

Analog Filtering in Instrumentation Using Posicast

J. Simancas-García, *Member, IEEE*, F. Meléndez-Pertuz, *Member, IEEE*, and J. Vélez-Zapata

Abstract—Analog filters are essential in industrial environments for noise reduction. The filter approximation that presents the best performance in noise reduction is Tchebyshev. This approximation introduces distortions in pulsed signals due to overshoot. The analysis and design of analog filters using a Posicast element are presented. Posicast is a feedforward compensator that reduces overshoot in system response. The authors present a direct method to design analog filters using Posicast, which is based on knowledge of the step response overshoot and system's damped time response period. Simulated results for two filters (Tchebyshev and Bessel) indicates that the new method reduces distortion in pulsed signals, without affecting its performance in frequency.

Index Terms—Analog filters, input shapers, lightly damped systems, Posicast.

I. INTRODUCCIÓN

EN este artículo se presenta una aproximación para reducir el comportamiento ligeramente amortiguado de la aproximación de filtro activo Tchebyshev, con el objeto de conseguir un filtro con un mejor desempeño en frecuencia sin que introduzca distorsiones en las señales de pulsos que procesa. Se procede entonces a experimentar usando Posicast como el mecanismo para reducir las distorsiones por sobreimpulsos de los filtros [1].

Posicast fue originalmente propuesto por Otto Smith como un mecanismo para cancelar el comportamiento oscilatorio de los sistemas ligeramente amortiguados [2]. De hecho, su libro de sistemas de control fue el primero en describir el funcionamiento de Posicast. Smith demostró cómo un conocimiento exacto del amortiguamiento de un sistema y la frecuencia natural amortiguada, podrían ser utilizados para diseñar un compensador dinámico de lazo abierto que cancela el sobreimpulso en la respuesta al escalón unitario de los sistemas.

No todas las aproximaciones de filtro tienen un comportamiento ligeramente amortiguado. Estas aproximaciones con buen desempeño en el tiempo, tienen un pobre desempeño en el dominio de la frecuencia, razón por la cual limitan la reducción de ruido. Las aproximaciones que distorsionan los pulsos tienen el mejor desempeño en

el dominio de la frecuencia siendo más eficientes en la reducción de ruido.

Para resolver el clásico problema de distorsión por sobreimpulso en ciertas aproximaciones de filtros, la empresa Burr-Brown elaboró un boletín de aplicación en el que presentó un circuito basado en diodos y una red RC en la salida del filtro [3]. Esta solución presenta la limitación de que al agregar capacitores adicionales en la salida del amplificador operacional se incurre en el riesgo de hacerlo inestable y que oscile. La solución es mediante redes de compensación igualmente capacitivas.

El sobreimpulso es debido al retardo de grupo no constante en los filtros, lo que distorsiona la forma de las señales con bordes o cambios abruptos, como las de pulsos [4]. Una forma de reducir el sobreimpulso es mediante la compensación del retardo de grupo mediante filtros paso-todo en cascada con el filtro en cuestión que se esté diseñando. El uso de estas redes de compensación tiene la limitante de que aumentan el tiempo de establecimiento de la señal [4]. Este procedimiento se denomina compensación de retardo con filtro invariante en el tiempo [4]. A partir de este punto, algunos investigadores han introducido técnicas de compensación usando filtros variantes en el tiempo [4], [5] que tienen la ventaja de no aumentar el tiempo de establecimiento.

La ventaja de utilizar Posicast frente a la solución presentada en [4], es la simplicidad. Llevar a cabo el diseño de filtros variantes en el tiempo es más complejo que diseñarlos como sistemas invariantes. Con Posicast, los filtros se diseñan de forma convencional usando los métodos invariantes en el tiempo. Luego se caracteriza el filtro obtenido mediante su respuesta en el dominio del tiempo. A partir de allí se obtienen los parámetros de la red Posicast que antecederá al filtro.

El artículo se organiza de la siguiente manera: en la sección II se presentan los antecedentes relacionados con la aplicación de Posicast a sistemas electrónicos. En la sección III se desarrolla la explicación teórica de Posicast clásico utilizado en este artículo. Se continúa con la sección IV, donde se desarrolla el análisis del filtro Tchebyshev y el diseño de Posicast para reducir las distorsiones. En la sección V se presentan los resultados de ejercicios de simulación a nivel circuitos electrónicos de los filtros y Posicast, así como su implementación hardware. Finalmente en la sección VI se presentan las conclusiones.

II. ANTECEDENTES

Las aportaciones que se han hecho en el campo de la microelectrónica desde Posicast van dirigidas al diseño de amplificadores operacionales, y han consistido en: mejorar la estabilidad de los sistemas [6], [7]; reducir las distorsiones introducidas en las señales de pulsos procesadas por tales

Este artículo es resultado de una investigación realizada mientras J. Simancas-García cursaba la Maestría en Ingeniería de la Universidad de la Costa, con una beca otorgada por la misma universidad, bajo la dirección de J. Vélez-Zapata y F. Meléndez-Pertuz.

J. L. Simancas-García, está en el Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica, Universidad de la Costa, Calle 58 Cra 55 – 66, Barranquilla, Colombia e-mail: (jsimanca3@cuc.edu.co).

F. A. Meléndez-Pertuz, está en el Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica, Universidad de la Costa, Calle 58 Cra 55 – 66, Barranquilla, Colombia e-mail: (fmelende1@cuc.edu.co).

