

# Filtro $g_m$ - $C$ para aplicaciones de comunicaciones con sintonía adaptativa del factor de calidad $Q$ independiente de la sintonía de la frecuencia central.

E. Vidal <sup>(1)</sup>, A. Cantó <sup>(1)</sup>, H. Martínez <sup>(2)</sup>, and A. Poveda <sup>(1)</sup>

<sup>(1)</sup> Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación de Barcelona (ETSETB)  
Departamento de Ingeniería Electrónica  
Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)  
C/ Gran Capitán s/n, Ed. C4,  
08034 Barcelona. SPAIN  
{evidal, poveda}@eel.upc.edu

<sup>(2)</sup> Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial de Barcelona (EUETIB)  
Departamento de Ingeniería Electrónica  
Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)  
C/ Conde de Urgell, 187.  
08036 Barcelona. SPAIN  
[herminio.martinez@upc.edu](mailto:herminio.martinez@upc.edu)

**Resumen**— Este artículo muestra la propuesta de un filtro  $g_m$ - $C$  de segundo orden con control independiente total de la frecuencia central y el factor de calidad diseñado para aplicaciones inalámbricas multiestándar. Se presenta asimismo el diseño de los lazos de control adecuados para hacer la correcta sintonía del filtro tras una breve descripción de las ventajas e inconvenientes de las propuestas encontradas en la bibliografía. El trabajo se completa con una propuesta de mejora del lazo de control del factor de calidad que permite aumentar la rapidez del lazo y disminuir el error de rizado de la señal de control.

**Palabras clave**—sistemas multiestándar, filtros  $g_m$ - $C$ , autosintonía, filtros programables

## I. INTRODUCCIÓN

El número de estándares desarrollados dentro del entorno de las comunicaciones inalámbricas es actualmente muy elevado. Este hecho junto con el interés en la reducción de área y coste de los terminales ha llevado a la necesidad de desarrollar sistemas versátiles basados en una estructura programable, los denominados sistemas multiestándar. En este trabajo se presenta el diseño completo de un filtro programable de tiempo continuo (CTF) en banda base para aplicaciones multiestándar incluyendo el diseño de su sistema de sintonía.

El filtro considerado en este trabajo es una estructura  $g_m$ - $C$  (*Operational Transconductance Amplifier* u OTA y condensadores) de segundo orden a menudo utilizada en aplicaciones de diversos estándares de comunicaciones como GSM, Bluetooth, CDMA2000 y W-CDMA ([1], [2] y [3]). Se ha escogido una estructura de segundo orden porque cualquier filtro puede implementarse como cascada de filtros de segundo orden más uno de primer orden en caso de necesitar que el orden total sea impar. Además los filtros en cascada son más fáciles de construir y sintonizar y, por tanto, más populares [1]. La elección de la tecnología  $g_m$ - $C$  se justifica por la facilidad en su ajuste y programación, lo que la ha convertido en una técnica muy popular en el mundo de las comunicaciones

móviles [2] y [4]. De los elementos activos OTAs se aprovecha el hecho de que la corriente de polarización permite modificar el valor de su transconductancia  $g_m$  lo que permite variar tanto la frecuencia central  $\omega_o$ , como el factor de calidad  $Q$  del filtro.

En el presente trabajo se proponen modificaciones, tanto a nivel de la estructura del filtro como a nivel del lazo de control para la sintonía de su factor de calidad, que tienen como objetivo mejorar las prestaciones de la sintonía global de dicho filtro.

La descripción de este trabajo se organiza de la siguiente manera: en la sección II se presenta la estructura de filtro de segundo orden escogida y la problemática asociada al hecho de que, aunque teóricamente la frecuencia y el factor de calidad pueden sintonizarse independientemente, en la práctica y debido al hecho de que el valor del factor de calidad depende también del valor de la variable que modifica la frecuencia central, existe una limitación en los valores de  $Q$  que pueden obtenerse. En la sección III se propone una modificación estructural del filtro que permite suprimir completamente esta limitación.

En la sección IV se explican las principales características del método de autosintonía *master-slave* y del lazo de control de frecuencia. En la sección V se presentan tres alternativas de implementación del lazo de control del factor de calidad, cuya comparativa se describe en la siguiente sección. Una mejora de la convergencia y el error en régimen permanente del lazo se proponen la sección VII, cuyos resultados de simulación obtenidos mediante simulación Simulink<sup>®</sup> de Matlab<sup>®</sup> se exponen en la sección VIII. Finalmente las conclusiones resumen los resultados aportados.

