

# CIRCUITO PROMEDIADOR PARA CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS DE POTENCIA: IMPLEMENTACIÓN INTEGRADA CMOS EN MODO DE CORRIENTE

G. Villar, E. Alarcón, H. Martínez, E. Vidal and A. Poveda  
 Departamento de Ingeniería Electrónica. Universitat Politècnica de Catalunya.  
 C/ Gran Capità s/n. Campus Nord. Mòdul C4. 08034 Barcelona

## RESUMEN

El presente artículo describe el estudio, la síntesis y la implementación microelectrónica analógica de un método para la obtención del valor medio instantáneo de una señal, en el contexto del control de convertidores conmutados de potencia. Se incluyen tanto una descripción funcional así como las condiciones analíticas que describen la validez del método propuesto. A nivel circuital, la realización de un diseño basado en la aproximación del modo de corriente conlleva un circuito de baja complejidad y elevadas prestaciones dinámicas. Los resultados de simulación para una realización microelectrónica con tecnología CMOS de 0.35  $\mu\text{m}$  muestran un correcto funcionamiento hasta frecuencias de conmutación de 1MHz.

## 1. INTRODUCCIÓN

La aproximación habitualmente realizada en el control de convertidores conmutados de potencia siguiendo las técnicas clásicas del control PWM, que consideran modelos promediados de los convertidores, puede resultar en inestabilidades dinámicas debidas a los rizados de conmutación inherentes a la propia naturaleza de los convertidores y que no son tenidos en cuenta en la fase de diseño promediado. Esto es debido al hecho de que, dado que el controlador presenta ganancia en la banda correspondiente a la frecuencia de conmutación, aparecen armónicos de conmutación en la señal de salida del compensador, a partir de la cual se obtiene la modulación PWM, resultando esto en inestabilidades [1][2].

Usualmente se soluciona este problema mediante una reducción notable de, o bien la ganancia del controlador, o bien su ancho de banda, de forma que la componente de rizado de la señal retroalimentada sea significativamente atenuada. Por lo tanto, se obtiene una reducción muy significativa de las prestaciones dinámicas del convertidor controlado.

Con el objetivo de evitar esta pérdida de propiedades dinámicas, manteniendo además la estabilidad del sistema, el presente trabajo propone un circuito que reduce el rizado de conmutación, aproximando el comportamiento del promediado de la señal – fig.1-.

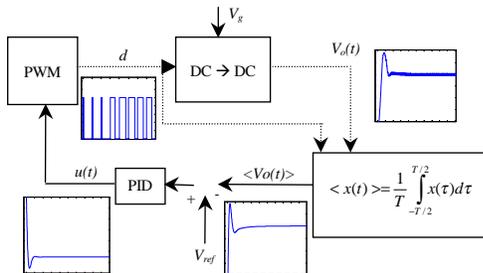


Fig. 1 Control retroalimentado de la tensión de salida de un convertidor conmutado utilizando un bloque funcional de extracción de promedio.

Para conseguir la mencionada reducción de rizado se pueden considerar diferentes alternativas, como puedan ser un simple

filtro LTI pasobajo, una aproximación a la descripción analítica del operador de promediado mediante la integración en ventana móvil de la señal, o bien una aproximación geométrica. Esta última aproximación, que se describe a continuación, es la considerada en este trabajo, ya que además de presentar mejores prestaciones teóricas que el filtro LTI simple, resulta en una implementación más sencilla que la de la aproximación a la descripción analítica del operador.

## 2. PROMEDIO GEOMÉTRICO

El método propuesto está basado en la estimación de la señal promedio ( $\langle x(t) \rangle$ ):

$$\langle \tilde{x}(t) \rangle \Big|_{t_{i-1} < t < t_i} = \frac{\max[x(t)]_{t_{i-2} < t < t_{i-1}} + \min[x(t)]_{t_{i-2} < t < t_{i-1}}}{2} = \frac{x(t_{i-2}) + x(t_{i-1})}{2} \quad (1)$$

como la semisuma de los valores máximo y mínimo de la señal en cada semiperiodo (figura 2). En el análisis que sigue, se considera el caso de operación en estado estacionario.