J. Vélez-Zapata, está en el Departamento de Ciencias de la Computación y Electrónica, Universidad de la Costa, Calle 58 Cra 55 – 66, Barranquilla, Colombia e-mail: (jvelez@cuc.edu.co).

sistemas, lo cual implica una reducción el tiempo de establecimiento (*settling time*) y el tiempo de subida (*rise time*) de algunos componentes, que se traducirá en el aumento de la velocidad de procesamiento de ciertos sistemas, como por ejemplo los de adquisición y los convertidores digitales-analógicos (DAC) [8], [9]. Elevados tiempos de establecimiento debido a las distorsiones por sobreimpulso ralentiza los procesos de adquisición y de conversión, y por ende, reducen las frecuencias de procesamiento.

En [10] se presenta el desarrollo de un *input shaper* de tipo Posicast clásico y su implementación en un circuito amplificador operacional de tecnología CMOS. Sin embargo, los amplificadores operacionales no son los únicos sistemas microelectrónicos que tienen un comportamiento ligeramente amortiguado. Existen ciertas aproximaciones de filtros electrónicos analógicos que presentan un comportamiento ligeramente amortiguado cuando tienen entradas con cambios abruptos, como las señales de pulsos [11]. Las señales de pulsos son comunes en ambientes industriales [12], educativos [13], [14] y son suministradas por sensores, tales como los codificadores ópticos (*encoders*) [15]. Así mismo, hay variables de proceso que una vez medidas, dan como resultado señales con cambios abruptos, tal es el caso de la temperatura en [16]. En este tipo de aplicaciones el filtrado es fundamental para la reducción del ruido y la interferencia presente en la señal, que es propio de los ambientes industriales [17]. El resultado es que ciertos filtros terminan distorsionando las señales de pulsos, lo que se manifiesta en un aumento del tiempo de establecimiento de la señal, limitando de esta manera la velocidad de los pulsos que se pueden procesar.

III. POSICAST CLÁSICO

Posicast de medio ciclo o clásico normalmente se describe usando el ejemplo originalmente presentado por Smith y por Cook [18]. Considera el problema de mover una carga suspendida en un cable atado a un puente grúa. Un puente grúa es un marco en el cual se suspende un péndulo, y el pivote es móvil a lo largo de un travesaño.

Posicast divide la señal de entrada escalón en dos partes. La primera parte es un escalón escalado que causa el primer pico de la respuesta oscilatoria para precisamente cumplir el valor final deseado. La segunda parte de la entrada está escalada y retardada en el tiempo para precisamente cancelar la respuesta oscilatoria remanente, por tanto causando que la salida del sistema permanezca en el valor deseado. A este proceso se le denomina conformación de entrada.

La estructura analítica de Posicast puede ser explicada usando la respuesta al escalón unitario que se muestra en la Fig. 1, y el diagrama de bloques mostrado en la Fig. 2 [19]. Posicast es la parte encerrada por la curva con líneas discontinuas, y está dada por la función $1 + P(s)$, donde $P(s)$ es [20]:

$$P(s) = \frac{\delta}{1+\delta} (e^{-s(T_d/2)} - 1) \quad (1)$$

Los parámetros de la función $P(s)$ son el sobreimpulso de la respuesta al escalón δ y el periodo de la respuesta amortiguada

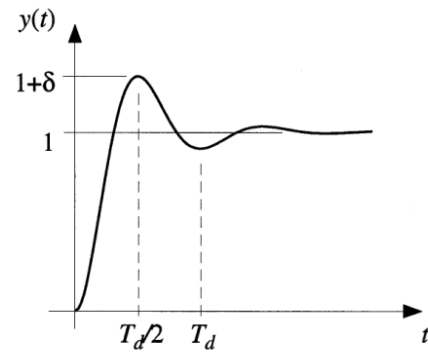


Fig. 1. Respuesta al escalón unitario de un sistema ligeramente amortiguado.

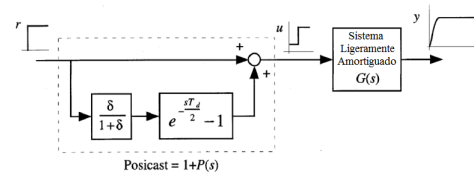


Fig. 2. Aplicación clásica de Posicast de medio ciclo.

T_d . El sistema Posicast $1 + P(s)$, básicamente divide la señal de referencia escalón en dos partes. Inicialmente, el controlador resta una cantidad escalada a partir de la señal de referencia, tal que el pico de la respuesta ligeramente amortiguada coincida con el valor final deseado de la respuesta del sistema. El tiempo que transcurre desde el inicio hasta la ocurrencia del pico en la respuesta al escalón es la mitad del periodo natural amortiguado. Luego de este periodo de retraso, el valor pleno de la señal de referencia escalón es aplicado al sistema $G(s)$, tal que la salida permanece en el valor deseado. Otra interpretación de esto es que la cantidad de referencia originalmente sustraída a partir de la entrada, ahora cancela el sobreimpulso indeseado, debido a que está retrasado precisamente la mitad del periodo natural amortiguado.

Un Posicast de medio ciclo es equivalente a un filtro todo-cero, con un conjunto infinito de ceros espaciados en los múltiplos impares de la frecuencia natural amortiguada [18]. Resolviendo para las raíces del polinomio $1 + P(s) = 0$, con $s = \sigma + j\omega$ se obtienen las siguientes relaciones [21]:

$$\sigma = \frac{2}{T_d} \ln \delta \quad (2)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T_d} (2n + 1) \quad (3)$$

La respuesta en frecuencia de Posicast $1 + P(s)$ para los parámetros $\delta = 0.8$ y $T_d = 1$, es presentada en la Fig. 3 [19]. El primer par de ceros cancelan el par de polos dominantes en el sistema ligeramente amortiguado $G(s)$.

Sin embargo, Posicast no es lo mismo que la cancelación de polos por medio de inversión de modelo. La inversión de modelo típica tiene sensibilidad al ruido debido a que su ganancia en alta frecuencia ha sido incrementada. Por su parte, Posicast tiene ganancia limitada en alta frecuencia [19].

