajuste de este nivel DC gracias al espejo de corriente formado por los transistores M_2 y M_3 .

Conviene señalar que, al igual que R_{ext} , los condensadores del integrador también son externos al circuito integrado. El valor de éstos, juntamente con la relación de aspecto de los transistores del multiplicador analógico (de tamaños $(W/L)_m=10/2$), son los dos parámetros principales que determinan la ganancia de la etapa multiplicadora-integradora de la figura 4.39. La expresión de la tensión de sintonía de frecuencia $v_{CF}(t)$ que se aplica como voltaje de control a las puertas de los MRCs de filtro *master* y *slave* (figuras 4.25 ó 4.26) es:

$$v_{CF}(t) = -\frac{K'}{C_{CF}} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_m \cdot \frac{2A_1 V_{REF}}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^t [\sin(\varphi_\varepsilon(\omega))] \cdot dt + V_{DCF} \quad (4-82)$$

donde V_{DCF} es el nivel de continua señalado en el párrafo anterior.

4.7.1.- Diseño del Desfasador de 90°.

Ya se ha comentado anteriormente la necesidad de tener un circuito en el lazo de sintonía para poder desfasar 90° la señal de salida del filtro pasa-banda y conseguir que dicha señal y la de entrada estén en cuadratura cuando el filtro esté sintonizado en frecuencia. Entre las soluciones disponibles destacan básicamente dos: una célula integradora y un desfasador realizado a partir de un filtro pasa-todo. A continuación se considerarán ambas alternativas.

1.- Desfasador Mediante Circuito Integrador Sintonizado.

Esta solución es en principio la más simple para conseguir el desfase de 90° a la frecuencia de interés (ω_{REF}). Ahora bien, piénsese que los integradores poseen tres problemas básicos (figura 4.40):

- La elevada atenuación que presentan cuando trabajan con frecuencias elevadas alejadas del punto de ganancia unidad.
- La existencia práctica de una ganancia DC no infinita.
- La posibilidad de saturación debido a *offsets* de tensión en el circuito.

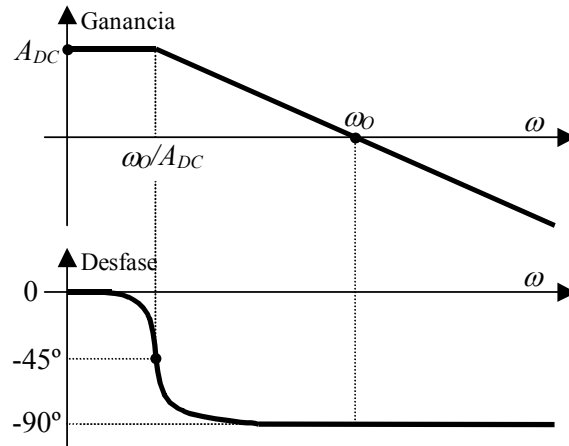


Fig. 4.40.- Curvas de Bode de ganancia y fase de un integrador no-inversor real.

Para evitar el problema de la limitación alrededor de la frecuencia de ganancia unidad del integrador, aumentando por tanto el margen frecuencial de funcionamiento y consiguiendo un desfase de $\pi/2$ en un amplio intervalo de sintonía, se propone sintonizar la frecuencia de ganancia unidad ω_0 con la misma tensión de control con la que se van sintonizando tanto el filtro *master* como el *slave*. Es decir, hacer que la frecuencia ω_0 dependa de un parámetro modificable electrónicamente de forma que, variando su tensión de control, dicha frecuencia vaya siguiendo a la frecuencia central del filtro *master*. Una posibilidad de realizar un integrador de este tipo sería mediante un esquema como el de la figura 4.41, donde se utiliza una estructura MRC, cuyo valor óhmico está fijado mediante la misma tensión de control que modifica los MRC que controlan la frecuencia central del filtro.

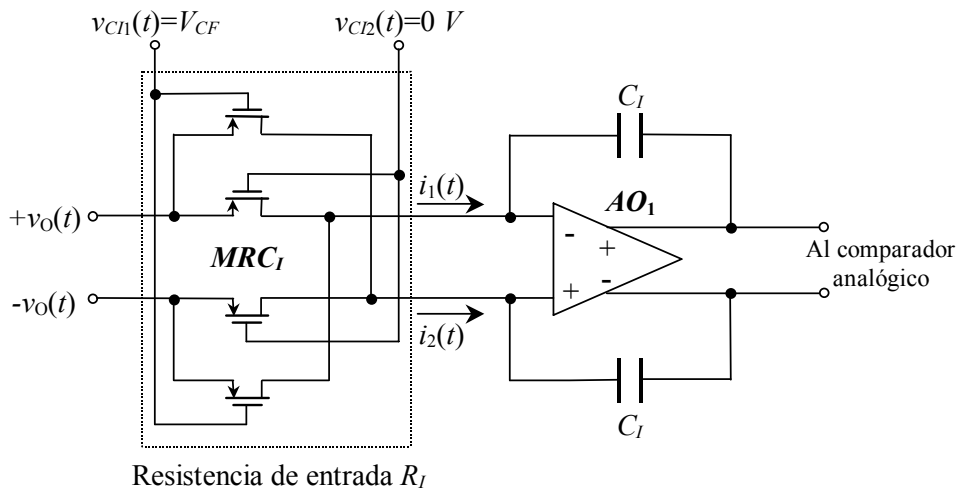


Fig. 4.41.- Integrador sintonizable mediante célula MRC. El circuito puede ser inversor o no, dependiendo de la polaridad de la diferencia de tensiones de control $V_{C1}-V_{C2}$.

A partir de esta figura, la función de transferencia será:

$$H(s) = -\frac{1}{R_I C_I s} \tag{4-83}$$

y, por tanto, la frecuencia de ganancia unidad vendrá dada por:

$$\omega_o = \frac{1}{R_I \cdot C_I} = \frac{1}{\frac{1}{K_I \cdot (V_{CI1} - V_{CI2})} \cdot C_I} = \frac{K_I}{C_I} \cdot (V_{CI1} - V_{CI2}) \quad (4-84)$$

Según esta ecuación, si se fija la tensión V_{CI2} a la mínima tensión de polarización (para que los transistores de canal p trabajen de forma adecuada en su zona óhmica), se tendrá que si el MRC que se utiliza en el integrador es igual que los MRC utilizados en los filtros *master* y *slave* para la sintonía de frecuencia (es decir, los parámetros K' , W y L son iguales) y la misma tensión de control $v_{CF}(t)$ que sintoniza la frecuencia central de ambos es aplicada también a este integrador, éste se sintonizará simultáneamente con aquéllos. De esta manera, se garantiza el correcto funcionamiento del integrador en todo el margen de sintonía frecuencial de los filtros.

2.- Desfasador Mediante Filtro Pasa-Todo Sintonizado.

A pesar de que la solución con integrador puede ser válida en simulación, no es una solución idónea en la práctica debido a que las tensiones de *offset* en el circuito podrían hacerlo saturar con relativa facilidad. Es por ello que se presenta una segunda alternativa considerada más robusta que la anterior, y que ha sido la llevada a cabo en el diseño microelectrónico implementado. El circuito consiste en una estructura de filtrado pasa-todo que, manteniendo una respuesta de magnitud constante en todo el margen frecuencial, presenta una respuesta de fase que es función de la frecuencia. La función de transferencia $H(s)$ genérica de primer orden responde a la expresión (4-85):

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s - \omega_c}{s + \omega_c} \quad (4-85)$$

donde se puede apreciar que se tiene un cero en el semiplano derecho y un polo en el semiplano izquierdo simétricos respecto del eje $j\omega$.

Un circuito básico en versión no balanceada que puede implementar la función de transferencia dada en (4-85), una vez escogidos adecuadamente los valores de sus parámetros, se presenta en la figura 4.42. Este circuito está formado por un par de constantes de tiempo, $R_1 \cdot C_1$ y $R_2 \cdot C_2$, que fijarán el cero y el polo respectivamente, más un amplificador operacional. En dicho circuito se tiene que la función de transferencia $H(s)$ viene dada por la expresión (4-86).

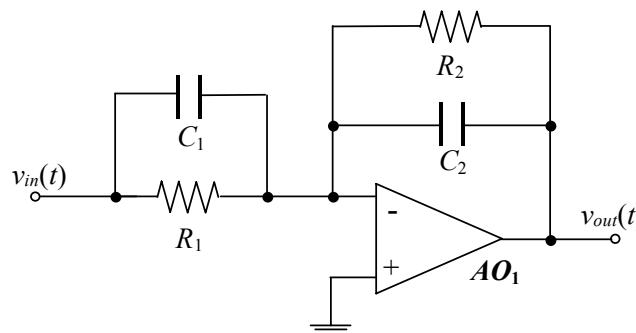


Fig. 4.42.- Desfasador que implementa una función pasa-todo de 1^{er} orden mediante un polo y un cero.

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_2 C_2 s + 1} = -\frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_1 C_1}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}} \quad (4-86)$$

A partir de esta expresión puede observarse que si se hacen iguales los condensadores ($C_1=C_2$) y los resistores cumplen $R_1=-R_2$, se conseguirá un cero en el semiplano derecho, obteniendo de esta manera ganancia unidad en toda la banda útil de trabajo del desfasador y un desfase de $\pi/2$ entre la señal de entrada y salida para una frecuencia de entrada $\omega=\omega_c$, donde dicha frecuencia vale:

$$\omega_c = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (4-87)$$

El valor negativo de la resistencia R_1 es fácilmente implementable mediante dispositivos MRCs. El desfasador completo *fully-balanced* diseñado se muestra en la figura 4.43, donde se aprecia que en cada una de las células MRC (realizadas con transistores *pMOS*) se ha fijado una de las tensiones de control a un nivel constante (que coincide con el valor de alimentación más baja $V_{EE}=0$ V). De esta manera, la frecuencia ω_c , a la cual se produce el desfase de $\pi/2$, puede ser ajustada mediante una única tensión de control ($v_{CTRL}(t)$), que es la misma tensión $v_{CF}(t)$ que ajusta la frecuencia central tanto del filtro *master* como del *slave*. Esta tensión modifica de igual forma los valores óhmicos de las resistencias implementadas (ambas iguales en valor absoluto) con los dispositivos MRC_1 y MRC_2 del circuito desfasador. En la figura se muestra como los valores de las tensiones de control en ambos MRC se han intercambiado, consiguiéndose así que la resistencia diferencial implementada R_1 por la célula MRC_1 tenga un valor negativo.