## II. FILTRO $G_M$ - $C$ DE SEGUNDO ORDEN.

El filtro  $g_m$ - $C$  de segundo orden considerado en este trabajo es el que aparece en la figura 1 [1], [2] y [3] Este filtro realiza una función paso-banda entre la entrada  $V_{IN}$  y la salida  $V_{BP}$  y una función paso bajo entre la entrada y la salida  $V_{LP}$ . La función de transferencia pasa-banda que relaciona la señal de salida en el terminal  $V_{BP}$  con la señal de entrada  $V_{IN}$  viene dada por la expresión (1):

$$H(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0 s}{C_1}}{s^2 + \frac{g_3}{C_1} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} = \frac{\omega_o s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2} \quad (1)$$

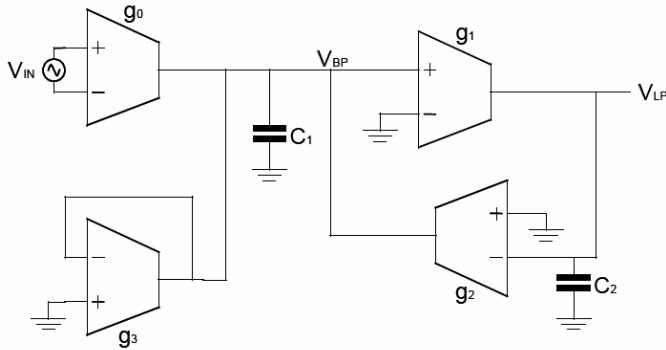


Fig. 1.- Célula de filtrado  $g_m$ - $C$  de segundo orden.

Si, por simplicidad, se consideran iguales 3 de las transconductancias de la célula ( $g_0=g_1=g_2$ ) así como sus condensadores ( $C_1=C_2=C$ ), se obtienen las siguientes expresiones para la frecuencia central,  $\omega_o$ , y el factor de calidad,  $Q$ , del filtro:

$$\omega_o = \frac{g_0}{C} \quad ; \quad Q = \frac{g_0}{g_3} \quad (2)$$

En estas expresiones se puede observar que para variar la frecuencia central del filtro, basta modificar el valor de la transconductancia  $g_0$ , mientras que para variar el factor de calidad  $Q$  debe modificarse la transconductancia  $g_3$ . La transconductancia de un OTA puede modificarse variando su corriente de polarización a través de una tensión de control [5] según la expresión (3) donde  $a$  es una constante con unidades  $A/V^2$ :

$$G_m = a V_{control} \quad (3)$$

Teniendo en cuenta esta dependencia, se obtiene que la transconductancia  $g_0$  y, por tanto, la frecuencia central  $\omega_o$ , pueden modificarse a través de una tensión de control que denominaremos  $V_\omega$ . Por otro lado, la transconductancia  $g_3$  y, por ende, el factor de calidad, pueden controlarse a través de la tensión de control  $V_q$ . Las relaciones entre los parámetros del filtro  $\omega_o$  y  $Q$ , y las dos tensiones de control, suponiendo  $a_\omega = a_Q = a$ , vienen dadas por:

$$\omega_o = \frac{a V_\omega}{C} \quad ; \quad Q = \frac{V_\omega}{V_q} \quad (4)$$

Como se observa en (4), el valor del factor de calidad depende no sólo de la tensión de control correspondiente ( $V_q$ ) sino también de la frecuencia central a la que esté sintonizado el filtro a través de la tensión de control  $V_\omega$ . Esta dependencia hace que cualquier error en el valor de la tensión de control de frecuencia central,  $V_\omega^{error}$ , se traslade también al control de  $Q$ . Este problema se ve agravado a frecuencias bajas, puesto que el error en la tensión de control de la frecuencia central, tal y como se

verá en las siguientes secciones, depende de la amplitud de las señales y de la ganancia del lazo y es, por tanto, mayor en valor relativo cuando  $V_\omega$  disminuye al sintonizar ( $V_\omega^{target}$ ) bajas frecuencias