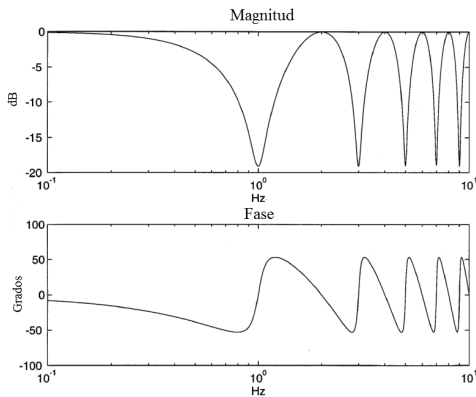


Fig. 3. Respuesta en frecuencia del sistema Posicast para $\delta = 0.8$ y $T_d = 1$.

Sin embargo, la efectividad de Posicast todavía se basa en la cancelación de polos y ceros, por lo que un conocimiento inexacto de los polos dominantes de la planta dará lugar a la oscilación residual. Esta es la razón por la cual, Posicast no ha sido ampliamente usado en la práctica. Singer y Seering propusieron un método para reducir la sensibilidad al conocimiento del sistema en [22]; este método ha sido interpretado como una versión extendida o de alto orden de Posicast, teniendo más de un paso. Esquivel y Tello se encargan de estudiar la operación de Posicast en condiciones iniciales no nulas, problema que no había sido suficientemente estudiado en la literatura anterior a ellos [23].

La filosofía subyacente de Posicast clásico es reducir las oscilaciones en un sistema de control que ya ha sido de otra manera diseñado para dar el mejor rendimiento posible. Por lo tanto, Posicast clásico es diseñado subsecuentemente a un diseño de control realimentado que ha alcanzado todos los requerimientos de desempeño, excepto, para la respuesta ligeramente amortiguada.

IV. ANÁLISIS Y DISEÑO

Es conocido por la literatura de filtros que la aproximación Bessel tiene la banda de transición con un desempeño deficiente, por ende, no es recomendable en la eliminación de ruido de alta frecuencia. Sin embargo, su respuesta temporal no introduce distorsiones en las señales de pulsos. Por otro lado, la aproximación Tchebyshev tiene una banda de transición con un buen desempeño, lo que hace favorable su aplicación para la eliminación de ruido de alta frecuencia, pero su respuesta temporal introduce distorsiones en las señales de pulso debido a la presencia de sobreimpulsos [24].

En la siguiente sección se harán ejercicios de simulación a nivel de circuito, en donde se compararán la aproximación Bessel con la aproximación Tchebyshev. La razón para hacer la comparación de Bessel frente a Tchebyshev es que representan los dos extremos del espectro de aproximaciones de filtros. La mejor respuesta temporal (menor distorsión por sobreimpulso) contra la mejor respuesta en frecuencia (banda de transición más angosta) [11]. Además, Franco utiliza estas dos aproximaciones para evidenciar el compromiso existente entre la respuesta en frecuencia y la respuesta temporal [24]. Por otro lado, son las dos aproximaciones que

siempre consideran los diseñadores a nivel industrial para el acondicionamiento de señales de pulsos [9], [25]. Debido a lo anterior, se descarta la comparación con otras aproximaciones.

Los filtros activos más utilizados en la práctica de instrumentación son los de la topología Sallen-Key para una función paso-bajo [17]. La razón de esto es que permite la implementación de la mayoría de las aproximaciones de filtro (Butterworth, Bessel, Tchebyshev) de manera simple [11]. Además, se ajusta bien a los requerimientos de Q inferiores a 10, pues los filtros en instrumentación no requieren sintonía [25]. Un filtro paso-bajo de segundo orden se modela mediante [26]:

$$H_{2LP}(s) = \frac{H_0\omega_0^2}{s^2 + 2\alpha\omega_0s + \omega_0^2} \quad (4)$$

Donde se sabe que $\alpha = \frac{1}{2Q}$. Los valores de Q para las aproximaciones que se analizarán son los siguientes: $Q = 0.577$ (Bessel) y $Q = 2$ (Tchebyshev).

Dado que los filtros Tchebyshev se comportan como sistemas ligeramente amortiguados, para solucionar el problema de distorsión, se puede utilizar Posicast. Para reducir el sobreimpulso, los filtros que lo presenten deben ser precedidos por una etapa Posicast, como se presenta en la Fig. 4.

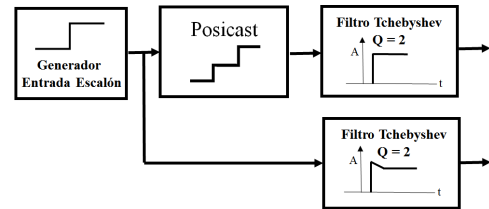


Fig. 4. Diagrama de bloques de la implementación de Posicast con el filtro de Tchebyshev $Q = 2$.

En la Fig. 5, se presenta el diagrama de bloques en Matlab® de Posicast. El diseñador debe calcular el factor de escalamiento K , y el tiempo T_d , que está definido como el tiempo en el que ocurre el sobreimpulso, conocido también como periodo de respuesta amortiguada. La teoría de Posicast presentada en los artículos sobre el tema dice que el factor de escalamiento está definido de la siguiente manera [19], [20]:

$$K = \frac{\delta}{1 + \delta} \quad (5)$$

Donde δ es el sobreimpulso presentado por el sistema, para el caso, el filtro Tchebyshev. Esto se ha generalizado así, porque Posicast ha tenido principal aplicación en sistemas de ganancia 1, pero cuando un sistema ligeramente amortiguado tiene ganancia distinta de 1, la fórmula del factor de escalamiento presentada antes no funciona y debe ser modificada, resultando la siguiente ecuación:

$$K = \frac{\delta}{V_F + \delta} \quad (6)$$

Donde V_F es el valor final de la variable. Una vez obtenidos los parámetros del sistema Posicast y aplicado al filtro de interés. Existe la posibilidad de hacer que el filtro Tchebyshev

no presente las distorsiones por sobreimpulso, sin que por ello pierda su mayor pendiente en la banda de transición.