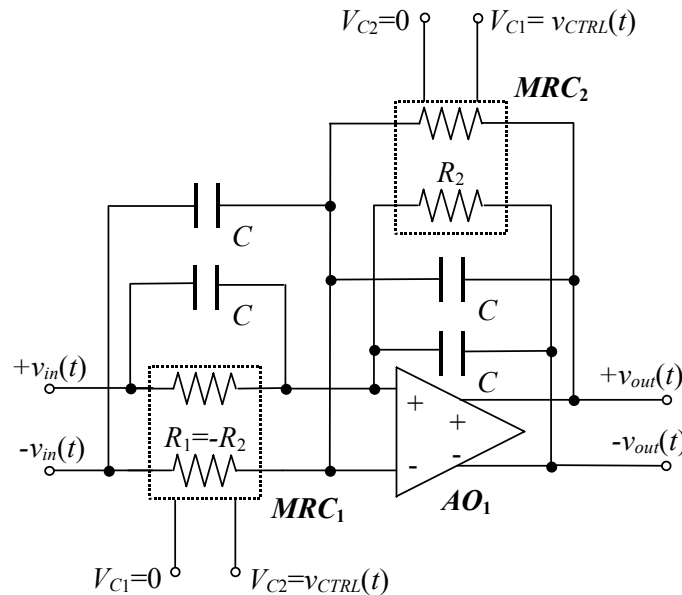


Fig. 4.43.- Desfasador sintonizable *fully-balanced* implementado con MRCs.

La figura 4.44 muestra el desfasador sintonizable *fully-balanced* implementando las células MRC con transistores *pMOS*. Los transistores de ambos MRC tienen

relaciones de aspecto de $2 \mu\text{m}/62 \mu\text{m}$, idénticas a la de los transistores de los MRCs (MRC_1 y MRC_3) que fijan la frecuencia central en la estructura TQE modificada de la figura 4.26. Los condensadores C de ambos circuitos son idénticos y de valor igual a 5 pF .

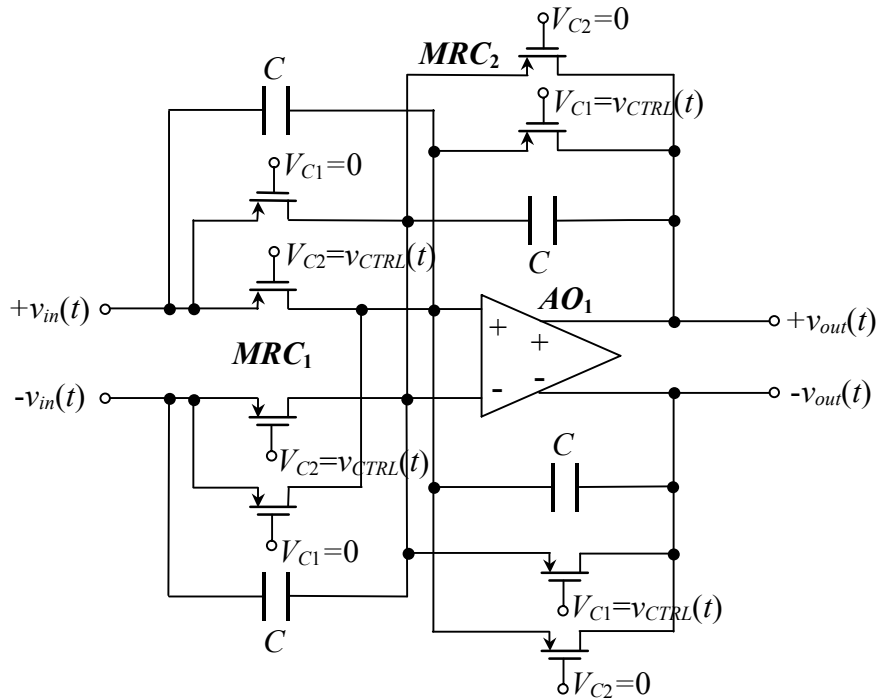


Fig. 4.44.- Desfasador sintonizable *fully-balanced* Implementando las células MRC con transistores *pMOS*.

Finalmente, el esquema íntegro del lazo de control de la frecuencia aparece en la figura 4.45, donde se muestra que la implementación que se ha llevado a cabo es totalmente diferencial. El desplazador de nivel 1 utilizado a la salida del comparador analógico 1 es el mostrado previamente en la figura 4.36. Por su parte, el desplazador de nivel 2 utilizado en la salida del integrador consiste en un seguidor de tensión análogo también al de la figura 4.36, aunque en este caso no balanceado, tal y como se aprecia en la figura 4.46. Dicho desplazador hace que los transistores del MRC que forma el multiplicador analógico trabajen en su zona óhmica para todo el margen de tensiones de salida del comparador 1.

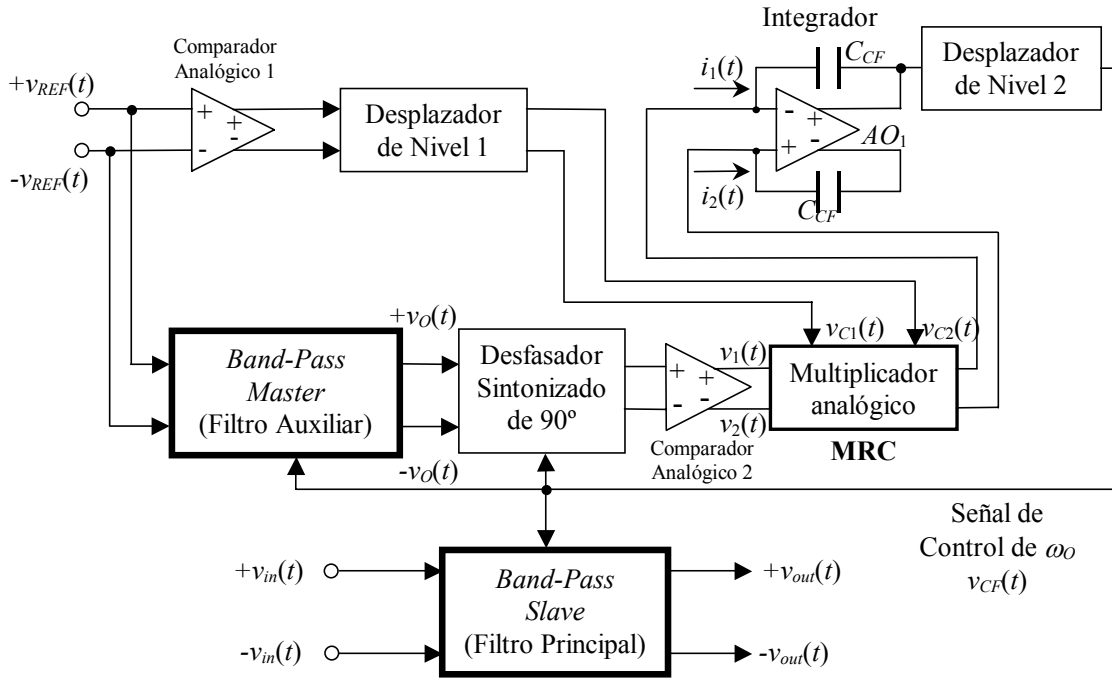


Fig. 4.45.- Diagrama de bloques del esquema completamente balanceado de sintonía en frecuencia diseñado mediante MRC como multiplicador analógico de cuatro cuadrantes.

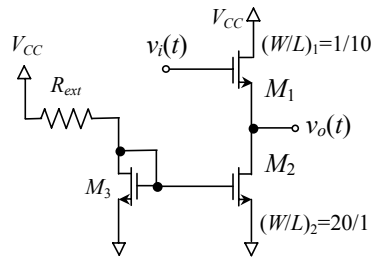


Fig. 4.46.- Estructura del desplazador de nivel 2 empleado en el lazo de control mostrado en la figura 4.45, compuesto por un circuito no balanceado.

Definido todo el proceso de diseño del lazo de sintonía de la frecuencia central del filtro pasa-banda, se describe en el siguiente apartado el diseño del lazo de control de Q .

4.8.- DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL PARA LA SINTONÍA DEL FACTOR DE CALIDAD Q.

Como se ha comentado anteriormente, cuando se tiene una frecuencia de entrada, ω_{REF} , coincidente con la frecuencia central del filtro, ω_0 , la ganancia del filtro es kQ , siendo k la constante de la función de transferencia general de 2º orden dada en la expresión (4-2). Puesto que dicha constante está dada por la relación de R_1 y R_{IN} mostrada en la expresión (4-10) y repetida a continuación:

$$k = \frac{R_1}{R_{IN}} \tag{4-10}$$

para el caso de la estructura empleada, y fijando el valor de ambas resistencias con la misma tensión de control $v_{CF}(t)$ del primer lazo, se hace que esta constante sea la unidad, supuestas las mismas características para las celdas MRC que las implementan R_1 y R_{IN} . De esta forma, el módulo de la función de transferencia para esta frecuencia será directamente Q , tal y como ya mostró la expresión (4-12):

$$|H(j\omega_o)|=k \cdot Q \Rightarrow |H(j\omega_o)|_{k=1} = Q \tag{4-12}$$

El sistema de control que se ha diseñado para ajustar y sintonizar el factor de calidad se basa en un sistema que detecta la amplitud de la señal de salida del filtro *master* y la compara con la amplitud (lo más estable posible) de una señal de referencia que se ha amplificado por un factor coincidente con el valor del factor de calidad Q deseado (consignado). Gracias a esta comparación se efectúa la acción de control necesaria para que la amplitud de salida del filtro siga a la amplitud amplificada de dicha señal de referencia. Esta filosofía de control se muestra en la figura 4.47.