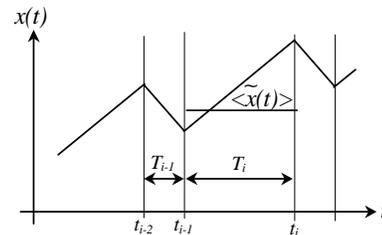


Fig. 2 Valor medio de una señal con rizado triangular

Para obtener los valores máximo y mínimo de la señal se descartan los detectores de pico y de valle, ya que de las implementaciones reales de convertidores de potencia resultan *glitches* en los instantes de conmutación, conduciendo éstos a capturas erróneas de los valores esperados. En este sentido, la información del instante de conmutación (que está disponible en el mismo controlador, ya que éste es el circuito encargado de decidir las transiciones  $T_{on} \rightarrow T_{off}$  y  $T_{off} \rightarrow T_{on}$ ), es utilizada para decidir los instantes de muestreo de la señal. Esta idea subyace en el diagrama de bloques de la figura 3.

El diagrama de la figura 3 incluye circuitos de seguimiento y retención (T&H) que capturan los valores máximo y mínimo de la señal, así como la suma de dichos valores, gracias al conocimiento de la variable de conmutación  $d$ . La propia naturaleza de los circuitos T&H requiere del uso de dos ramas en paralelo operando en contrafase, resultando así en dos actualizaciones del valor promedio por ciclo.

Para validar el anterior diagrama de bloques, la figura 4 muestra cualitativamente la evolución de la corriente de inductor de un convertidor elevador cuando se aplica la funcionalidad del promediador. Nótese que, aunque en el régimen transitorio se obtiene una evolución escalonada de la señal, la operación en estado estacionario produce un rechazo absoluto del rizado de conmutación.

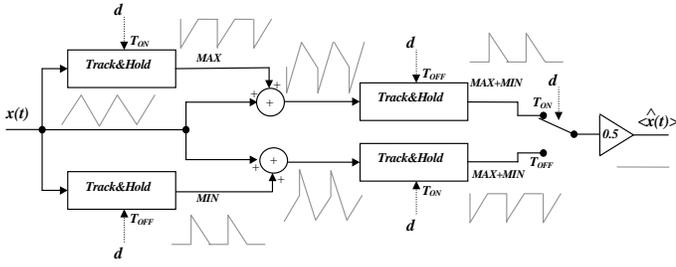


Fig. 3 Diagrama de bloques del circuito de obtención del promedio geométrico

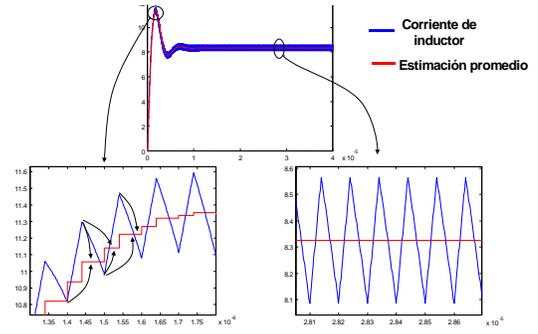


Fig. 4 Corriente de inductor en un convertidor elevador bajo la acción del promediado geométrico

### 3. PROPIEDADES DEL MÉTODO

#### 3.1. Validez del método

El método propuesto para obtener el promedio de una señal no proporciona el valor medio exacto para cualquier forma de onda de la señal de rizado. Sin embargo, se puede establecer que el valor medio de una señal en estado estacionario es igual a la semisuma de los valores de pico y valle cuando la señal presenta simetría impar ( $x(t) = -x(-t)$ ). Esto se puede demostrar si el valor medio de una señal se obtiene descomponiendo la señal en su componente DC ( $x_{DC}(t)$ ) y su componente de rizado ( $x_r(t)$ ).