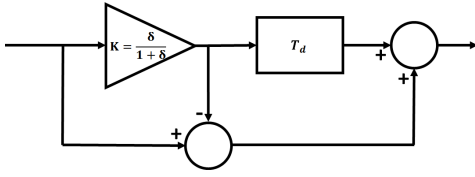


Fig. 5. Diagrama de bloques de la implementación de Posicast con sus parámetros en Matlab®.

El efecto de Posicast en las formas de onda de los filtros se analizará en la siguiente sección. En esta parte interesa observar el efecto de Posicast en la respuesta en frecuencia del filtro, debido a la importancia de esta especificación en el diseño de estos circuitos. En la Fig. 6 se presenta la respuesta en frecuencia del filtro Tchebyshev sin Posicast y con Posicast. Como se puede observar, en las cercanías a la frecuencia de corte la pendiente en la banda de transición se incrementa con relación a la versión del filtro sin Posicast, si bien aparece un rizado en la banda de transición.

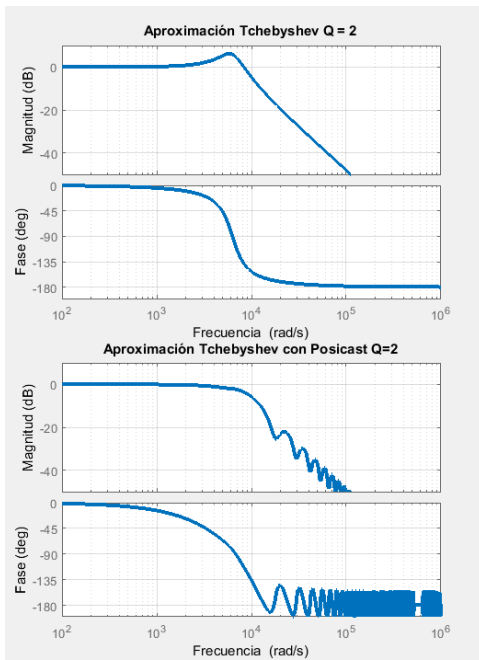


Fig. 6. Respuesta en frecuencia de filtros con aproximación Tchebyshev sin Posicast y con Posicast.

El comportamiento de la fase dentro de la banda de paso se mantiene básicamente inalterado. Se observan fluctuaciones de fase fuera de la banda de interés, que no repercuten significativamente en el desempeño del filtro.

En síntesis, lo que se debe hacer para construir filtros que tengan un desempeño aceptable en la banda de transición, necesario para la eliminación de ruido de alta frecuencia, y que al mismo tiempo no distorsionen las señales de pulsos, debido a su comportamiento ligeramente amortiguado, es anteponer un bloque Posicast al filtro, el cual debe ser diseñado para las especificaciones frecuenciales que exige la aplicación.

V. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

En esta sección se presentan los resultados de la síntesis electrónica de la topología propuesta en la sección anterior, usando para ello el simulador de circuitos Multisim®, así como las formas de onda obtenidas de su implementación hardware. El objeto es verificar si resulta viable la propuesta desde la perspectiva de la implementación a nivel de circuito. El contexto que se establece es: $Q = 0.577$ (Bessel), $Q = 2$ (Tchebyshev), $H_0 = 4$ y $\omega_o = 2\pi f$, donde $f = 1$ kHz. El objetivo es procesar una señal de pulsos de amplitud 1 V, y frecuencia de 100 Hz. En la Fig. 7 se presenta la topología Sallen-Key utilizada.

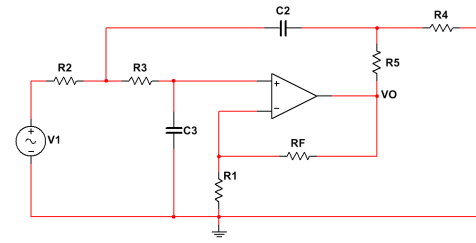


Fig. 7. Topología Sallen-Key modificada.

Asumiendo que $R_1 = R_2 = R_3 = R$, y $C_2 = C_3 = C$, las ecuaciones para el diseño de esta versión de Sallen-Key quedan resumidas a continuación:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7)$$

$$H_0 = 1 + \frac{R_F}{R} \quad (8)$$

$$Q = \frac{1}{3 - xH_0} \quad (9)$$

Donde $x = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$. Utilizando estas ecuaciones, y las especificaciones ya conocidas se obtienen los valores de los componentes del circuito. Para el filtro con aproximación Bessel ($Q = 0.577$) los valores de los componentes son: $C_2 = C_3 = C = 0.01 \times 10^{-6}$ F, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 15.9 \times 10^3 \Omega$, $R_F = 47.7 \times 10^3 \Omega$ y $R_5 = 34.3 \times 10^3 \Omega$. Para el filtro con aproximación Tchebyshev ($Q = 2$) los valores de los componentes son: $C_2 = C_3 = C = 0.01 \times 10^{-6}$ F, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 15.9 \times 10^3 \Omega$, $R_F = 47.7 \times 10^3 \Omega$ y $R_5 = 9.5 \times 10^3 \Omega$.

En las Fig. 8 y Fig. 9 aparecen las respuestas a la entrada escalón de las aproximaciones. Como se puede corroborar, el filtro de Bessel tiene una respuesta temporal propia de un sistema amortiguado de segundo orden. Por su parte, la aproximación Tchebyshev tiene un comportamiento ligeramente amortiguado.