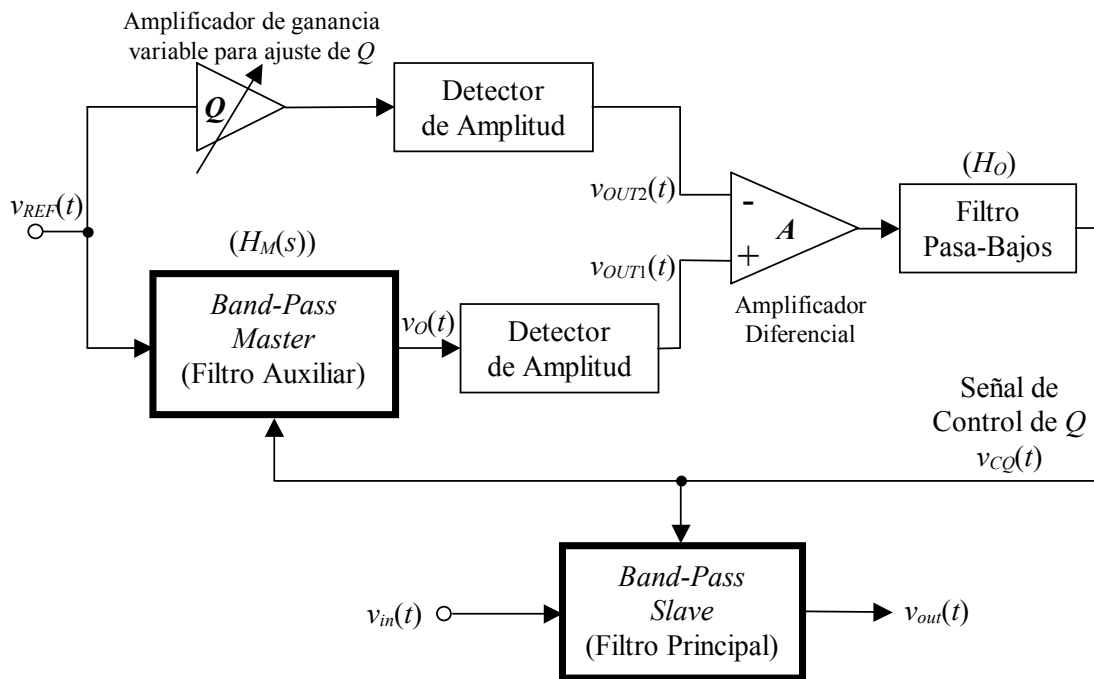


Fig. 4.47.- Esquema básico de sintonía del factor de calidad basado en un *M.L.L.* (*Magnitude Locked Loop*).

A partir del esquema de la figura 4.47 puede observarse que un bloque importante en este sistema es el detector de amplitud. Una posible implementación del mismo podría llevarse a cabo mediante un *detector no coherente* basado en un detector de pico mediante un diodo más un amplificador operacional; es decir, un detector de precisión (o “superdiodo”, como algunos autores lo llaman), tal como muestra la figura 4.48.

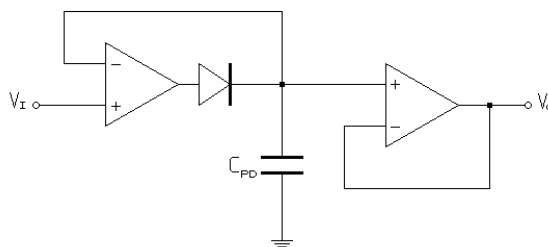


Fig. 4.48.- Posible realización de los detectores de amplitud del circuito de la figura 4.47 mediante detectores de pico no coherentes.

Ahora bien, aunque esta alternativa es del todo válida, ha de tenerse siempre en mente la tecnología de integración que se va a utilizar para diseñar el *chip*. En el caso de esta tesis doctoral, la implementación integrada se ha llevado a cabo en una tecnología CMOS, con lo cual la realización de diodos no es trivial, aparte de la gran cantidad de silicio necesaria para implementar los dos amplificadores operacionales. Por tanto, debe ingeniarse otra alternativa que sea igualmente válida, pero más eficaz en cuanto a área de silicio requerida. A continuación se explicará con detalle dos propuestas que se han desarrollado para la sintonización de Q .

4.8.1.- Primera Propuesta para el Diseño del Lazo de Control de Q .

Una primera alternativa que se ha empleado con éxito ha sido volver a utilizar bloques MRCs que actúen como multiplicadores analógicos de cuatro cuadrantes. Con ello se obtiene una considerable reducción del área empleada por los elementos detectores del valor de pico. El esquema de sintonía diseñado realiza una detección de amplitudes de la señal de salida del filtro *master* y de la señal de referencia amplificada ($Q \cdot V_{REF}$) mediante el uso de MRCs actuando como multiplicadores analógicos de cuatro cuadrantes. Obsérvese que, a diferencia del circuito de la figura 4.48, éstos multiplicadores actúan como *detectores coherentes*.

El esquema del principio básico de funcionamiento de esta primera alternativa para el lazo se presenta en la figura 4.49. El usuario fija la ganancia del amplificador Q mediante un nivel de tensión proporcional al factor de calidad Q deseado.

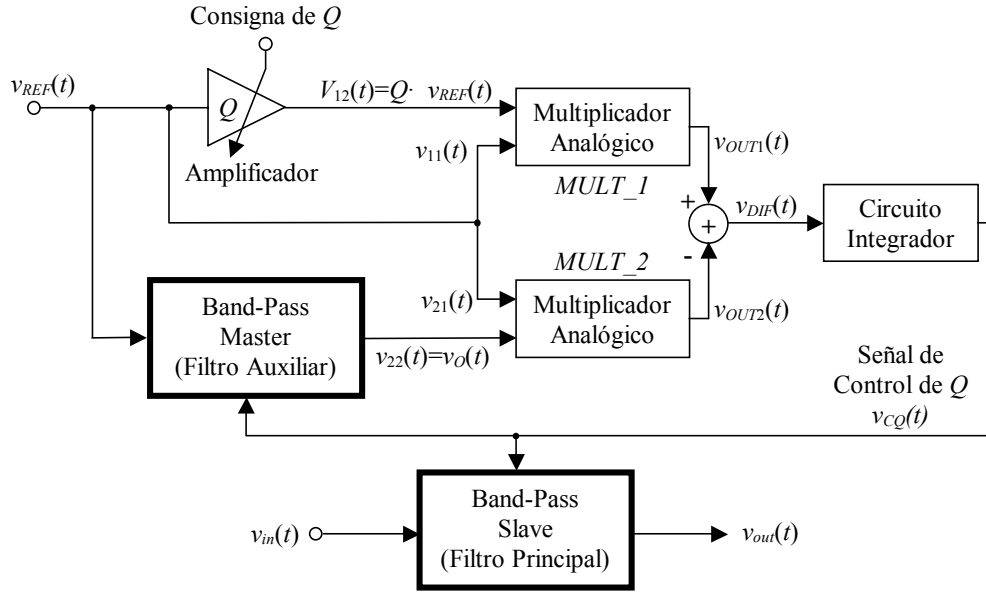


Fig. 4.49.- Diagrama de bloques básico para la realización del sistema de control del factor de calidad Q mediante detección de amplitudes con multiplicadores analógicos.

La justificación del funcionamiento de este esquema se presenta a continuación. El multiplicador ($MULT_1$ en la figura 4.49) de entradas $v_{11}(t)$ y $v_{12}(t)$ realiza el producto de la señal de entrada:

$$v_{11}(t) = v_{REF}(t) = V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-88)$$

por ella misma pero amplificada por una constante igual al factor de calidad Q que se quiere obtener; es decir:

$$v_{12}(t) = Q \cdot v_{REF}(t) = Q \cdot V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-89)$$

Por tanto, la salida de dicho multiplicador $v_{OUT1}(t)$ será:

$$\begin{aligned} v_{OUT1}(t) &= v_{11}(t) \cdot v_{12}(t) = Q \cdot V_{REF}^2 \cdot \cos(\omega_{REF}t) \cdot \cos(\omega_{REF}t) = \\ &= \frac{Q \cdot V_{REF}^2}{2} [\cos(2\omega_{REF}t) + \cos(0)] = \frac{Q \cdot V_{REF}^2}{2} [\cos(2\omega_{REF}t) + 1] \end{aligned} \quad (4-90)$$

Por otro lado, el segundo multiplicador ($MULT_2$ en la figura 4.49) de entradas $v_{21}(t)$ y $v_{22}(t)$ obtiene el producto de la señal de entrada:

$$v_{21}(t) = v_{REF}(t) = V_{REF} \cdot \cos(\omega_{REF}t) \quad (4-91)$$

con la señal directa de salida del filtro $v_O(t)$:

$$v_{22}(t) = v_O(t) = V_O \cdot \cos(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega)) \quad (4-92)$$

donde $\varphi_\varepsilon(\omega)$ es el desfase existente entre la señal de entrada y salida del filtro *master*. Así, la salida $v_{OUT2}(t)$ de este segundo multiplicador vendrá dada por:

$$\begin{aligned}
 v_{OUT2}(t) &= v_{21}(t) \cdot v_{22}(t) = V_{REF} \cdot V_O \cdot \cos(\omega_{REF}t) \cdot \cos(\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega)) = \\
 &= \frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} [\cos(2\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega)) + \cos(\varphi_\varepsilon(\omega))]
 \end{aligned}
 \tag{4-93}$$

Si ahora se hace la diferencia entre las dos salidas de ambos multiplicadores analógicos ($v_{OUT1}(t) - v_{OUT2}(t)$) quedará:

$$\begin{aligned}
 v_{DIF}(t) &= v_{OUT1}(t) - v_{OUT2}(t) = \\
 &= \frac{Q \cdot V_{REF}^2}{2} [\cos(2\omega_{REF}t) + 1] - \frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} [\cos(2\omega_{REF}t + \varphi_\varepsilon(\omega)) + \cos(\varphi_\varepsilon(\omega))]
 \end{aligned}
 \tag{4-94}$$

A partir de esta expresión puede observarse que aparece un término de continua de valor:

$$v_{DIF}(t)|_{DC} = \frac{Q \cdot V_{REF}^2}{2} - \frac{V_O \cdot V_{REF}}{2} [\cos(\varphi_\varepsilon(\omega))] = \frac{V_{REF}}{2} \cdot [Q \cdot V_{REF} - V_O \cdot \cos(\varphi_\varepsilon(\omega))]
 \tag{4-95}$$

y dos términos sinusoidales de frecuencia ($2 \cdot \omega_{REF}$). Si se realiza un filtrado pasa-bajos estos armónicos son eliminados, de forma que queda solamente la componente continua dada por (4-95) (sin considerar el posible rizado remanente del proceso de filtrado paso-bajos). Ésta será la señal de error del lazo de control del factor de calidad.

