

# Diseño e Implementación de un Filtro MRC-C con Sintonía Automática *On-Chip*

Herminio Martínez, Eva Vidal, Eduard Alarcón, Alberto Poveda.

Dep. de Ingeniería Electrónica. Universidad Politécnica de Cataluña (UPC).

C/ Gran Capitán s/n, Edificio C4, 08034 Barcelona, Spain.

E-mail: [herminio.martinez@upc.es](mailto:herminio.martinez@upc.es) Tel: +34.934.137.290. Fax: +34.934.137.401.

## Resumen

En el presente artículo se describe el diseño e implementación de los lazos de sintonía (tanto del que fija la frecuencia central como del que fija el factor de calidad) de un filtro pasa-banda de tiempo continuo *fully-balanced* para aplicaciones de audio basado en una modificación de la estructura TQE (*Transimpedance Q-Enhancement*). El circuito ha sido diseñado y fabricado en tecnología CMOS de 0,8  $\mu\text{m}$  y se han utilizado células del tipo MRC (*MOS Resistive Circuit*) para poder implementar las resistencias sintonizables electrónicamente. Los resultados experimentales obtenidos para dicha tecnología validan la funcionalidad del circuito de sintonía.

## 1.- Introducción

En una implementación de un filtro analógico de tiempo continuo, donde idealmente todos los componentes están integrados en el *chip*, y donde se han de tener en cuenta grandes tolerancias en el proceso de fabricación y cambios causados por derivas de temperatura, por envejecimiento y por variaciones de la tensión de alimentación del circuito integrado, se hace indispensable la integración de un sistema de sintonía o control automático en el mismo *chip* (*On-chip Automatic Tuning*) [1], [2], [3], [4]. Este sistema debe hacer que el mismo filtro se auto-sintonice automáticamente ante cualquier variación de los parámetros respecto de sus valores idealmente diseñados.

En el presente artículo se describe un sistema de autosintonía de un filtro pasa-banda para aplicaciones de procesado adaptativo de audio. La autosintonía pretende no sólo corregir los errores de tolerancias y derivas anteriormente comentados, sino también variar la frecuencia central ( $\omega_0$ ) y el factor de calidad  $Q$  del filtro pasa-banda de forma dinámica. Junto a la descripción de los dos lazos de control diseñados que ajustan las posibles variaciones de dichos parámetros, se presenta la modificación efectuada sobre el filtro TQE realizada para independizar completamente dichos controles.

## 2.- Filtro MRC-C a Sintonizar

La estructura original del filtro MRC-C que se ha llevado a cabo es la conocida como TQE [5] (representada en la figura 1 si no se tiene en cuenta la etapa amplificadora de ganancia  $G$  del lazo de realimentación, en trazo gris). Dicha estructura presenta un doble lazo de realimentación que posibilita la obtención de elevados factores de calidad  $Q$ . Si bien el circuito puede presentar entrada de baja impedancia (de ahí el término '*transimpedance*'), añadiendo en la

estructura la resistencia  $R_{IN}$  se dispone de entrada en tensión. La elección de una estructura MRC-AO frente a estructuras OTA-C para aplicaciones de audio se debe al mayor margen dinámico que presenta la primera junto a las ventajas del uso de la realimentación local tales como mejora en las impedancias de entrada y salida. Si se considera  $R_1 = R_3$  y condensadores iguales, de valor  $C$ , la frecuencia central  $\omega_0$  y el factor calidad  $Q$  vienen determinados por las expresiones dadas en (1) (considerando  $G = +1$ ):

$$\text{Si } R_1 = R_3 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} \quad Q = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (1)$$

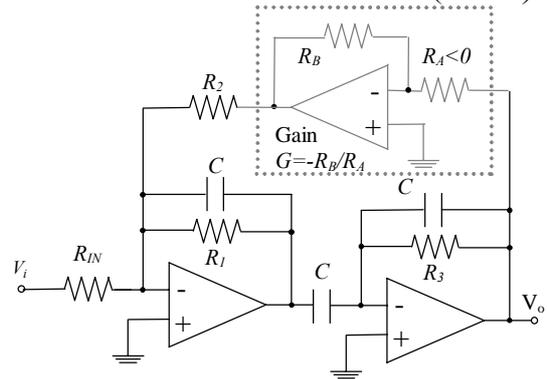


Fig. 1.- Filtro pasa-banda con la nueva estructura propuesta.