En las Fig. 10 y Fig. 11, aparecen los trenes de pulsos de 100 Hz filtrados por cada una de las aproximaciones de filtros implementadas. Una vez más se verifica que la mejor respuesta temporal la ofrece la aproximación Bessel, y son evidentes las distorsiones ocasionadas por la aproximación Tchebyshev. Es claro entonces por qué los diseñadores prefieren los filtros de

Bessel cuando se trata de aplicaciones con señales de pulsos, so pena de tener una banda de transición de baja pendiente, como se observa en la Fig. 12.

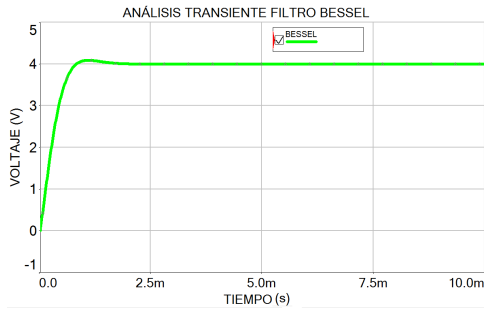


Fig. 8. Respuesta en la salida de un filtro con ganancia 4 en aproximación Bessel ante una entrada escalón unitario.

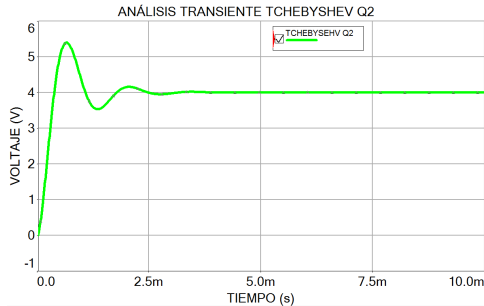


Fig. 9. Respuesta en la salida de un filtro con ganancia 4 en aproximación Tchebyshev con $Q = 2$ ante una entrada escalón unitario.

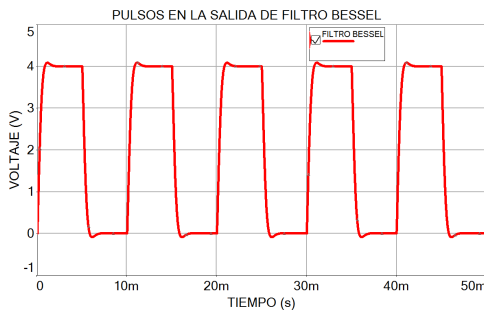


Fig. 10. Señal de pulsos en la salida de un filtro con aproximación Bessel.

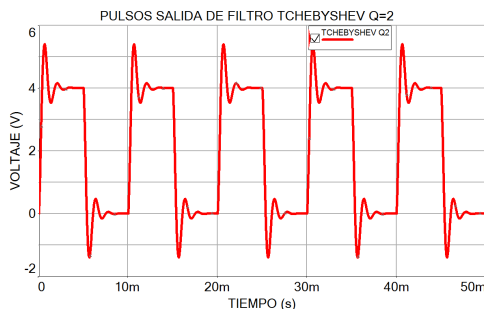


Fig. 11. Señal de pulsos en la salida de un filtro con aproximación Tchebyshev con $Q = 2$.

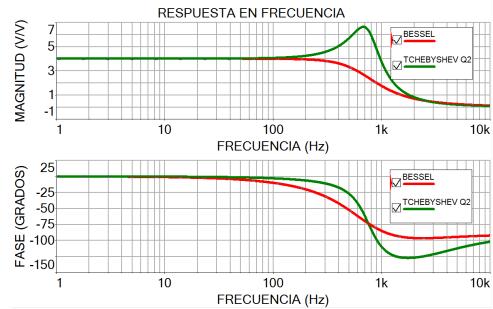


Fig. 12. Respuesta en frecuencia de las aproximaciones de filtro implementadas en Multisim®.

Es claro que en Bessel la atenuación empieza mucho antes de la frecuencia de corte, ocasionando que se atenúen señales dentro de la banda de interés. En el caso de la Fig. 12, la atenuación empieza cerca de los 100 Hz, y todas las señales comprendidas entre 110 Hz y 1 kHz se atenúan en relación con la ganancia en baja frecuencia. Para la aproximación Tchebyshev la atenuación comienza en la frecuencia de corte o cerca de ella. Esto es deseable porque no se atenúan señales dentro de la banda de interés. En la misma figura se puede ver que la aproximación Bessel tiene una respuesta en fase más lineal que su contraparte Tchebyshev.

Continuando con el objetivo de reducir la distorsión en la aproximación Tchebyshev, se implementa en el simulador el bloque Posicast mostrado en la Fig. 5. Las respuestas a la entrada escalón simuladas y presentadas en figuras anteriores, permitieron medir V_F , δ , T_d y luego calcular el parámetro K de Posicast mediante (6). Los valores obtenidos de la respuesta temporal de la aproximación Tchebyshev son: $V_F = 4$ V, $\delta = 1.404$ V, $T_d = 902.140 \times 10^{-6}$ s. El cálculo da $K = 0.259$.

En la Fig. 13 se presenta la respuesta a la entrada escalón del filtro Tchebyshev, sin Posicast y con Posicast. Se evidencia la reducción del sobreimpulso, con lo cual se comprueba que electrónicamente la topología es viable. En esta figura también se observa que el nivel de sobreimpulso en el filtro de Tchebyshev sin Posicast es de 35% y con Posicast es de 5%. Se determina el efecto de Posicast en la respuesta en frecuencia del filtro, que se puede observar en la Fig. 14 para la aproximación Tchebyshev con $Q = 2$, contrastada con un filtro de aproximación Bessel.