Obsérvese que si se supone que el lazo que controla la frecuencia ha enclavado ya la señal de salida del filtro con la señal de referencia (es decir, se tiene que el desfase entre ambas señales es nulo: $\varphi_\varepsilon(\omega) \rightarrow 0$) quedará a la salida $v_{CQ}(t)$ del integrador una tensión dada por:

$$\varphi_\varepsilon(\omega) \rightarrow 0 \Rightarrow \cos(\varphi_\varepsilon(\omega)) \rightarrow 1 \Rightarrow v_{CQ}(t) = \frac{V_{REF}}{2} \cdot \int_{-\infty}^t (Q \cdot V_{REF} - V_O) \cdot dt
 \tag{4-96}$$

Es decir, la tensión es proporcional a la integral de la diferencia entre el producto de la amplitud de la tensión de entrada por el valor de Q deseado y el valor de la amplitud de salida del filtro *master*.

Así, si esta diferencia es nula, se aprecia que automáticamente la señal de error generada también se anula. Si la consigna ($Q \cdot V_{REF}$) aumenta, porque el factor de calidad Q especificado también lo hace, la señal de error tenderá a incrementarse, actuando sobre el MRC_2 del filtro pasa-banda *master* (ver el filtro en la figura 4.26) y haciendo que la señal de salida de dicho filtro (y por tanto también del filtro *slave*) sea de mayor amplitud, corrigiendo dicho error. Si por contra el factor de calidad disminuye, la señal de error será menor, variando la polarización sobre el MRC_2 , y haciendo por tanto que la señal de salida tanto del *master* como del *slave* sean menores.

Al igual que en el anterior lazo de control, el filtro pasa-bajos se podría realizar mediante un integrador con pérdidas (con un polo en un punto adecuado, de manera que deje pasar la señal de error de interés, pero anule los armónicos de la expresión (4-94)). Ahora bien, para anular completamente el error del sistema en estado estacionario debe

añadirse una acción integral en el lazo, con lo cual el circuito de filtrado deberá ser un integrador puro.

Naturalmente, en el caso presentado, y al igual que en el lazo de sintonía de la frecuencia central, los dos multiplicadores analógicos han sido implementados mediante sendas células MRCs cuyas transconductancias, ambas idénticas, son de valor K . El esquema completo del lazo de control, completamente balanceado, queda tal y como se muestra en la figura 4.50.

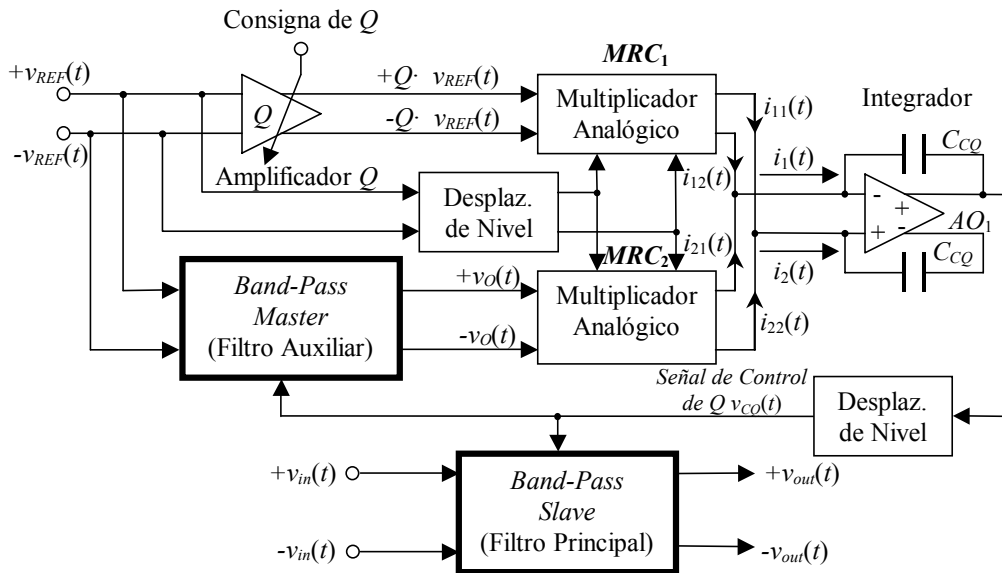


Fig. 4.50.- Esquema de sintonía del factor de calidad Q para la primera propuesta diseñada.

Obsérvese que como la salida de los multiplicadores es en forma de corriente ($i_{11}(t)$ e $i_{12}(t)$ para MRC_1 e $i_{21}(t)$ e $i_{22}(t)$ para MRC_2) la diferencia entre ambas señales se puede hacer de forma directa sin más que unir los nodos de salidas de ambos MRCs, tal y como se muestra en la figura. La única precaución es invertir los nodos de salida del MRC_2 que realiza uno de los dos productos, respecto a los nodos de salida del MRC_1 , para efectuar la diferencia entre las dos señales y no su suma. De esta forma se obtiene una tensión de control $v_{CQ}(t)$ cuyo valor es:

$$v_{CQ}(t) = \frac{KV_{REF}}{2C_{CQ}} \cdot \int_{-\infty}^t [Q \cdot V_{REF} - V_O \cdot \cos(\varphi_\varepsilon)] \cdot dt + V_{DCQ} \quad (4-97)$$

Téngase en cuenta que se necesita también realizar un acondicionamiento de las dos señales de entrada a los multiplicadores, para asegurar que en todo momento los MRCs trabajan en zona óhmica, así como también añadir un nivel de continua (V_{DCQ}) antes de aplicar la señal de control $v_{CQ}(t)$ a los MRC de los filtros *master* y *slave*.

Estos niveles de continua están proporcionados por los correspondientes bloques desplazadores de nivel, y que se muestran a continuación. El funcionamiento de los mismos es igual al descrito previamente para los desplazadores utilizados en el lazo de sintonía de frecuencia.

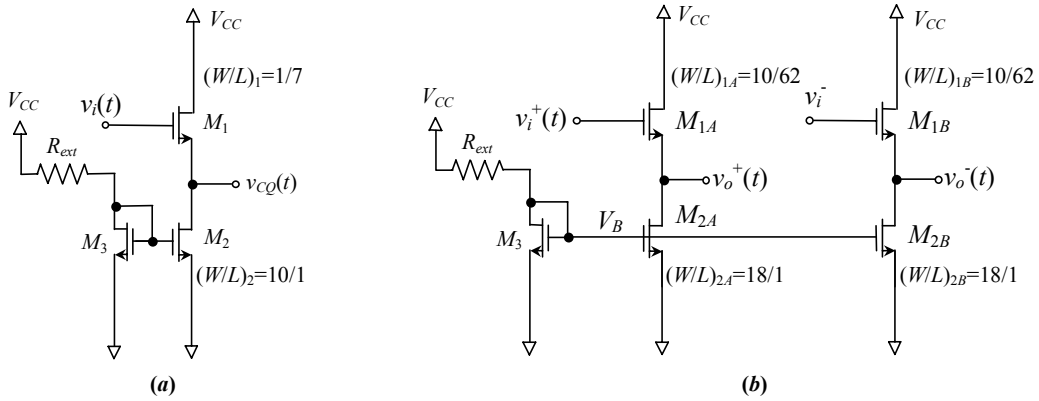


Fig. 4.51.- Estructura de los desplazadores de nivel utilizados en el esquema de control de Q mostrado en la figura 4.50: **(a)** No balanceado, situado a la salida del integrador del lazo de control de Q . **(b)** Balanceado, empleado a la entrada de las puertas de los transistores de los multiplicadores analógicos MRC_1 y MRC_2 .

Como ya se ha comentado, y tal y como se observa en la expresión (4-97), la tensión de control de Q ($v_{CQ}(t)$) depende del proceso de sintonía efectuado por el lazo de la frecuencia central (ω_0), a través del término $\cos(\varphi_\varepsilon)$ del segundo sumando de dicha expresión. Esta dependencia se puede observar en la figura 4.52, donde se muestra la superficie de la diferencia de corrientes de las salidas de los dos MRC que realizan el producto, normalizada a su valor máximo. La variable ‘desfase’ en la figura representa el desfase entre las señales de entrada y salida al filtro *master*, mientras que la amplitud de la señal de salida del filtro *master* está normalizada al producto QV_{REF} .

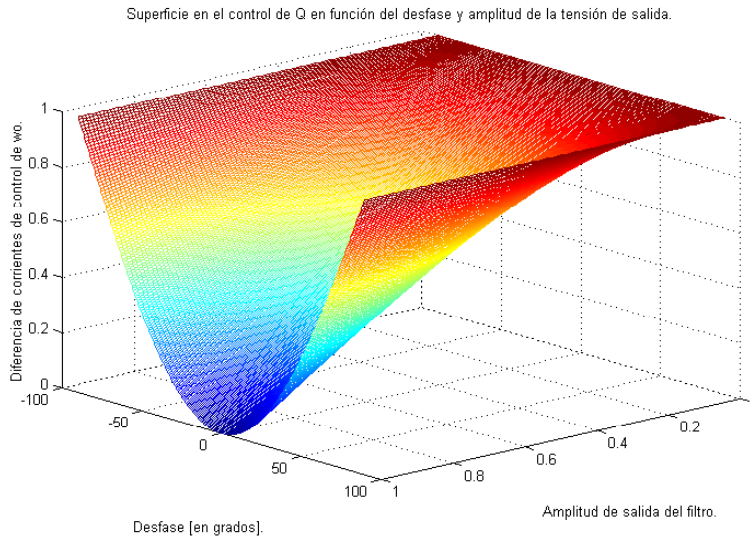


Fig. 4.52.- Superficie de la diferencia de corrientes de las salidas de los dos MRCs que realizan el producto de la figura 4.50, normalizada a su valor máximo. La variable ‘desfase’ representa el desfase entre las señales de entrada y salida al filtro *master*, mientras que la amplitud de la señal de salida del filtro *master* está normalizada al producto QV_{REF} .