Por otro lado, el lazo de control del factor de calidad presentará más problemas para factores de calidad elevados que requieran tensiones de control  $V_q$  pequeñas, estando el sistema limitado por la no idealidad de la implementación a un valor mínimo  $V_q^{min}$ . Con todo ello, el factor de calidad máximo que podrá conseguirse quedará reducido a medida que disminuya la frecuencia central de sintonía como consecuencia de la dependencia entre las variables de control tal y como muestran la expresión (5) y la figura 2.

$$Q = \frac{V_\omega^{target} + V_\omega^{error}}{V_q^{min}} \quad (5)$$

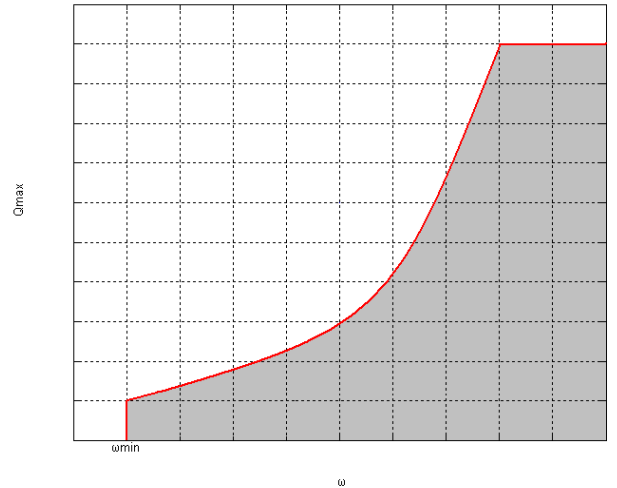
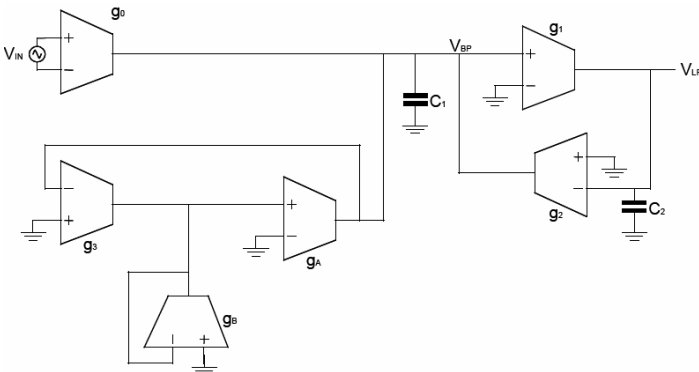


Fig. 2.- Sombreado el margen de funcionamiento del filtro de la figura 1, donde se aprecia el factor de calidad máximo conseguido en función de la frecuencia central de sintonía del filtro.

### III. PROPUESTA DE MEJORA DEL FILTRO $G_m$ - $C$ .

La propuesta para resolver el problema descrito es una modificación de la estructura del filtro de la figura 1 con el objetivo de eliminar las limitaciones cruzadas entre la sintonía de frecuencia y de factor de calidad, consiguiendo así extender su zona de funcionamiento. El resultado es el filtro que se muestra en la figura 3, obtenido al añadir los OTAs de transconductancias  $g_A$  y  $g_B$ , de manera que la función de transferencia entre la señal en el terminal  $V_{BP}$  y la entrada  $V_{IN}$  es del tipo pasabanda, definida por la expresión (6).



**Fig. 3.-** Filtro propuesto con control totalmente independiente de frecuencia central y factor de calidad.

$$H(s) = \frac{V_{BP}(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{\frac{g_0}{C_1} s}{s^2 + \frac{g_3 g_A}{C_1 g_B} s + \frac{g_2 g_1}{C_2 C_1}} \quad (6)$$

Considerando de nuevo por simplicidad la igualdad de las transconductancias  $g_0=g_1=g_2$  y los condensadores  $C_1=C_2=C$ , se obtienen las siguientes expresiones para la frecuencia central  $\omega_0$  y factor de calidad  $Q$  del filtro:

$$\omega_0 = \frac{g_0}{C} \quad ; \quad Q = \frac{g_0 g_B}{g_3 g_A} \quad (7)$$

Puede observarse que basta hacer depender las transconductancias  $g_0$  y  $g_A$  de la misma tensión de control ( $g_0=g_A$ ) para conseguir independizar totalmente el control de  $\omega_0$  y  $Q$ . Así, si  $g_0=g_A=a \cdot V_\omega$ ,  $g_B=b \cdot V_B$  y  $g_3=g_1=c \cdot V_q$  se obtienen las siguientes expresiones:

$$\omega_0 = \frac{a V_\omega}{C} \quad ; \quad Q = \frac{V_B}{V_q} \quad (8)$$

y el valor del factor de calidad máximo que se puede obtener no dependerá del valor de la frecuencia central, ni los errores en un lazo de control influirán en la sintonía del otro.