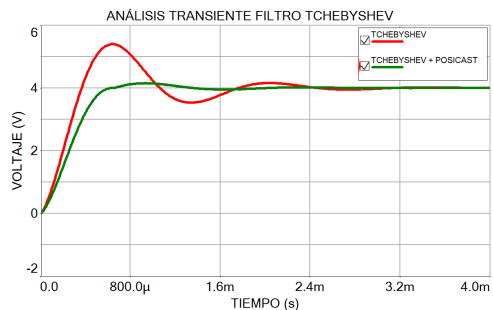


Fig. 13. Respuesta transiente de filtro de aproximación Tchebyshev $Q = 2$ sin Posicast y con Posicast.

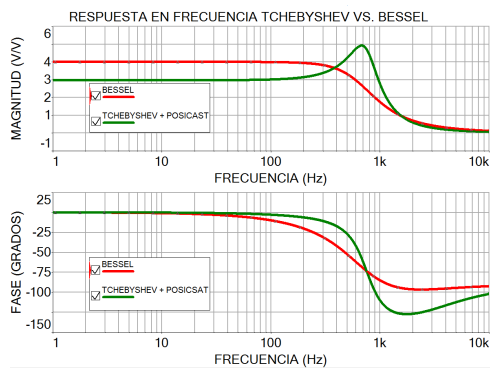


Fig. 14. Respuesta en frecuencia de los filtros con aproximaciones Bessel y Tchebyshev con Posicast.

Se observa que el filtro cuando usa Posicast se vuelve aún más selectivo debido a su mayor pendiente en la banda de transición, a pesar de la reducción de la resonancia en la frecuencia de polo del filtro. Este es un resultado importante, pues la selectividad del filtro depende del nivel de resonancia en esa frecuencia. Para conseguir una mayor selectividad, el filtro debe tener una mayor resonancia. Sin embargo, con Posicast se ha logrado un filtro más selectivo al tiempo que se reduce la resonancia. Es evidente la superioridad en la banda de transición de la aproximación Tchebyshev usando Posicast, con su mayor pendiente. La atenuación con respecto a la ganancia en la banda de paso, empieza aproximadamente en la frecuencia de corte especificada $f_0 = 1$ kHz.

El impacto negativo, según se puede ver en la Fig. 14, ha sido una pérdida de ganancia del 25% en la banda de paso del filtro. Esto se compensa diseñando el filtro para una ganancia 25% mayor a la que se usaría sin Posicast, lo cual se puede observar en la Fig. 15, donde se presenta la respuesta en frecuencia de los filtros, con el filtro Tchebyshev rediseñado usando el criterio antes mencionado. La respuesta temporal presentada en la Fig. 13 tiene en cuenta tal consideración.

Es interesante ver que la fase del filtro no ha sufrido cambios, pues en condiciones normales, cuando se mejora la selectividad del filtro se empeora la linealidad de la fase. Esa es la razón por la cual la aproximación Tchebyshev con $Q = 2$ (mayor selectividad), tiene una fase menos lineal en la banda de paso.

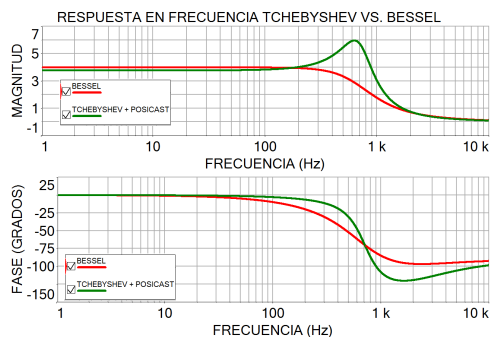


Fig. 15. Respuesta en frecuencia de los filtros con aproximaciones Bessel y Tchebyshev con Posicast con pérdida de ganancia compensada.

En la Fig. 16 se presenta la salida de la aproximación

Tchebyshev con $Q = 2$, sin usar Posicast y usando Posicast, para evidenciar el efecto que este último tiene en la reducción de la distorsión en señales de pulsos filtradas.

En la Fig. 17 se contrasta el filtro de aproximación Tchebyshev con $Q = 2$ y el filtro de aproximación Bessel, para el procesamiento de señales de pulsos. Se evidencia que no existen diferencias significativas entre estos dos filtros en el dominio del tiempo, aunque es sabido que el primero tiene una respuesta en frecuencia superior.

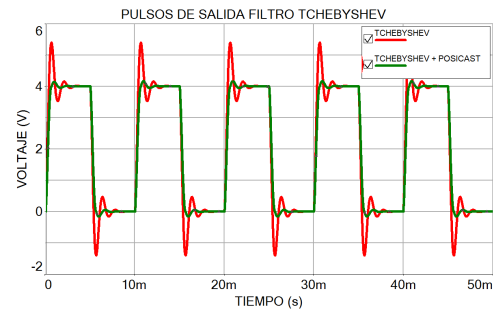


Fig. 16. Señal de pulsos en la salida de un filtro con aproximación Tchebyshev con $Q = 2$ sin Posicast y con Posicast.

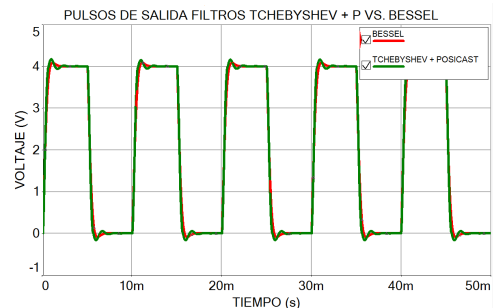


Fig. 17. Señal de pulsos en la salida de los filtros con aproximaciones Bessel y Tchebyshev $Q = 2$ con Posicast.