Este hecho implica que el lazo de control de Q debe actuar cuando ya el lazo que fija la frecuencia central del filtro ha enclavado ésta (o está próximo a hacerlo) con la frecuencia de referencia (es decir, el desfase entre ambas cumple: $\varphi_\varepsilon(\omega) \rightarrow 0$). Si este lazo no ha anulado el error de fase, la acción de control generada sería más acentuada de lo necesario para poder anular el error en el lazo de Q .

En efecto, considérese el proceso de sintonía de Q de un filtro cuya respuesta frecuencial en un instante dado –sin sintonizar– fuera como la mostrada por la curva A de la figura 4.53, y la curva deseada para el mismo filtro fuera la B (a partir de la frecuencia de referencia f_{ref} introducida al *master* y de la consigna de Q).

Si el lazo de sintonía de frecuencia no ha sintonizado la frecuencia central en el momento en que actúa el lazo de Q , éste estará sensando una amplitud V_O muy inferior al valor que le correspondería con una señal de entrada de frecuencia igual a la frecuencia central del filtro f_O (punto D en el diagrama de Bode de la figura 4.53). A esto, además, se debería añadir el hecho de que el desfase para una frecuencia de entrada f_{ref} estaría lejos de ser próximo a cero (curvas de desfase de la figura 4.53). El resultado final es que, al ser el segundo sumando de la integral de la ecuación (4-97) mucho menor que el valor de referencia ($Q \cdot V_{REF}$), la acción de control $v_{CQ}(t)$ se acentuará más de lo necesario, pudiendo provocar problemas de márgenes dinámicos de la señal de salida (saturación de la misma) o de algún nodo intermedio en el filtro.

En cambio, si inicialmente el proceso de sintonía de frecuencia disminuyese su frecuencia de central f_O hasta f_{ref} (curva C), el lazo de sintonía de Q sensaría la amplitud a la frecuencia f_{ref} , que coincidiría con su frecuencia central. Así, se obtendría directamente un valor proporcional al factor de calidad inicial (Q_{act}), pues el valor de la señal de salida V_O sería $Q \cdot V_{REF}$, lo que haría que la acción de control $v_{CQ}(t)$ sobre los filtros *master* y *slave* fuera, a partir de la ecuación (4-97):

$$v_{CQ}(t) = \frac{KV_{REF}}{2C_{CQ}} \cdot \int_{-\infty}^t [Q \cdot V_{REF} - V_O] \cdot dt + V_{DCQ} = \frac{KV_{REF}^2}{2C_{CQ}} \cdot \int_{-\infty}^t [Q - Q_{act}] \cdot dt + V_{DCQ} \quad (4-98)$$

Es decir, la acción de control sería directamente proporcional a la diferencia entre el factor de calidad consignado (Q) y el factor real que tiene el filtro en el instante considerado (Q_{act}).

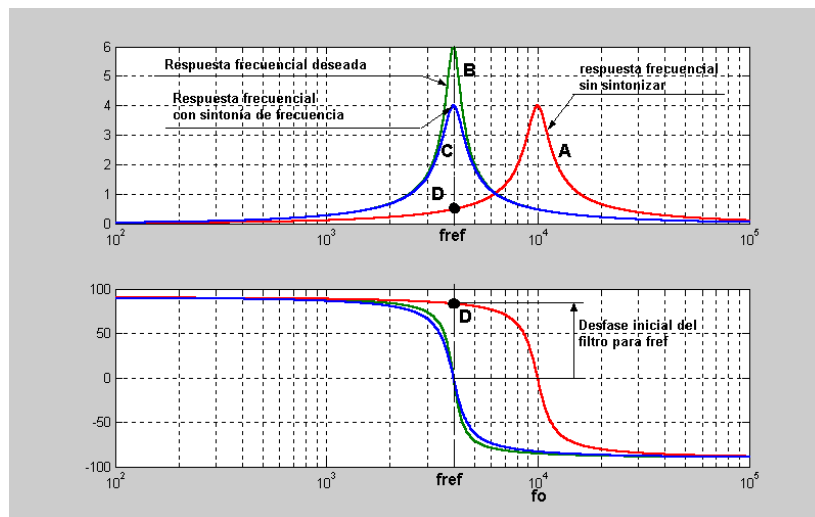


Fig. 4.53.- Proceso de sintonía de un filtro genérico pasa-banda desde su curva de respuesta frecuencial sin sintonizar (curva A) hasta la deseada (curva B), pasando por la curva intermedia (C).

Para minimizar esta interrelación entre los dos lazos de sintonía, pueden plantearse diferentes alternativas. Por ejemplo:

- Impedir la acción del lazo de control del factor de calidad mediante un ‘interruptor’ cuyo estado dependa de la actuación del lazo de control de la frecuencia, de manera que pase de *OFF* a *ON* solamente cuando se ha asegurado la sintonía de ω_0 . Este es un método complejo, puesto que este ‘interruptor’ será un dispositivo electrónico que dejará momentáneamente el segundo lazo de control abierto, cosa que, como en cualquier sistema retroalimentado, en ningún momento es recomendable. Además se necesita cierta circuitería adicional que vaya sensando en todo momento la variación del desfase entre señal de referencia y de salida del *master* para que, cuando su valor sea próximo a cero, conecte el interruptor a su posición *ON*, actuando el lazo que controla Q .
- Ralentizar la acción del lazo que controla el factor de calidad. Esto se puede conseguir fácilmente elevando la constante de tiempo de este lazo; es decir, aumentando el valor de los condensadores C_{CQ} del integrador de la figura 4.50, o disminuyendo la ganancia total de lazo, para así retardar su actuación respecto del lazo que controla la sintonía de la frecuencia.
- Modificar el lazo para anular la dependencia de la tensión de control de Q respecto el error de fase, de manera que el lazo que regula el valor de amplitud pueda trabajar convenientemente aun cuando el subsistema de control de la frecuencia no haya anulado completamente el error de fase entre señal de entrada y salida del filtro *master*. En el siguiente apartado se estudiará este nuevo método con más detalle.

4.8.2.- Segunda Propuesta para el Diseño del Lazo de Control de Q .

Para evitar en lo posible el problema de la dependencia de la tensión de control de Q respecto el error de fase, se presenta una solución (mostrada en la figura 4.54) que es la que finalmente se ha implementado en la presente tesis. El nuevo esquema de sintonía diseñado realiza también una detección de amplitudes a través de un par de productos, similar al caso anterior, pero con los factores de ambos productos diferentes.

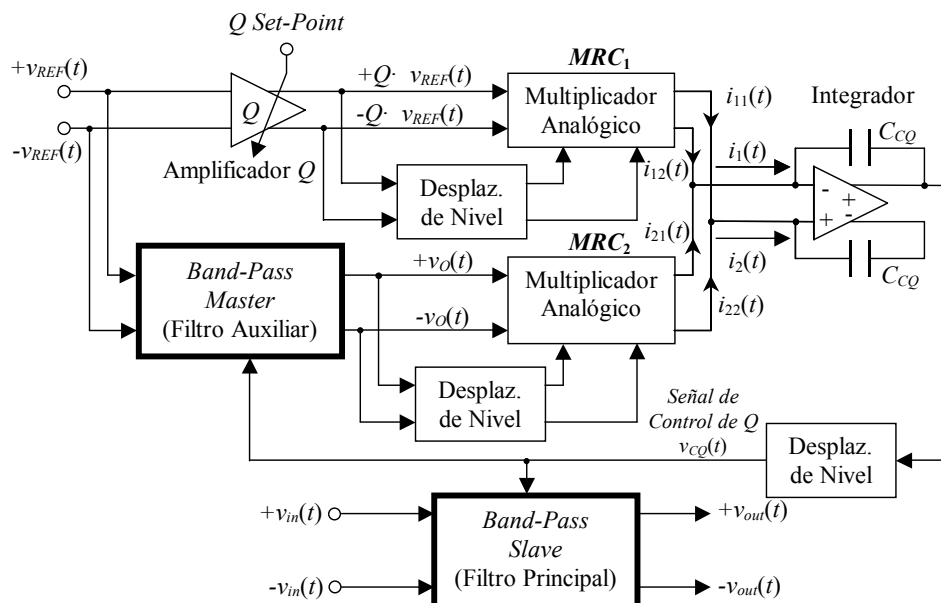


Fig. 4.54.- Esquema de sintonía diseñado para el factor de calidad Q para la segunda propuesta diseñada.

En efecto, fijada la ganancia del amplificador Q como en el caso anterior mediante un nivel de tensión proporcional al factor de calidad Q deseado, el multiplicador analógico MRC_1 realiza el cuadrado de la señal de referencia amplificada Q veces (es decir, de la señal $Q \cdot v_{REF}(t)$):

$$i_{11}(t) - i_{12}(t)|_{MRC1} = K \cdot Q^2 \cdot v_{REF}^2(t) = \frac{K \cdot Q^2 \cdot V_{REF}^2}{2} \cdot [\cos(2\omega_{REF}t) + 1] \quad (4-99)$$

Por otra parte, el multiplicador MRC_2 realiza el cuadrado de la señal de salida del filtro *master*:

$$i_{21}(t) - i_{22}(t)|_{MRC2} = K \cdot v_O^2(t) = \frac{K \cdot V_O^2}{2} \cdot [\cos(2\omega_{REF}t + \phi_\epsilon) + 1] \quad (4-100)$$

De forma idéntica al primer esquema de sintonía presentado en la figura 4.50, el integrador conectado a la salida de ambos multiplicadores realiza la doble función de obtener la diferencia entre las expresiones (4-99) y (4-100) y realizar el filtrado del nivel de continua de los armónicos. Dicho término DC , que es justamente la señal de control aplicada a los filtros *master* y *slave* para la sintonía de Q , viene dado por la diferencia entre el cuadrado de la amplitud deseada y el cuadrado de la amplitud que se tiene en cada instante a la salida del filtro, por tanto:

$$v_{CQ}(t) = \frac{K}{2C_{CQ}} \cdot \int_{-\infty}^t (Q^2 \cdot V_{REF}^2 - V_O^2) \cdot dt + V_{DCQ} \quad (4-101)$$

Si se compara esta expresión con la dada en (4-97) se aprecia que en este caso la tensión de control que fija o regula la amplitud de salida no depende del valor del desfase entre la señal de entrada y salida del filtro *master*, lo cual mejora significativamente la tarea de sintonía de Q . La superficie de la diferencia de corrientes de las salidas de los dos MRC que realizan el producto, normalizada a su valor máximo, se muestra en la figura 4.55. La variable ‘desfase’ en la figura representa el desfase entre las señales de entrada y salida al filtro *master*, mientras que la amplitud de la señal de salida del filtro *master* está normalizada al producto QV_{REF} .