Como se observa en la ecuación (1), la resistencia  $R_1$  que fija la frecuencia central también afecta a la sintonización del factor de calidad. Para evitar esta dependencia, y dejar así los dos ajustes (el de  $\omega_0$  y  $Q$ ) independientes, se ha modificado el circuito, añadiendo una etapa de ganancia  $G$  (dentro del trazo en línea discontinua de la figura 1), en el lazo principal de realimentación. En este nuevo filtro, la frecuencia  $\omega_0$  viene dada por (1), pasando a valer el factor de calidad  $Q$ :

$$Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{\left(2 - \frac{R_B}{R_2}\right)} \quad \text{con} \quad G = -\frac{R_B}{R_A} = \frac{R_B}{R_1} \quad (2)$$

$R_A = -R_1$

De esta forma, si la resistencia  $R_A$  tiene un valor idéntico a  $-R_1$ , la variación de esta última (que modificará la frecuencia central  $\omega_0$  del filtro) no afectará al factor de calidad  $Q$ , pudiéndose éste sintonizar únicamente con  $R_2$ , consiguiendo así que ambos controles puedan ser completamente independientes entre sí. El valor negativo de

$R_A$  es fácilmente implementable, tal y como se comenta en la siguiente sección.

### 3.- Implementación de las Resistencias Controlables Electrónicamente

Para realizar la sintonía automática del filtro de tiempo continuo, debemos implementar las resistencias con dispositivos controlados electrónicamente. Entre las opciones tecnológicas disponibles se ha escogido la celda conocida como 'Circuito Resistivo MOS' (MRC), representado en la figura 2.a [6],[7]. Considerando como condiciones necesarias para su correcta operación que las tensiones en los dos terminales de salida de la estructura sean idénticas ( $V_3=V_4$ ) [8], y que los transistores trabajen siempre en zona óhmica, en primera aproximación el MRC implementa un par de resistencias iguales (figura 3.b), cuyo valor depende de la tecnología (producto  $\mu \cdot C_{ox}$ ), de las dimensiones de los transistores (relación  $W/L$ ) y de las tensiones aplicadas a los terminales de puerta ( $V_{C1}, V_{C2}$ ), tal y como muestra la ecuación (3).

$$R_{di} = \frac{V_1 - V_2}{I_1 - I_2} = \frac{1}{\mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{C1} - V_{C2})} = \frac{1}{K \cdot (V_{C1} - V_{C2})}$$

con:  $K = \mu \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}$  (3)

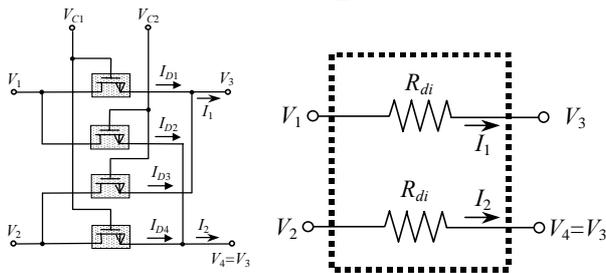


Fig. 2.- (a) Estructura del Circuito Resistivo MOS (MRC). (b) Modelo ideal para el MRC.

Como puede apreciarse en (3), la implementación de resistencias negativas es realizable mediante un simple cambio de polaridad en la diferencia de las tensiones de control ( $V_{C1}-V_{C2}$ ). En [9] y [10] se estudian los efectos no ideales que afectan el comportamiento de la célula MRC. Uno de estos efectos consiste en la influencia de la tensión de modo común presente en los terminales de entrada. Para minimizar estos efectos así como mejorar el rechazo al ruido y las interferencias, el diseño final del filtro se ha llevado a cabo mediante una estructura completamente balanceada (*fully-balanced*), tal y como se aprecia en la figura 3.

En cada una de las células MRC, realizadas con transistores PMOS, se ha fijado una de las tensiones de control a un nivel constante (coincidente con el valor de alimentación más baja  $V_{EE}=0$  V). De esta manera, los parámetros  $\omega_0$  y  $Q$  se pueden fijar (de forma independiente, como se ha dicho anteriormente) mediante dos únicas tensiones de control ( $V_{C1}=V_{CF}$  y  $V_{C3}=V_{CQ}$ ).

$$\text{Si } R_1 = R_3 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{(R_1 \cdot C)} = \frac{K}{C} \cdot V_{CF} \quad (4)$$

$$\text{y si } R_A = -R_1 \Rightarrow Q = \frac{1}{\left(2 - G \cdot \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{1}{2 - R_B \cdot K \cdot V_{CQ}} \quad (5-a)$$

En esta expresión puede observarse que al implementarse  $R_B$  con otro MRC de valor  $R_B = 1/K \cdot V_{CB}$ , la constante  $K$  se anula en dicha ecuación, y el factor de calidad depende de una nueva tensión de control  $V_{CB}$ , tal y como muestra la ecuación 5-b.

$$Q = \frac{1}{2 - \frac{V_{CQ}}{V_{CB}}} \quad (5-b)$$

Esta tensión da un grado de libertad adicional, pudiéndose dejar como valor fijo (como es el caso de este prototipo), o utilizarse como un terminal adicional de control.