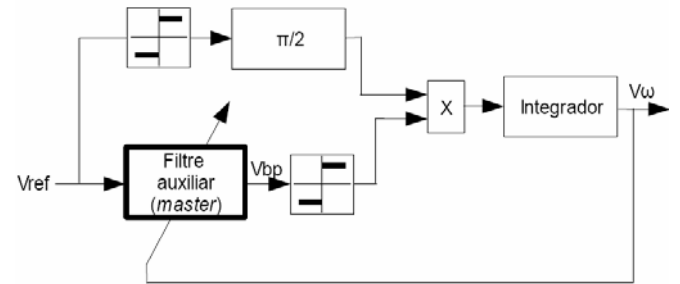
#### IV. LAZO DE CONTROL DE LA FRECUENCIA CENTRAL DEL FILTRO.

La necesidad de implementar un sistema de autosintonía conjuntamente con un filtro de tiempo continuo para corregir los errores derivados de la tolerancia de los componentes es bien conocida [6]. En este trabajo, el sistema de sintonía se diseña no sólo para corregir derivas en el factor de calidad y la frecuencia central del filtro sino también para programarlo según las características que requiera el estándar de comunicaciones que utilice el receptor en cada momento.

El sistema de sintonía más utilizado en la actualidad es el *master-slave* [7]. En esta estructura de sintonía se dispone de un filtro *master* que es igual a una subcelda (la célula básica de segundo orden en una estructura en cascada) del filtro principal que procesa la información o *slave*. El filtro *master* se encarga de filtrar una señal de referencia que, junto con la señal de salida de dicho filtro, constituyen las entradas de los lazos de control encargados de ajustar la frecuencia central y el factor de

calidad. El filtro *slave* se sintoniza con las mismas señales de control obtenidas gracias a estos lazos.

El lazo de control y sintonía de la frecuencia central es un lazo analógico que se basa en el hecho de que si la frecuencia de entrada coincide con la frecuencia central del filtro, el desfase entre la señal de entrada y salida es nulo, tal y como puede derivarse de la expresión (1). Así el lazo de control obtiene la diferencia de fases entre la señal de referencia de entrada y la salida del filtro, y ajusta la tensión de control  $V_\omega$  de la frecuencia central hasta que este desfase sea nulo. El diagrama de bloques de este lazo de control se presenta en la figura 4 [7].



**Fig. 4.-** Diagrama de bloques del lazo de control de la frecuencia central.

#### V. LAZO DE CONTROL DEL FACTOR DE CALIDAD (Q) DEL FILTRO.

El lazo de sintonía del factor de calidad se escoge entre las tres principales opciones planteadas en la bibliografía: detector de envolvente autosintonizable (DEA) (una versión modificada del trabajo presentado en [8] que permite extender su rango de frecuencias de aplicación y por tanto, la programación del filtro), *magnitude lock loop* (MLL) [7] y *least mean square* (LMS) [1]. El primero de ellos (DEA) extrae la amplitud de la señal de salida del filtro con un detector de envolvente e intenta minimizar la diferencia entre ésta y una señal continua de referencia de valor igual a la amplitud de entrada multiplicada por el factor de calidad deseado  $Q_{target}$ . Tanto este algoritmo como el MLL se basan en el hecho de que para un tono de entrada a la frecuencia central del filtro la amplitud de salida es  $Q$  veces la amplitud de la entrada tal y como puede deducirse a partir de la expresión (1).

El algoritmo de sintonía MLL intenta minimizar la diferencia entre el cuadrado de la amplitud de la señal de salida y el cuadrado de la amplitud de la señal de entrada amplificada por el factor de calidad deseado  $Q_{target}$ . Este algoritmo obtiene los cuadrados de las amplitudes para aprovechar el hecho de que tanto la señal de salida como la de entrada son sinusoidales y, al elevarlas al cuadrado, presentan un término en continua proporcional al cuadrado de la amplitud. Este sistema y el DEA necesitan que la frecuencia central del filtro *master* esté correctamente sintonizada ya que la amplitud de la señal de salida depende de la relación entre la frecuencia del tono de referencia y la frecuencia central del filtro. Consecuentemente en estos dos sistemas los lazos de control del factor de calidad deben ser diseñados para ser