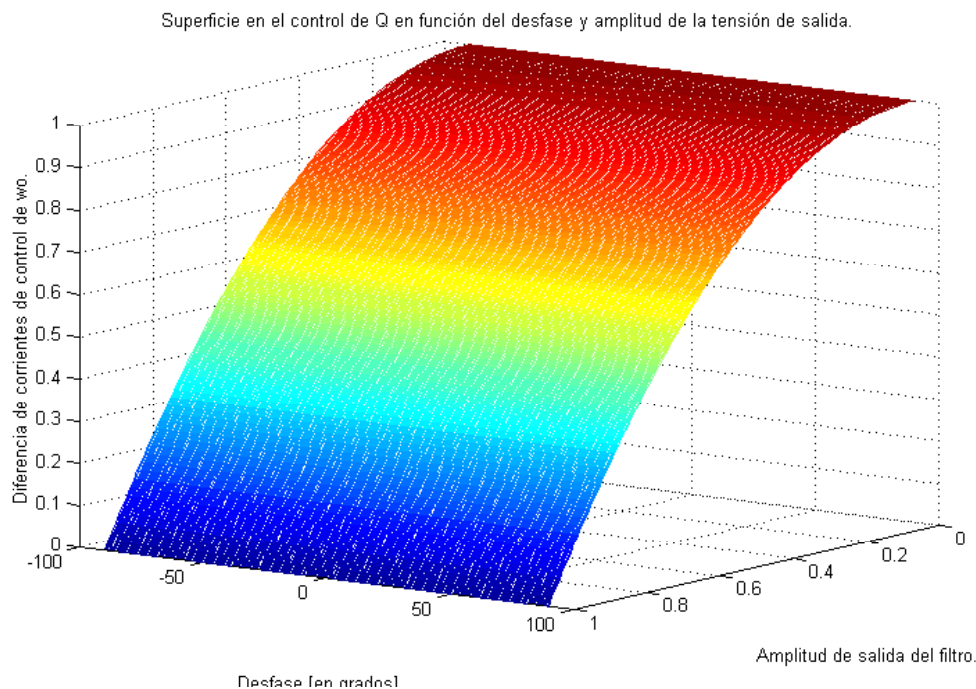


Fig. 4.55.- Superficie de la diferencia de corrientes de las salidas de los dos MRCs que realizan los productos de la figura 4.54, normalizada a su valor máximo. La variable ‘desfase’ representa el desfase entre las señales de entrada y salida al filtro *master*, mientras que la amplitud de la señal de salida del filtro *master* está normalizada al producto QV_{REF} .

En este caso se asegura que aunque el filtro no esté completamente sintonizado en frecuencia ($\cos(\varphi_\varepsilon) < 1$), la salida del filtro no supere el valor $Q \cdot V_{REF}(t)$, al contrario de lo que podría ocurrir en el primer caso de sintonía de Q que se había presentado (en el que cuando el lazo de Q está sintonizado se cumple $Q \cdot V_{REF} = V_O \cdot \cos(\varphi_\varepsilon)$ y, por tanto, $V_O > Q \cdot V_{REF}$ si $\cos(\varphi_\varepsilon) < 1$). Sin embargo, obsérvese que aun evitando esta dependencia del desfase entre las señales de referencia y de salida del filtro, bien es cierto que la tensión de control que fija Q sigue dependiendo del proceso de sintonía de la frecuencia. Efectivamente, aun estando perfectamente sintonizado el factor de calidad Q del filtro al valor deseado, si la frecuencia de referencia y la central están muy alejadas (por ejemplo provocado por un salto en la consigna de frecuencia), el detector de amplitud detectará una baja amplitud a la salida del filtro (es un filtro pasa-banda y por tanto, a cualquier frecuencia de entrada diferente de la central, la ganancia es inferior al máximo que marca el Q del filtro). Esto ocasionará una acción de control del lazo de Q que en absoluto correspondería a él realizar, sino al lazo que sintoniza la frecuencia central, el cual, y de forma paralela, estará actuando para efectuar su sintonización. Sin embargo, se puede afirmar que esta interrelación que existe entre ajustes de frecuencia y de factor de calidad es inevitable a tenor del estudio efectuado en la presente tesis (capítulo 6), debido a que en los procesos de sintonía de ambos parámetros, la amplitud de la señal de salida del filtro depende no sólo de la sintonía de Q , cosa por otro lado deseada, sino también de la sintonía de frecuencia ω_0 .

Respecto a la realización de los diferentes bloques que forman el lazo de sintonía de Q , y con la finalidad de conseguir la máxima homogeneidad y repetibilidad de células, los multiplicadores analógicos, circuito integrador y desplazadores de nivel

utilizados en este segundo lazo son análogos a los ya presentados en el apartado 4.7 para el lazo de sintonía de la frecuencia. Por su parte, el amplificador de Q de la figura 4.54, que determina el factor de calidad consignado al cual se desea sintonizar el filtro *slave*, se ha realizado con una estructura amplificadora basada en un amplificador de ganancia variable formado por un amplificador operacional más dos células MRC, tal y como muestra la figura 4.56.

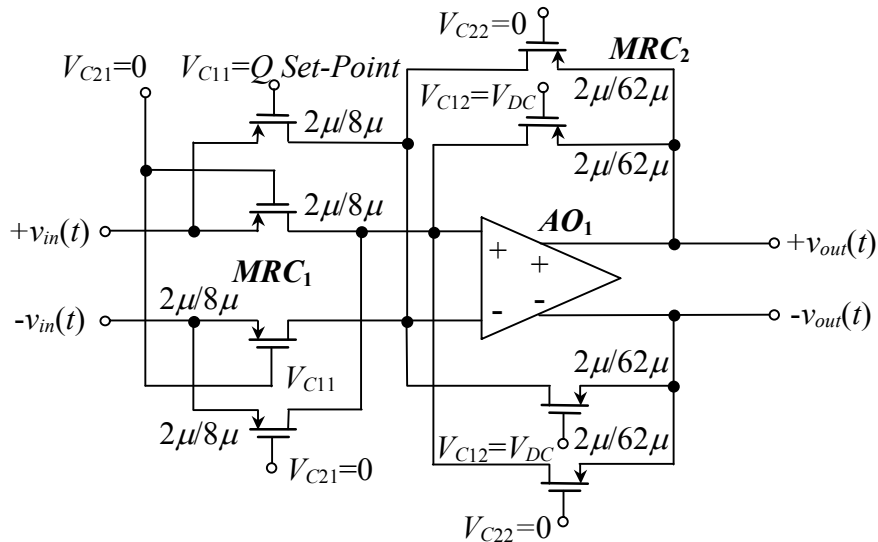


Fig. 4.56.- Estructura del amplificador de Q que fija la señal de consigna del factor de calidad a la entrada del multiplicador analógico de la figura 4.54.

La tensión de control que fija el factor de calidad queda aplicada a los terminales V_{C11} de la célula MRC_1 (con transistores de relación de aspecto $W/L=2/8$), mientras que el potencial V_{C12} de MRC_2 se sitúa a un nivel de DC adecuado (V_{DC}) para poder fijar sin problemas la consigna de Q desde el valor mínimo hasta el máximo especificado.

4.9.- RESULTADOS ADICIONALES DE SIMULACIÓN.

Finalmente, y antes de presentar en el próximo capítulo las medidas experimentales del filtro diseñado e implementado, en este apartado se muestran algunos resultados de simulaciones *post-layout*. La figura 4.57 muestra un ejemplo de transitorio de sintonía, donde se aprecia la entrada y salida del filtro *master* (trazas superiores), así como las señales de control de Q y ω_0 (trazas inferiores). Los valores iniciales de f_0 y Q son 8 kHz y 1 , respectivamente, y las consignas (es decir, los valores finales a los que tiende la sintonía del filtro) son 10 kHz y 10 . Obsérvese el hecho que se ha venido comentando a lo largo de este capítulo sobre la diferencia en la velocidad de sintonía de ambos lazos. Mientras que la sintonía de frecuencia se efectúa en unos pocos períodos de la señal de entrada (alrededor de 1 ms para la simulación de la figura 4.57), el proceso de sintonía del factor de calidad se realiza en un tiempo considerablemente mayor. La duración de ambos procesos de sintonía puede ser controlada respectivamente mediante los condensadores C_{CF} (figura 4.45) y C_{CQ} (figura 4.54) que, en el prototipo diseñado e implementado, se han colocado *off-chip*.