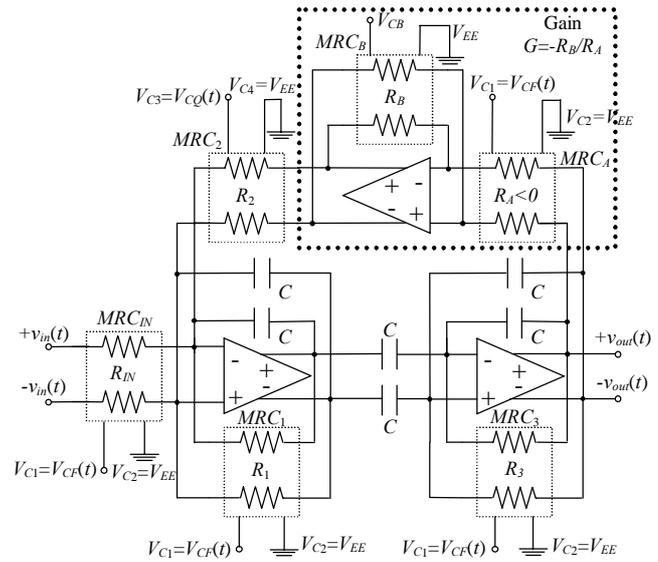


Fig. 3.- Filtro pasa-banda de 2º orden MRC-C completamente balanceado con controles independientes.

### 4.- Diseño del Lazo de Control para la Sintonía de la Frecuencia Central

La estrategia de sintonía de  $\omega_0$  consiste en un ajuste indirecto basado en la estructura conocida como 'master-slave' [11]. El filtro principal (denominado *slave*) realiza el proceso de filtrado de la señal de interés. Por su parte, al filtro *master*, que se encuentra insertado en los lazos de control de sintonía de  $\omega_0$  y  $Q$ , se le aplica una señal sinusoidal de referencia, cuya frecuencia (lo más estable posible) será la misma a la cual se pretende sintonizar el filtro. En el diseño que se presenta ambos filtros son idénticos, de manera que los propios errores del filtro *slave* tenderán a minimizarse mediante las señales de control aplicadas a los mismos.

El subsistema de control de frecuencia está compuesto básicamente por un detector de fase (multiplicador analógico) y un filtro pasa-bajos (figura 4). Este lazo compara la respuesta del *master* con la señal de referencia  $V_{REF}$ , generando así una señal de control de frecuencia  $V_{C1}$ , que se aplica tanto al *master* como al *slave*, formándose un esquema en lazo cerrado de realimentación negativa, tal que cualquier error detectado tiende a ser minimizado.

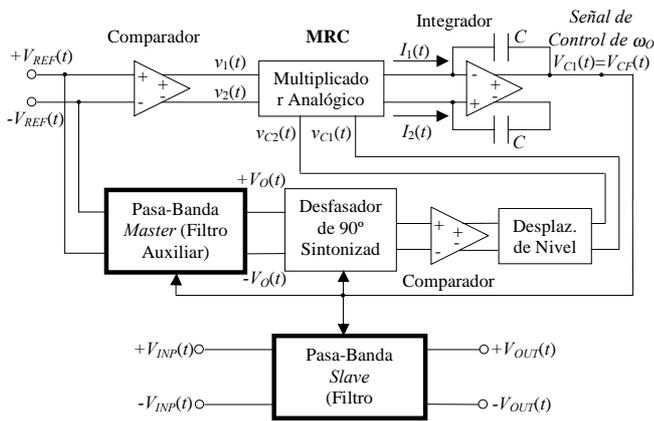


Fig. 4.- Esquema de sintonía en frecuencia diseñado mediante un MRC actuando como multiplicador analógico de cuatro cuadrantes.