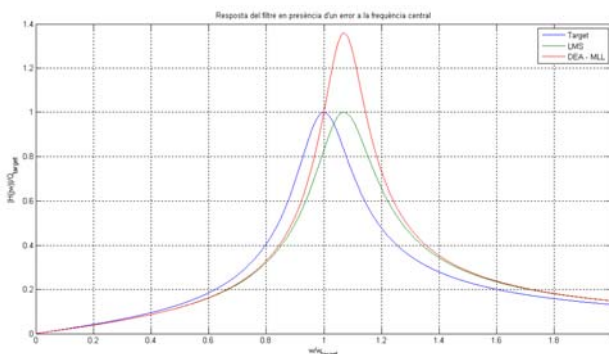
más lentos que los lazos de control de la frecuencia central y poder actuar correctamente.

El algoritmo LMS minimiza el error cuadrático entre la entrada amplificada por  $Q$  y la salida del filtro *master*. Es decir, minimiza la diferencia entre el cuadrado de la salida y el producto cruzado entrada-salida. Este sistema de sintonía se diferencia del resto en no depender de la correcta sintonía del lazo de frecuencia [1].

## VI. COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE SINTONÍA DE $Q$ .

Para discernir cuál de los tres sistemas presenta mejores prestaciones se han estudiado [9] la convergencia de las variables de control, la velocidad y el error que presentan cada uno de ellos. Puede demostrarse que los tres sistemas convergen a la correcta sintonía del factor de calidad desde cualquier condición inicial, pero sólo si los lazos de control del factor de calidad que implementan los algoritmos DEA y el MLL están diseñados para ser más lentos que el lazo de sintonía de la frecuencia central. Por esta misma razón, el LMS resulta el algoritmo de control más rápido cuando se tiene en cuenta el conjunto de los dos lazos, aunque es el MLL el que proporciona mayor velocidad de ajuste del factor de calidad  $Q$  si se parte de una sintonía ya realizada de la frecuencia central.

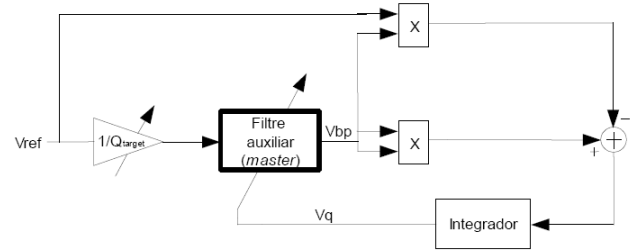
En el caso de existir un error en la sintonía de frecuencia, los sistemas DEA y MLL pueden presentar problemas de margen dinámico ya que podrían sintonizar un factor de calidad  $Q$  más elevado que la  $Q$  objetivo. Esto es así porque estos dos sistemas consiguen que la ganancia del filtro sea  $Q_{target}$  a la frecuencia de la señal de entrada, sea ésta o no coincidente con la frecuencia central del filtro. En cambio el algoritmo LMS consigue que la  $Q$  del filtro coincida con la  $Q_{target}$  esté o no sintonizado el filtro en la frecuencia central objetivo (es decir, coincida o no la frecuencia de la señal de referencia de entrada con la frecuencia central instantánea del filtro). En la figura 5 se muestran los módulos de las respuestas frecuenciales del filtro que se obtendrían con los tres sistemas de sintonía de  $Q$  en un caso en que hubiese un error de sintonía de frecuencia.



**Fig. 5.-** Respuestas frecuenciales del filtro obtenidas con los tres sistemas de sintonía del factor de calidad cuando existe una desintonía en la frecuencia central.

En resumen, los resultados obtenidos demuestran que el LMS es el sistema que presenta mejores prestaciones. En la figura 6 se muestra el diagrama de bloques de este sistema de sintonía. Como puede apreciarse, la tensión de

control del factor de calidad  $V_q$  se obtiene del filtrado paso bajo de la diferencia entre el cuadrado de la señal de salida y el producto de la señal de entrada por la señal de salida siendo ambas señales sinusoidales. Este filtrado, que será realizado por un integrador real asimilable a un filtro baso bajo de ganancia elevada, dejará pasar la componente continua que se genera en el producto de las señales sinusoidales pero también un rizado a frecuencia doble de la señal de entrada. Este rizado constituirá un error de la señal de sintonía.