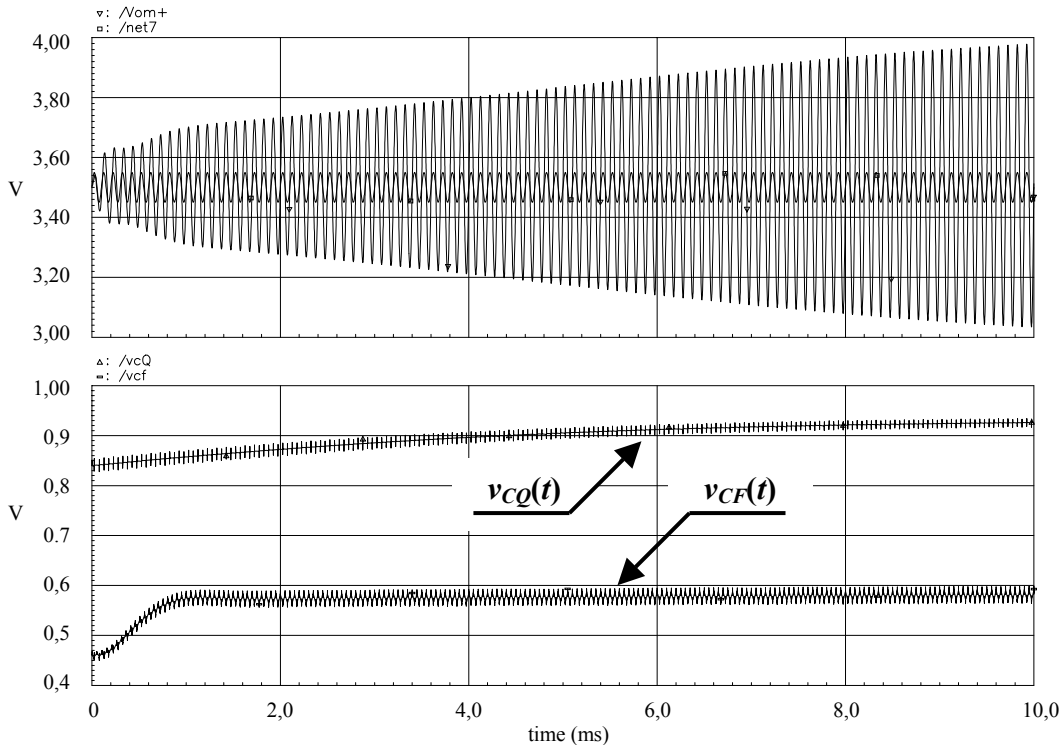


Fig. 4.57.- Resultados de simulación *post-layout* del filtro. Transitorio de sintonía, donde se muestra la entrada y salida del filtro *master* (trazas superiores), así como las señales de control de Q y ω_0 (trazas inferiores). Los valores iniciales de f_0 y Q son 8 kHz y 1, respectivamente, y las consignas (valores finales a los que tiende la sintonía) son 10 kHz y 10.

Un detalle de la sintonía en frecuencia del filtro pasa-banda implementado se muestra a continuación. En este caso, el valor inicial de la frecuencia central f_0 es de 8 kHz, mientras que la señal de referencia introducida al filtro *master* es de 2 kHz.

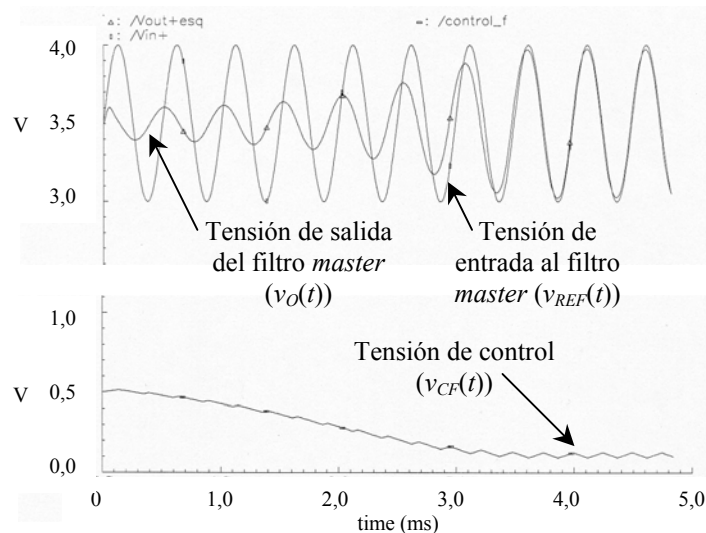


Fig. 4.58.- Detalle de simulación *post-layout* de la sintonía de frecuencia para el filtro pasa-banda llevado a cabo. El valor inicial de la frecuencia central f_0 es de 8 kHz, mientras que la señal de referencia introducida al filtro *master* es de 2 kHz.

La figura 4.59 representa el proceso de sintonía a una frecuencia de 200 Hz, con un factor de calidad de 5. Puede apreciarse el transitorio que tiene lugar en la tensión de

salida del filtro *master* (V_{out} en la gráfica superior) hasta alcanzar el enganche en fase y la amplitud deseada. Recuérdese que el valor de Q representa directamente la relación entre la tensión de salida del filtro (V_{out}) y la de entrada (V_{in}), ya que la frecuencia de referencia coincidirá con la frecuencia central del filtro una vez ésta haya sido sintonizada. En esta simulación se aplica un tono de entrada de 100 mV de pico y 200 Hz de frecuencia, y el lazo que fija el factor de calidad consigue que la salida llegue hasta el valor prefijado de 500 mV de pico.

En la segunda gráfica de esta misma figura se muestran las tensiones de control que se aplican directamente tanto a *master* como *slave*. Por un lado se tiene la tensión $v_{CF}(t)$ que fija la frecuencia central de los filtros. Por otro lado está representada la tensión $v_{CQ}(t)$ que fija el factor de calidad. Un aspecto importante a tener en cuenta es el referente al rizado que se aprecia en la señal $v_{CF}(t)$. Este rizado depende de dos parámetros principalmente: de la ganancia de lazo y de las capacidades de filtrado a la salida del multiplicador analógico (condensadores C_{CF} de la figura 4.45). Téngase en cuenta que si este rizado es demasiado grande, puede llegar a tenerse cierto error de sintonía no deseado. Naturalmente interesa por tanto que estos condensadores de filtrado sean de valor elevado, aun a sabiendas que esto significa ralentizar la dinámica del sistema; es decir, el proceso de sintonía. Todas estas figuras han sido obtenidas a partir de simulaciones donde se han utilizado condensadores de filtrado en los lazos de 100 nF . Este valor refleja que *a priori* dichas capacidades deberán de ser *off-chip*, o utilizar otras estrategias si quiere obtenerse un circuito integrado práctico sin necesidad de tener que conectar condensadores externos, como circuitería de multiplicación de capacidad efectiva similar a la técnica realizada, por ejemplo, en [OSA99].

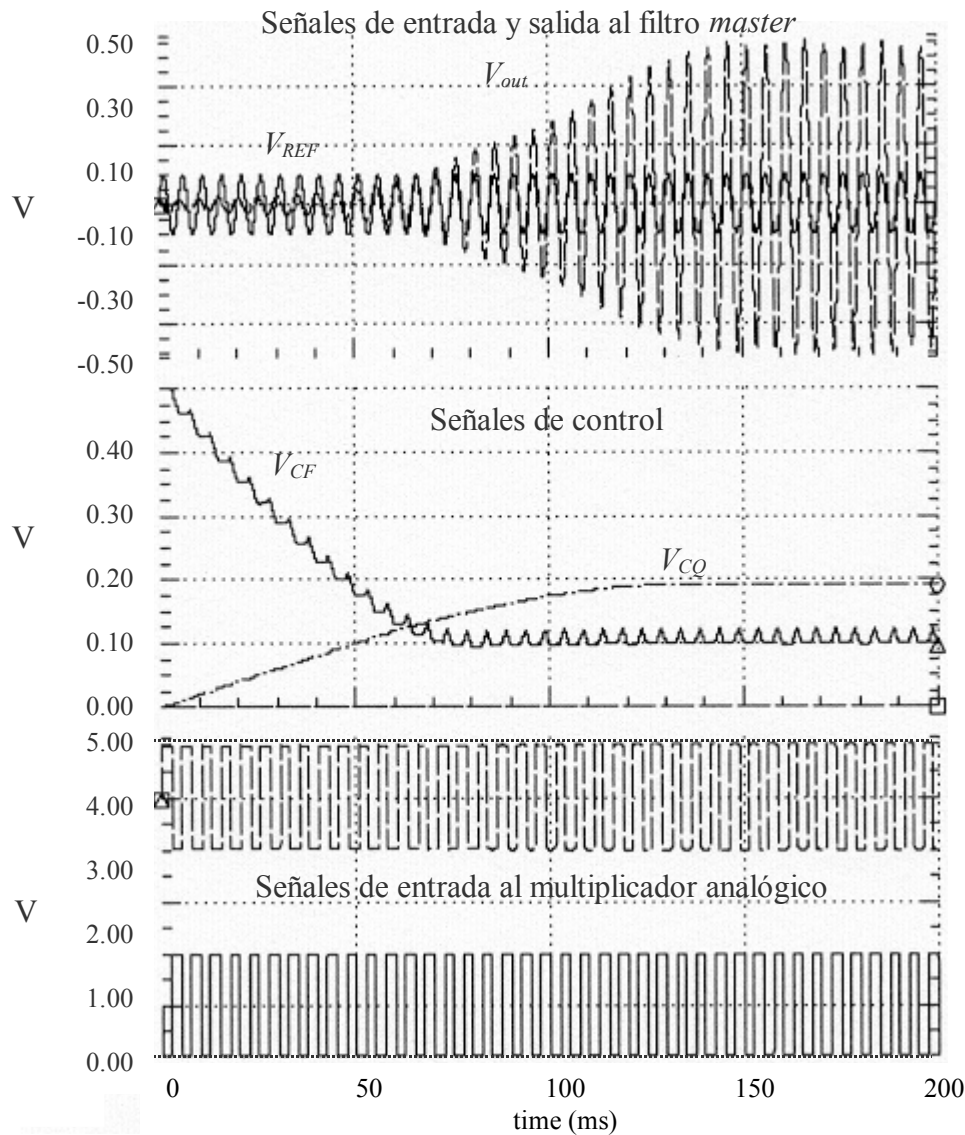


Fig. 4.59.- Proceso de sintonía, incluyendo el transitorio inicial, para una frecuencia de 200 Hz y $Q = 5$, con entradas recuadradas al *MRC* multiplicador.