Como multiplicador analógico se utiliza en el diseño un MRC, puesto que realiza de forma “implícita” en un entorno con amplificadores operacionales el producto de la tensión diferencial existente en su entrada con la diferencia presente en las tensiones de puerta. A partir de la expresión (3), y considerando que todos los transistores del MRC están trabajando siempre en zona óhmica, se consigue a la salida el producto (para los cuatro cuadrantes, y en forma de corriente) de la señal de referencia de entrada y la señal de salida del filtro master:

$$i_1(t) - i_2(t)|_{MRC} = K \cdot [v_1(t) - v_2(t)] \cdot [v_{C1}(t) - v_{C2}(t)] \quad (6)$$

El lazo diseñado se basa en que el filtro TQE presenta desfase nulo entre señal de entrada y salida cuando la frecuencia de la entrada coincide con su frecuencia central ( $\omega_{IN} = \omega_0$ ). Para tener información sobre el signo (además del módulo) del desfase existente entre señal de salida y entrada al filtro master, se necesita que ambas señales estén en cuadratura. De esta manera la componente continua del producto de las señales de entrada y salida del filtro es proporcional al seno del ángulo de desfase y además se anula cuando el desfase es nulo, en cuyo caso el filtro estará sintonizado en frecuencia y el error será cero.

El circuito desfasador que realiza el desfase de 90° en la señal de salida del master se sintoniza con la misma señal de control de frecuencia, de forma que pueda mantener el desfase en todo el rango de trabajo del diseño. La figura 5 muestra el desfasador de 90° propuesto.

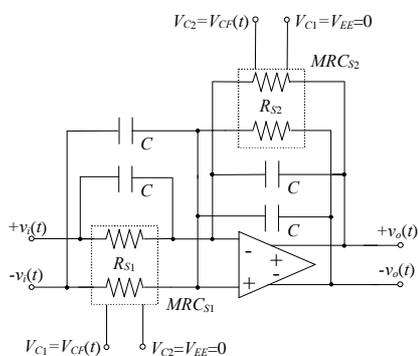


Fig. 5.- Desfasador de 90° sintonizable propuesto.

Para que la amplitud de las señales no influya en la señal de control de frecuencia, tanto la señal de referencia como la

salida del desfasador se introducen en sendos comparadores. Dichos comparadores se han diseñado para obtener niveles de salida diferentes según ataque a las puertas del MRC o a los drenadores de los mismos, con el propósito de que estos últimos puedan trabajar de forma conveniente en su zona óhmica.

Finalmente, un integrador de transimpedancia si pérdidas a la salida del multiplicador MRC obtiene la señal de control del lazo de frecuencia  $V_{C1}(t)=V_{CF}(t)$ , extrayendo la información de los armónicos superiores no deseados, y dotando de ganancia infinita al lazo de control para minimizar el error en estado estacionario.

## 5.- Diseño del Lazo de Control Para la Sintonización del Factor de Calidad

El subsistema de sintonía del factor de calidad se muestra en la figura 6. Para su diseño se tiene en cuenta que a la frecuencia central del filtro  $\omega_0$ , la ganancia del filtro coincide con el factor de calidad  $Q$ , si la relación  $R_I/R_{IN}$  es la unidad (gracias a que ambas resistencias quedan fijadas por la misma tensión de control del primer lazo,  $V_{CF}(t)$ ). Por lo tanto, la sintonía de  $Q$  requiere que el filtro esté sintonizado en frecuencia; es decir, que el desfase  $\phi_e$  entre la señal de referencia y la de salida del filtro sea nulo.

La ganancia del amplificador  $Q$  es fijada por medio de una tensión externa proporcional al  $Q$  deseado. El esquema de sintonía diseñado realiza una detección de amplitudes de la señal de salida del filtro master y de la señal deseada que se quiere (producto  $Q \cdot V_{REF}$ ) a partir de la obtención del cuadrado de las señales. De nuevo, para obtener dichas operaciones se utiliza la célula MRC actuando como multiplicador analógico de cuatro cuadrantes.

$$i_1(t) - i_2(t)|_{MRC1} = KQ^2 v_{REF}^2(t) = \frac{KQ^2 V_{REF}^2}{2} [\cos(2\omega_{REF}t) + 1] \quad (9)$$

$$i_1(t) - i_2(t)|_{MRC2} = K V_O^2(t) = \frac{K V_O^2}{2} [\cos(2 \cdot \omega_{REF} \cdot t + \phi_e) + 1] \quad (10)$$

La señal de control proporcional a la diferencia entre las amplitudes se obtiene en la resta de corrientes de salida de ambos multiplicadores una vez filtradas las componentes de alta frecuencia [12] (fig. 6).

$$V_{CQ} = \frac{K}{2} \cdot (Q^2 \cdot V_{REF}^2 - V_O^2) \quad (11)$$

El integrador sin pérdidas que cierra el lazo se encarga tanto de realizar la diferencia entre las corrientes de salida de los multiplicadores como de atenuar las componentes indeseadas de alta frecuencia, dando además ganancia infinita al lazo de control con el fin de disminuir el error en estado estacionario.