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x_{DC}(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T x_r(t) dt \quad (2)$$

De forma que para que se cumpla la siguiente expresión:

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T x_{DC}(t) dt \quad (3)$$

se requiere que

$$\frac{1}{T} \int_0^T x_r(t) dt = 0 \quad (4)$$

lo cual ocurre en el caso en que  $x_r(t) = -x_r(-t)$ :

$$\begin{aligned} \int_{-T/2}^{T/2} x_r(t) dt &= \int_{-T/2}^0 x_r(t) dt + \int_0^{T/2} x_r(t) dt = \\ &= \int_{-T/2}^0 x_r(t) dt - \int_{-T/2}^0 x_r(t) dt = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

Por otro lado, si se considera la siguiente estimación:

$$x_{DC}(t) = \frac{MAX + MIN}{2} \quad (6)$$

entonces

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \frac{MAX + MIN}{2} T = \frac{MAX + MIN}{2} \quad (7)$$

Destaca el hecho de que, en el caso de que el rizado no muestre simetría impar, el error máximo cometido en la estimación está limitado por la mitad del valor pico-pico del rizado:

$$\frac{-V_{pp}}{2} \leq error \leq \frac{V_{pp}}{2} \quad (8)$$

Considerando el caso de los convertidores conmutados de potencia, las variables de estado rápidas (e.g. corriente de inductor en convertidores tensión-tensión) presentan rizados formados por dos tramos lineales, y por lo tanto exhiben simetría impar, de modo que el método considerado es adecuado. En cuanto a las variables lentas se refiere (e.g. tensiones de salida), se observa que no presentan rizados con simetría impar, aunque el error será inherentemente pequeño, puesto que los rizados de esta clase de variables son reducidos para convertidores debidamente diseñados. Como consecuencia, el método, aparte de la facilidad de implementación descrita posteriormente, se adecua a la naturaleza de los convertidores conmutados de potencia.

#### 3.2. Descripción frecuencial de la acción promediadora

Para una mejor interpretación se supone que el circuito solo tiene una rama operando de forma continua mediante S&H (circuitos de muestreo y retención), como consecuencia de las dos ramas reales trabajando en contrafase con T&H (*interleaving*). Como representa la figura 5, muestrear una señal con rizado periódico ( $\omega_0$ ) a dicha particular frecuencia de rizado ( $\omega_s = \omega_0$ ), equivale a muestrear una señal constante de valor igual al de las muestras:

$$x_{DC} = x(t - t_f - nT_0) \Big|_{n \in [-\infty, \infty]} \quad (9)$$

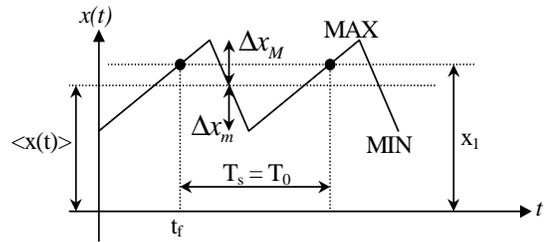


Fig. 5 Ilustración del efecto del muestreo de una forma de onda cualquiera con la misma frecuencia que su rizado

El espectro resultante de esta operación de muestreo consiste en un tren periódico de impulsos en el dominio frecuencial, la magnitud de los cuales coincide (escalados por un factor  $1/T_s$ ) con la señal original en los instantes de muestreo ( $x_i$ ).

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T_s} x_i \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_s) \quad (10)$$

La retención de orden cero (ZOH) posteriormente realizada escala de nuevo la señal (por un factor  $T_s$ ) y rechaza todos los términos armónicos correspondientes al rizado, ya que la función de transferencia del ZOH consiste en una función  $sinc(\pi f T_s)$ .

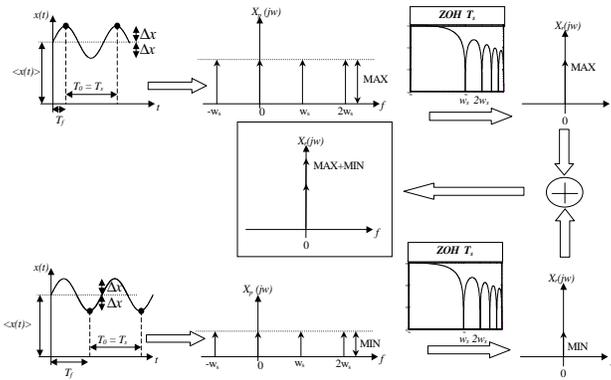


Fig. 6. Descripción en el dominio frecuencial del proceso de promedio geométrico.