Para demostrar la reducción del sobreimpulso en una aplicación real, se implementó en hardware el sistema descrito hasta ahora para la aproximación Tchebyshev, como se muestra en la Fig. 4. Se parte de una entrada de tipo escalón, que pasa por un bloque funcional Posicast y se obtiene a la salida una señal cuya forma de onda permite apreciar el efecto de la utilización de esta propuesta.

En la Fig. 18 se observa la forma de onda de una entrada escalón (de color azul) que es aplicada a un filtro Tchebyshev con $Q = 2$ implementado. La forma de onda de la respuesta es la señal de color rojo que se ve en la misma figura. Se puede observar que existe una distorsión en la señal de salida del filtro debido a la presencia del sobreimpulso de 1.04 V, y un considerable tiempo de establecimiento de 2.560 ms.

En la Fig. 19 se puede observar la forma de onda en la salida del Posicast implementado, que consiste en la conformación de la entrada escalón unitario, mostrando el proceso descrito al inicio de la sección III del artículo. El factor de escala calculado es de $K = 0.206$ V, por ende, el primer paso del escalón conformado tiene un valor de 0.794 V. Luego de $T_d = 0.8$ ms, se aplica el resto de la entrada escalón.

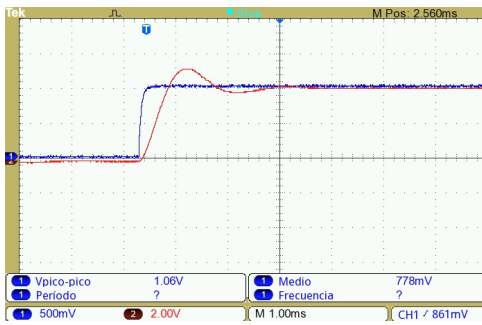


Fig. 18. Salida filtro con aproximación Tchebyshev $Q = 2$ (roja) para una entrada escalón unitario (azul).

En la Fig. 20 se puede observar la forma de onda de la entrada escalón conformada a la salida del bloque Posicast, y la forma de onda de la respuesta del filtro Tchebyshev con sobreimpulso de 0.3 V, reduciendo la distorsión, y reduciendo el tiempo de establecimiento a 0.5 ms, que eran los objetivos principales de la aproximación propuesta.

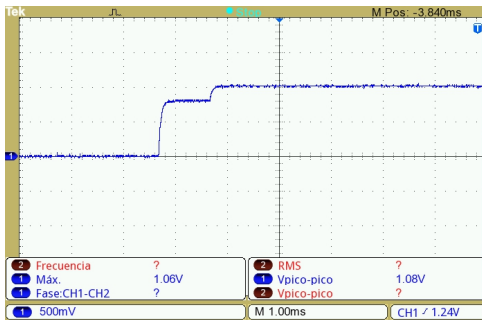


Fig. 19. Salida del bloque Posicast, consistente en la conformación de la señal escalón de entrada.

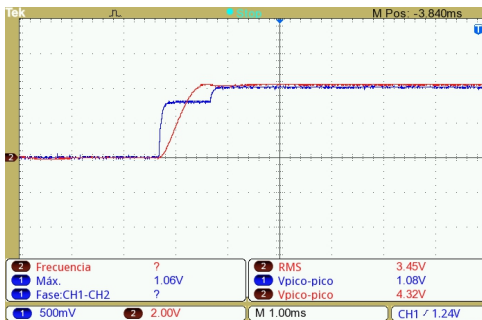


Fig. 20. Salida Filtro Tchebyshev $Q = 2$ (roja) para una entrada escalón unitario conformada con Posicast (azul).

VI. CONCLUSIONES

Este artículo presenta un método para reducir las distorsiones introducidas por los filtros analógicos que procesan señales pulsadas, cuyo comportamiento es ligeramente amortiguado, mediante la introducción de un elemento de control Posicast. Se utiliza el conocimiento del sobreimpulso de la respuesta al escalón δ y el periodo de la respuesta amortiguada T_d de los filtros Tchebyshev para

el diseño del elemento Posicast. Los resultados simulados en Matlab® para el filtro Tchebyshev indican que el nuevo método no impacta negativamente su respuesta en frecuencia.

Se llevaron a cabo unos ejercicios de simulación mediante implementaciones electrónicas de los filtros en Multisim® y se corroboró que la respuesta en frecuencia de los filtros a los que se aplicó Posicast mejoró su banda de transición. Por otro lado, se presentaron algunos resultados de la aproximación implementada en hardware. Los detalles de dicha implementación, así como el análisis de sensibilidad a señales ruidosas o incertidumbres paramétricas, serán publicados en próximos artículos.

Los resultados obtenidos serán útiles en el diseño de filtros analógicos en la mayoría de los casos. Se concluye que, las simulaciones y mediciones demuestran que se ha conseguido una aproximación de filtro que tiene una alta selectividad (característica de Tchebyshev) al tiempo que presenta una distorsión reducida (única característica deseable de Bessel).

AGRADECIMIENTOS

A Dios por los dones recibidos. A la Universidad de la Costa, CUC, por habernos permitido realizar esta investigación durante los años 2015-2017. A los ingenieros Jorge Cárdenas y Andrés Romero por su colaboración en la implementación física de los circuitos estudiados durante esta investigación.