## 6.- Implementación Microelectrónica y Resultados Experimentales

El filtro ha sido implementado a nivel *full-custom* en tecnología CMOS de 0,8  $\mu\text{m}$ . Por su parte, el circuito del AO ha sido específicamente diseñado para la aplicación, y está basado en una estructura cascode regulado doblado (*folded-regulated-cascode*) *fully-balanced*. Las figuras 7 y 8 representan medidas experimentales del prototipo diseñado. El nivel de tensión del modo común de los

terminales de salida de los AOs del filtro se ha fijado a 3,5 V. El margen de amplitud pico a pico de la señal de salida del AO de salida de filtro (fig. 3) se ciñe entre 2,5 V y 4,5 V. Para asegurar en todo momento que los dispositivos MOSFET de todas las celdas MRC trabajen en su zona óhmica, las tensiones de control de puerta podrán variar entre 0 V y aproximadamente 1,1 V. Con ello se consigue un margen de sintonía en frecuencia entre 75 Hz y 18 kHz, y un margen de  $Q$  entre 0,5 y 15. Finalmente, la figura 9 muestra una microfotografía del ASIC, en la que pueden observarse los cuatro bloques principales del sistema: los filtros *master* y *slave*, ambos idénticos, en la zona central, el subsistema de control de frecuencia en la parte derecha de la figura, y el subsistema de control de  $Q$  en la zona de la izquierda del chip.

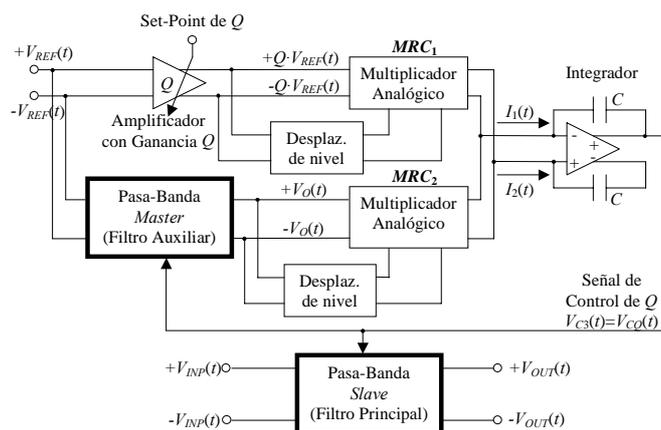


Fig. 6.- Esquema de sintonía para el factor de calidad  $Q$ .

## 7.- Agradecimientos.

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Gobierno Español gracias a la CICYT, mediante el proyecto TIC97-0418-C02-02.

## Referencias.

- [1] Ilker Karsilayan, Aydin; Rolf Schaumann. 'Automatic Tuning of Frequency and Q-factor of Bandpass Filters Based on Envelope Detection'. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98)*, 1998.
- [2] Tsvividis, Y. P. 'Self-Tuned Filters'. *Electronics Letters*, vol. 17 (nº 12): pp. 406-407, June 1981.
- [3] Schaumann, Rolf; Ali Tan Mehmet. 'The Problem of On-Chip Automatic Tuning in Continuous-Time Integrated Filters'. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'89)*: pp. 106-109, 1989.
- [4] Plett, Calvin. 'A Study of Tuning for Continuous-Time Filters Using Macromodels'. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 39 (nº 8): pp. 524-531, August 1992.
- [5] Carlosena, Alfonso; Eusebio Cabral. 'Novel Transimpedance Filter Topology for Instrumentation'. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46 (nº 4): pp. 862-867, August, 1997.
- [6] Czarnul, Zdzislaw. 'Novel MOS Resistive Circuit for Synthesis of Fully Integrated Continuous-Time Filters'. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. CAS-33 (nº 7): pp. 718-721, July, 1986.
- [7] Ismail, Mohammed; Shirley V. Smith; Richard G. Beales. 'A New MOSFET-C Universal Filter Structure for VLSI'. *IEEE Journal on solid-State Circuits*, vol. 23 (nº 1): pp. 183-194, February, 1988.
- [8] Osa, J. Ignacio; Sonia Porta; Alfonso Carlosena. 'The Most Resistive Model for the MOS Resistive Circuit'. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'98)*, 1998.