**Fig. 6.-** Diagrama de bloques del lazo de control de  $Q$  basado en el algoritmo LMS.

## VII. PROPUESTA DE LAZO DE CONTROL LMS-ADAPTATIVO DEL FACTOR DE CALIDAD ( $Q$ ).

Con el fin de mejorar el sistema LMS de manera que se aumente la velocidad de sintonía (que es directamente proporcional a la ganancia del lazo) reduciendo simultáneamente el error debido al rizado en la señal de control (que es inversamente proporcional a la ganancia del lazo), se propone añadir un circuito que varíe la amplificación del lazo de control.

Los bloques añadidos en el lazo de control que se muestra en la figura 7 están diseñados para aumentar la ganancia del integrador cuando la sintonía se encuentra lejos del objetivo, aumentando así la velocidad de convergencia, y para reducir la ganancia cuando el factor de calidad  $Q$  se acerque al valor objetivo con lo que se consigue reducir el error de rizado alrededor del punto de sintonía. Esta medida mejora notablemente las prestaciones del algoritmo LMS transformándolo en un algoritmo realmente adaptativo.

Los bloques añadidos para convertir el lazo en adaptativo son un amplificador de ganancia variable  $G$ , un bloque no lineal y un filtro paso bajo (LPF). El LPF permite obtener el valor continuo de la señal error  $V_x$ . Este valor debe controlar la ganancia del lazo a través del amplificador de ganancia variable  $G$ . La adecuación de niveles entre la señal de error  $V_x$  filtrada y la señal de control  $V_g$  del amplificador  $G$ , la realiza el bloque no lineal cuya salida depende del valor absoluto de la entrada para que el sistema funcione correctamente tanto por encima como por debajo del punto de sintonía.

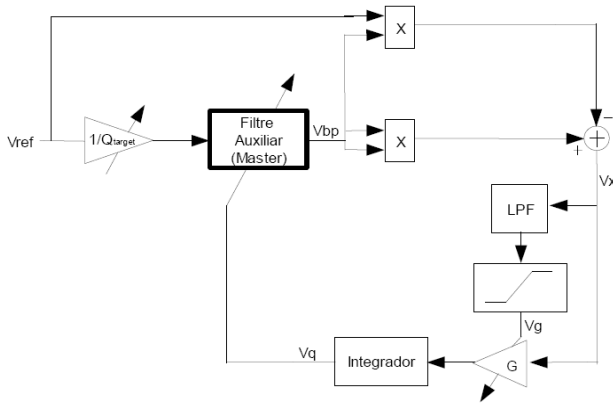


Fig. 7. Lazo de control LMS-adaptativo del factor de calidad.

### VIII. RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

En la figura 8, obtenida mediante simulación Simulink® de Matlab®, se muestra una comparativa de los resultados obtenidos para la señal de control del factor de calidad en los casos LMS y LMS-adaptativo. Puede comprobarse que la solución propuesta mejora de forma considerable la velocidad de sintonía del lazo de control, disminuyendo simultáneamente el rizado de la señal de control. En la figura 9 se muestra una ampliación del régimen permanente de la señal  $V_q$ .

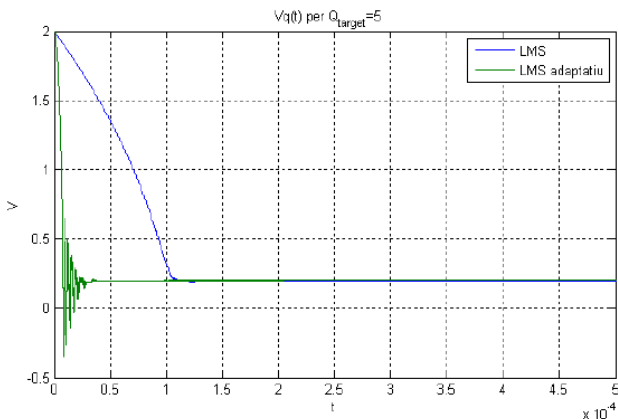


Fig. 8. Evolución de la señal de control del factor de calidad  $V_q$  en los casos LMS y LMS adaptativo.