REFERENCIAS

- [1] J. L. Simancas-García, "Filtrado analógico en instrumentación para acondicionamiento de señales de pulsos en procesos industriales utilizando la técnica posicast," Barranquilla, Colombia, 2017.
- [2] O. Smith, "Posicast control of damped oscillatory systems," *Proc. IRE*, vol. 45, no. 9, p. 1249–1255, 1957.
- [3] R. Burt and R. M. Stitt, "Fast settling low-pass filter," Burr-Brown Corp., Tucson, AZ, USA, Tech. Rep., Jan 1991.
- [4] J. Piskorowski, R. Kaszynski, M. A. G. de Anda, and A. Sarmiento-Reyes, "Group delay compensation and settling time minimization in continuous-time elliptic filters," in *MELECON 2008 - The 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2008, p. 12–16.
- [5] R. Kaszynski and J. Piskorowski, "Dynamic compensation of phase distortion in time-varying butterworth filters," in *2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2006, p. 1421–1424.
- [6] M. Rasoulzadeh, "A novel method for oscillation canceling of cmos operational amplifiers using posicast," in *Int. SoC Design Conf.*, 2010, pp. 408–411.
- [7] —, "A new cmos posicast pre-shaper for vibration reduction of cmos op-amps," in *AIP Conf. Proc.*, vol. 1247, 2010, pp. 205–214.
- [8] J. Simancas-García, "Diseño de un amplificador operacional cmos de amplio ancho de banda y alta ganancia para aplicaciones de alta velocidad," *Inge CUC*, vol. 9, no. 1, pp. 163–182, Jun 2013.
- [9] B. Baker. (2006) Tutorial: Basics of choosing and designing the best filter for an effective data-acquisition system. [Online]. Available: https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1272322
- [10] M. Rasoulzadeh and M. Ghaznavi-Ghouschi, "Design and implementation of a cmos posicast pre-shaper for vibration reduction of op-amps," in *Proc. of the World Congress on Eng. and Computer Science*, vol. I, San Francisco, USA, 2009, pp. 174–177.
- [11] A. Malvino, *Electronic principles*, 8th ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2015.
- [12] A. Creus, *Instrumentación industrial*, 8th ed. México D.F., México: Alfaomega, 2010.
- [13] H. E. Castellanos, C. A. Collazos, J. C. Farfan, and F. Meléndez-Pertuz, "Diseño y construcción de un canal hidráulico de pendiente variable," *Inf. tecnológica*, vol. 28, no. 6, p. 103–114, 2017.

- [14] F. Meléndez-Pertuz, R. S. Dams, J. C. Ortiz, J. Velez-Zapata, D. Ovallos-Gazabón, V. Mendinueta, and G. Cortés, "Design and development of a didactic an innovative dashboard for home automation teaching using labview programming environment," *ARNP J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 13, no. 2, 2018.
- [15] T. J. Maloney, *Electrónica Industrial Moderna*, 5th ed. Edo. de México, México: Pearson/Prentice-Hall, 2004.
- [16] J. Duarte, J. García, J. Jiménez, M. E. Sanjuan, A. Bula, and J. González, "Auto-ignition control in spark-ignition engines using internal model control structure," *J. Energy Resour. Technol.*, vol. 139, no. 2, pp. 022201–022211, 2016.
- [17] M. A. Pérez, *Instrumentación electrónica*, 1st ed. Madrid, España: Paraninfo, 2014.
- [18] G. Cook, "An application of half-cycle posicast," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 1, no. 3, p. 4, 1966.
- [19] J. Y. Hung, "Feedback control with posicast," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 94–99, 2003.
- [20] —, "Application of posicast principles in feedback control," in *Proc. of the IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, 2002, p. 500–504.
- [21] E. Gonzalez, J. Hung, L. Dorcak, J. Terpak, and I. Petras, "Posicast control of a class of fractional-order processes," *Central European Journal of Physics.*, vol. 11, no. 6, pp. 868–880, Jun 2013.
- [22] N. C. Singer and W. P. Seering, "Preshaping command inputs to reduce system vibration," *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 112, no. 1, p. 76–82, 1990.
- [23] J. A. Esquivel and J. R. Tello, "Posicast control with nonzero initial conditions," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 6, no. 7, p. 587–591, Dec 2008.
- [24] S. Franco, *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*, 3rd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2002.
- [25] S. Xie. (2016) Practical filter design for precision adcs. [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/practical-filter-design-precision-adcs.html>
- [26] M. H. Rashid, *Microelectronic circuits: analysis and design*, 2nd ed. Stamford, USA: Cengage Learning, 2011.



Jaime Vélez-Zapata recibió grado de ingeniero electrónico de la Universidad de Antioquia, Medellín, Colombia en 1978, grado de MBA de la Universidad del Norte, Barranquilla, Colombia en 1998 y grado de Ph.D. en Ciencias de la Universidad URBE en Maracaibo, Venezuela en 2015. Con una amplia trayectoria en empresas del sector industrial, desde 2001 es profesor de la Universidad de la Costa en Barranquilla en el área de Electrónica.



José L. Simancas-García (M'17) recibió su grado de Ingeniero Electrónico en la Universidad del Norte, Barranquilla, Colombia, en 2006, y su grado de Magister en Ingeniería de la Universidad de la Costa, en Barranquilla, Colombia, en 2017, con énfasis en Ingeniería Industrial. Se desempeñó como profesor tiempo completo desde el 2009 al 2011 en la Universidad Antonio Nariño, Sede Barranquilla, Colombia. Desde el 2011 se ha desempeñado como profesor asistente en la Universidad de la Costa. Sus intereses son la electrónica analógica, la teoría de control, y el electromagnetismo.



Farid A. Meléndez-Pertuz (M'17) recibió grado de Ingeniero Electrónico de la Universidad de la Costa, Barranquilla, Colombia, en 2005, y grado de Magister en Telemática y Telecomunicaciones de la Universidad del Norte en Barranquilla, Colombia en 2015. Actualmente está cursando doctorado en Ingeniería en la Universidad Pontificia Bolivariana de Medellín, Colombia. Desde 2009 hasta la actualidad, se ha desempeñado como profesor adjunto de la Universidad de la Costa. Sus intereses investigativos incluyen la electrónica analógica y las telecomunicaciones.

telecomunicaciones.