En la tercera gráfica de esta figura pueden verse las tensiones de entrada al *MRC* multiplicador, convenientemente separadas en amplitud para que sus transistores trabajen en zona óhmica. La figura 4.60 presenta un *zoom* detallado de las gráficas de la figura 4.59 cuando el sistema está ya sintonizado, tanto en frecuencia como en amplitud. Obsérvese que las entradas al *MRC* multiplicador están en cuadratura cuando la sintonía se ha llevado a cabo.

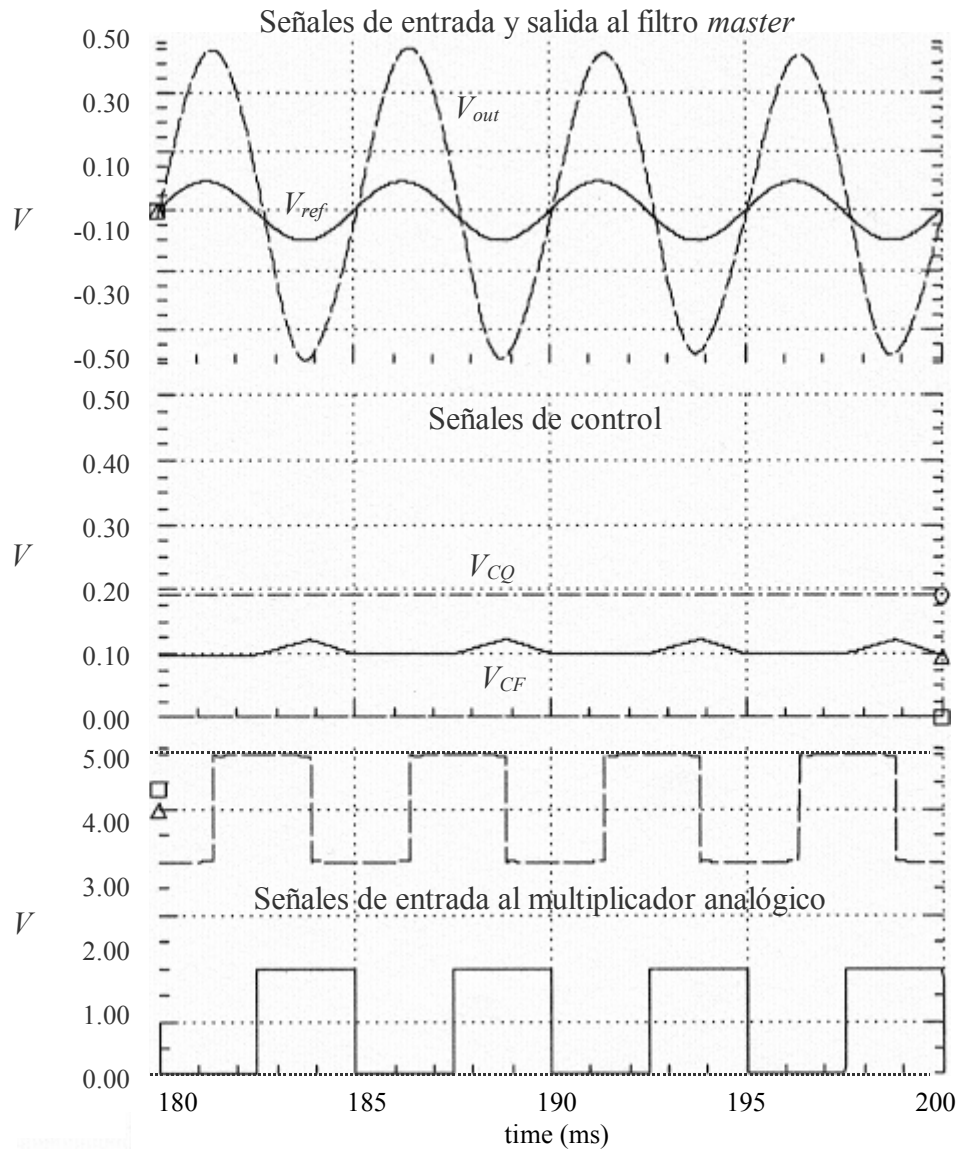


Fig. 4.60.- Zoom de la figura 4.59 cuando el sistema está sintonizado (para una frecuencia de referencia de 200 Hz y $Q = 5$, con entradas cuadradas al MRC multiplicador).

Finalmente, la figura 4.61 muestra una simulación *postlayout* del proceso de sintonía a una frecuencia de 5 kHz a partir de una frecuencia central del filtro inicial de 8 kHz, manteniendo el factor de calidad $Q=1$. Se aprecian superpuestas, además de las señales de entrada y salida al filtro *master* y la tensión de control de sintonía de frecuencia ($v_{CF}(t)$), las señales recuadradas provenientes de los dos comparadores diferenciales que se introducen al multiplicador analógico que realiza la detección de fase en el lazo de sintonía de frecuencia.

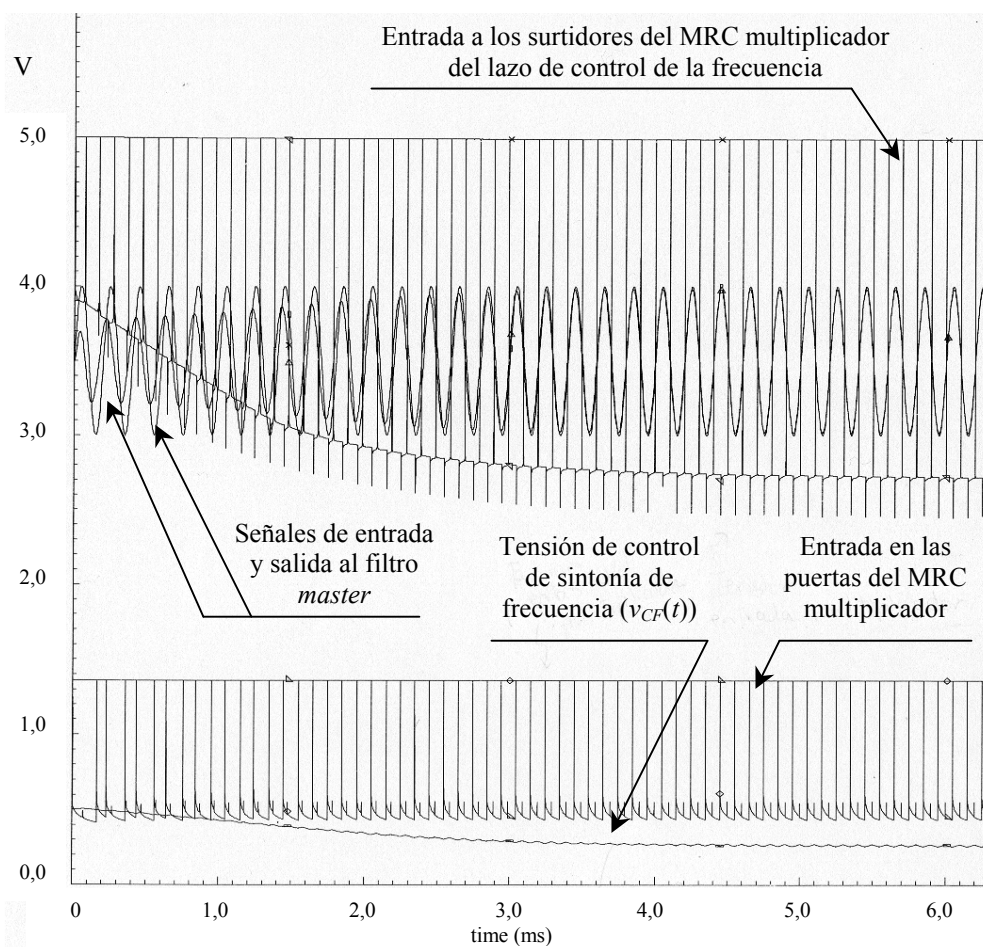


Fig. 4.61.- Simulación del proceso de sintonía donde se aprecian, además de las señales de entrada y salida al filtro *master* y la tensión de control de sintonía de frecuencia ($v_{CF}(t)$), las señales recuadradas provenientes de los dos comparadores diferenciales y que se introducen al multiplicador analógico que realiza la detección de fase en el lazo de sintonía de frecuencia.

4.10.- CONSIDERACIONES FINALES.

En este capítulo se ha expuesto en detalle el estudio, diseño e implementación de un filtro de tiempo continuo pasa-banda con sintonía automática. Los lazos de sintonía llevados a cabo en la presente tesis contienen una serie de alternativas novedosas que optimizan los procesos de sintonía tanto de la frecuencia central como del factor de calidad del filtro pasa-banda. En particular, cabe citar las siguientes:

- 1.- Se han diseñado los lazos de control teniendo en cuenta las posibles interrelaciones que existen entre el proceso de ajuste de frecuencia del filtro y del factor de calidad.
- 2.- Se ha evitado el utilizar detectores de amplitud basados en amplificadores y diodos y, en su lugar, se ha realizado la detección de amplitud en base a multiplicadores analógicos consistentes en la versátil estructura MRC que se analizó en detalle en el capítulo 3. Esta alternativa conlleva, además de una menor área de silicio ocupada por los detectores, una homogenización del diseño, al ser una célula utilizada tanto en los filtros *master* y *slave* como en sus lazos de control.

- 3.- Para obtener señales de entrada y salida del filtro *master* en cuadratura, se ha presentado una nueva estructura consistente en un desfasador sintonizable, necesaria en la sintonía de frecuencia, que implementa un par polo-cero simétrico respecto al eje $j\omega$ del plano s , gracias, por un lado, a la fácil realización de resistencias diferenciales negativas mediante el MRC y, por otro, a la posibilidad de sintonía del mismo.
- 4.- Para eliminar cualquier información en el lazo de control de la frecuencia procedente de la amplitud de las señales de entrada y salida al filtro *master*, se han diseñado comparadores que recuadran dichas señales.
- 5.- Se han realizado desplazadores de nivel para la adecuación de las señales a la entrada de las diferentes células MRC que actúan como multiplicadores o como resistencias controladas electrónicamente.

En el siguiente capítulo se exponen los resultados experimentales del prototipo implementado que corroborarán los resultados de simulación presentados en el presente capítulo.