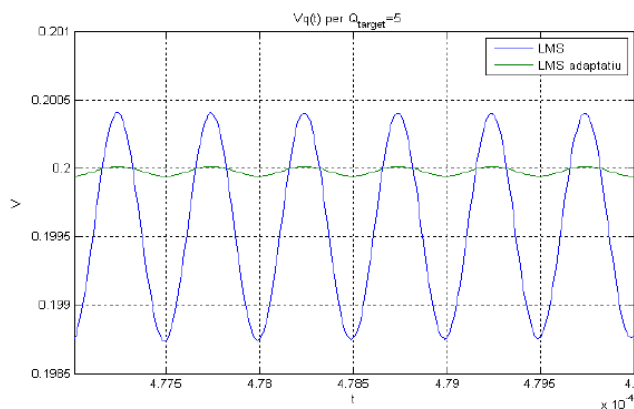


Fig. 9. Régimen permanente de la señal de control del factor de calidad  $V_q$  en los casos LMS y LMS adaptativo.

Este algoritmo aporta, además, una gran flexibilidad al sistema de sintonía ya que permite ajustar tanto la

velocidad como la exactitud del sistema en función de la aplicación de forma prácticamente independiente a partir de la configuración del bloque no lineal.

### IX. CONCLUSIONES

La mejora introducida en el filtro de segundo orden ha permitido una independencia completa del ajuste del factor de calidad y la frecuencia central. Con este nuevo diseño se extiende el rango de valores de  $Q$  a los que puede programarse el filtro para cualquier frecuencia central de trabajo.

Dentro de una estructura *master-slave* que permite realizar la programación y sintonía de  $Q$  y  $\omega_o$  del filtro se ha propuesto un lazo de control de frecuencia que se ha demostrado válido para la aplicación. Asimismo se ha realizado la comparativa de tres sistemas de control de  $Q$  y se ha determinado cuál es el más conveniente. Además se ha realizado una mejora de este lazo, convirtiéndolo en adaptativo de manera que la ganancia del lazo varía según se está lejos o cerca del punto de sintonía. Esta adaptatividad permite aumentar la velocidad de sintonía del lazo de control y disminuir el rizado de la señal una vez alcanzado el valor de sintonía.

Como continuación de este trabajo se pretende realizar la implementación microelectrónica que permita verificar el cumplimiento de los estándares de comunicaciones.

### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el Gobierno Español gracias a la CICYT, mediante el proyecto TEC2007-67988-C02-01/MIC.

### REFERENCES

- [1] E. Sanchez-Sinencio, P. Kallam i A. I. Karsilayan, "An Enhanced Adaptive Q-Tuning Scheme for a 100 MHz Fully Simetric OTA-Based Bandpass Filter", en *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no 4, pp. 585-593, 2003.
- [2] D. Chamla, A. Kaiser, A. Cathelin i D. Belot, "A  $Gm-C$  Low-pass Filter for Zero-IF Mobile Applications With a Very Wide Tuning Range" en *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no 7, pp. 1443-1450, 2005.
- [3] P.E. Hasler, R. Chawla, F. Adil i G. Serrano, "Programmable  $Gm-C$  Filters Using Floating-Gate Operational Transconductance Amplifiers" en *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 54, no 3, pp. 481-490, 2007.
- [4] U. Stehr, F. Henkel, L. Dalluge i P. Waldow, "A Fully Differential CMOS Integrated 4th Order Reconfigurable  $gm-C$  Lowpass Filter For Mobile Communication" en *Proceedings of the IEEE 10th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems ICESCS'03*, vol. 1, pp. 144-147, 2003.
- [5] A. Poveda López, L. Martínez Salamero, L. García de Vicuña, F. Guinjoan Gispert, A.F. Sánchez García y F.J. Sánchez Robert, "Funcions Electròniques", Edicions UPC, 1993.
- [6] Y.P. Tzividis, "Integrated Continuous-Time Filter Design. An Overview" en *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, n° 3, pp. 166-176, 1994.
- [7] H. Martínez, "Diseño CMOS de un filtro de tiempo

- continuo con sistema de sintonía automática”, Tesis Doctoral, UPC, Jul. 2003.
- [8] Y.P. Tsvividis i D. Li, “A Loss-Control Feedback Loop for VCO Indirect Tuning of RF Integrated Filters” en *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 47, nº 3, pp. 169-175, 2000.
- [9] A.Cantó, “Avaluació Comparativa de Tècniques de Sintonia Automàtica *On-chip*”, Proyecto Fin de Carrera, UPC, Dic. 2008.