Finalmente, si teniendo en cuenta la información temporal de la señal de conmutación la señal es muestreada y retenida separadamente en los instantes correspondientes al máximo y al mínimo, y se suman estas componentes, se obtiene una señal constante de valores:  $MAX = \langle x(t) \rangle + \Delta x_M$  y  $MIN = \langle x(t) \rangle - \Delta x_m$ .

$$\begin{aligned} < x(t) \rangle + \Delta x_M + \langle x(t) \rangle - \Delta x_m = \\ = 2 \langle x(t) \rangle + \Delta x_M - \Delta x_m \end{aligned} \quad (11)$$

Cuando se escala esta señal por un factor de  $\frac{1}{2}$ , se obtiene  $\langle x(t) \rangle$  ya que  $\Delta x_M = \Delta x_m$ , lo cual corresponde al caso de rizado con simetría impar. La figura 6 representa los anteriores pasos en el dominio frecuencial para una señal con simetría impar.

### 3.3. Comparación de prestaciones

Comparando el comportamiento del circuito de promediado geométrico con el de un filtro LTI pasabajo de primer orden (figura 7), se puede observar cómo debido a la característica  $\text{sinc}(\pi f T_s)$  del primero, se obtiene una completa cancelación de los armónicos del rizado, mientras que el filtro LTI proporciona una atenuación modesta (para un ancho de banda dado). Se observa asimismo una respuesta frecuencial más plana en la banda de paso. Otras prestaciones del circuito de promediado geométrico son que su operación se adapta naturalmente a la frecuencia de conmutación, y que el máximo retardo es siempre menor que un ciclo de conmutación. Un inconveniente del método es que su validez no es perfecta en estados transitorios, aunque esto también sucede con el resto de métodos.

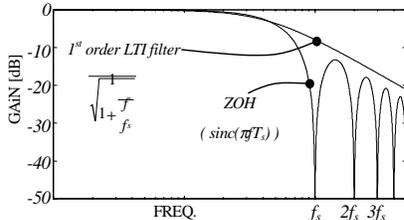


Fig. 7 Comparación entre la magnitud de la función de transferencia de un filtro LTI de primer orden y la correspondiente al promediador.

## 4. IMPLEMENTACIÓN MICROELECTRONICA

El circuito de promediado geométrico se ha diseñado, a nivel microelectrónico, para una tecnología CMOS de  $0,35 \mu\text{m}$ . Para la síntesis y el diseño se han considerado la metodología circuital basada en el modo de corriente [3], obteniéndose unas mejores prestaciones en términos de velocidad de operación y margen

dinámico, así como una mejor adecuación a la implementación de las operaciones requeridas.

### 4.1. Circuito básico

El diagrama de bloques de la figura 3 incluye las siguientes operaciones de procesado: suma de señales, conmutación en contrafase, escalado y operación de seguimiento y retención. La implementación de estas operaciones mediante las técnicas de corrientes conmutadas [4] resulta en el circuito básico del extractor geométrico de promedio de la figura 8.

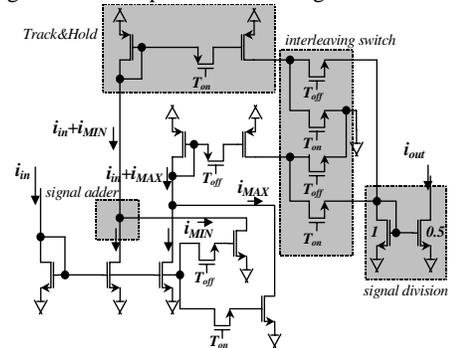


Fig. 8 Implementación circuital básica del promediador geométrico

El circuito considera el circuito  $T\&H$  de corrientes conmutadas, en el cual un espejo de corriente es conmutado para transferir y almacenar en tensión en el nodo capacitivo interno de puerta la información en términos de corriente de entrada. La conmutación en contrafase se realiza con transistores que redireccionan la corriente de cada uno de los  $T\&H$  hacia el  $buffer$  de corriente de salida que, a su vez, lleva a cabo la suma y escalado de las señales.