- [9] Vidal, Eva; Herminio Martínez; Eduard Alarcón; Alberto Poveda. 'Nonlinear Analytical Model of the MRC (MOS Resistive Circuit)'. *Proceedings of the 42<sup>th</sup>. IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS'99)*. Las Cruces, NMSU, New Mexico, U.S.A., August 1999.
- [10] Vidal, Eva; Sonia Porta; Herminio Martínez; Eduard Alarcón; Alberto Poveda. 'Complete Nonlinear Model of the MRC (MOS Resistive Circuit)'. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'00)*. Geneve, Switzerland, June 2000.
- [11] Schaumann, Rolf; M. S. Ghausi; Kenneth R. Laker. 'Design of Analog Filters. Passive, Active RC, and Switched Capacitor'. Englewood Cliffs, New Jersey: Ed. Prentice Hall, Inc., 1990.
- [12] Martínez, Herminio. 'Design of an IC for the automatic tuning of continuous-time filters'. P.F.C., E.T.S.E.T.B. Univ. Politécnica de Cataluña. Barcelona, October 1998.

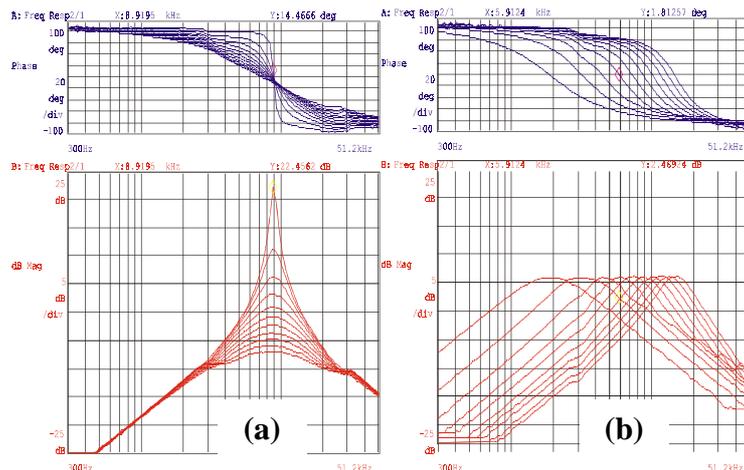


Fig. 7.- Resultados experimentales del diseño. (a) Juego de curvas de Bode del filtro *slave* sintonizado para una frecuencia de referencia de 9 kHz (correspondiente a una tensión  $V_{CF} = 0,6$  V) para diferentes niveles de set-point de  $Q$ . (b) Familia de curvas de Bode del filtro sintonizado para un factor de calidad igual a 2 y diferentes valores de  $\omega_0$ .

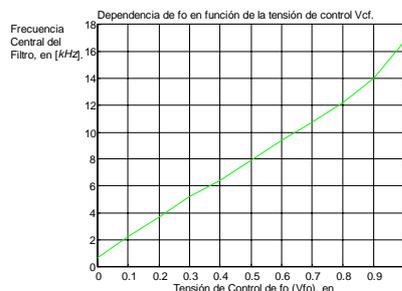


Fig. 8.- Resultados experimentales del diseño, donde se muestra la frecuencia central de sintonía del filtro en función de  $V_{CF}$ .

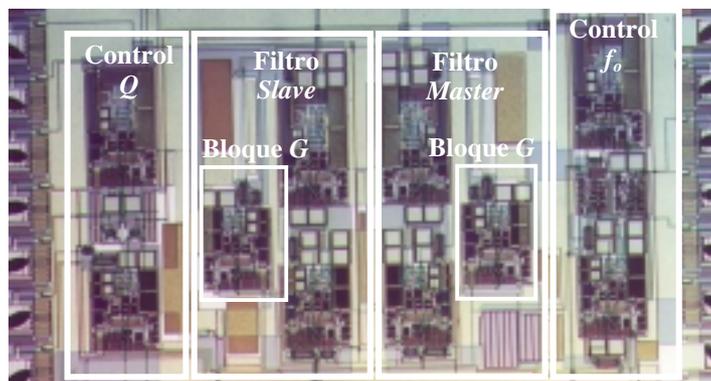


Fig. 9.- Microfotografía del circuito integrado conteniendo el filtro pasa-banda y el sistema de sintonía automática.