### 4.2. Circuito mejorado

En la práctica, el circuito básico anterior muestra diversas limitaciones de operación debidas a no idealidades en los subcircuitos, particularmente aquéllos con funcionamiento de corrientes conmutadas. Para mejorar las prestaciones del circuito se han realizado las siguientes modificaciones de diseño:

- La conmutación en contrafase se efectúa con señales en tensión, para reducir los picos de la corriente de salida.
- En los  $T\&H$  se han utilizado circuitos cascode para mejorar las impedancias de salida.
- Los conmutadores de los  $T\&H$  se han diseñado para tener baja resistencia de conducción, y reducir así el error durante la fase de seguimiento.

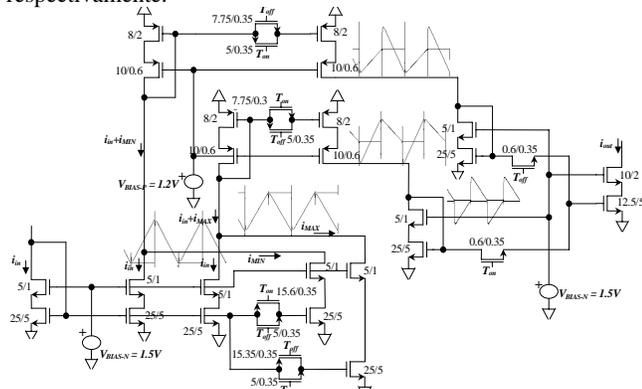
- Los transistores de entrada y salida de los  $T\&H$  presentan relaciones de aspecto moderadas para evitar amplificar los errores de conmutación en las tensiones de puerta.
- Los conmutadores se componen de transistores complementarios para compensar parcialmente los errores de inyección de carga y de *clock feedthrough*.

La inclusión de estos criterios de diseño conduce al circuito completo de la figura 9, en la que se muestran las dimensiones de los transistores (en  $\mu\text{m}$ ), así como las formas de onda de distintas señales ilustrativas del circuito.

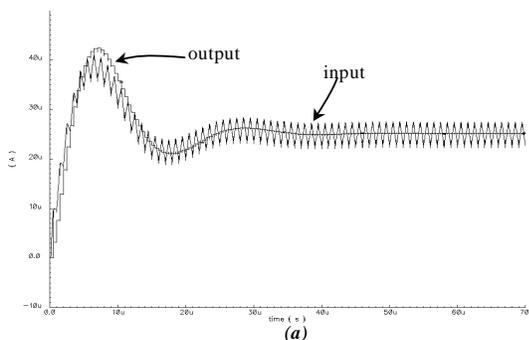
## 5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

La figura 10 muestra resultados de simulación completa a nivel de transistor, en los cuales se aplica el circuito promediador geométrico a la corriente de inductor de un convertidor *Buck* de alta frecuencia conmutando a una frecuencia de 1MHz y un ciclo de trabajo del 50%. Se puede observar cómo la respuesta en estado estacionario del circuito prácticamente rechaza las señales de rizado y proporciona el valor medio correcto (para este caso de simetría impar) con una atenuación de 49.5 dB. La simulación también revela una respuesta escalonada durante el régimen transitorio.

El circuito es robusto frente a variaciones en las condiciones de operación, ya que variaciones en el ciclo de trabajo al 25% y al 75%, resultan en atenuaciones del rizado de 43 dB y 56 dB, respectivamente.



**Fig. 9.** Implementación completa a nivel de transistor del circuito de extracción de promedio geométrico



## 6. CONCLUSIONES

Este trabajo está dedicado al estudio y diseño microelectrónico de un método geométrico para rechazar el rizado de una señal, principalmente para su aplicación en circuitos de control de convertidores conmutados de potencia.

El método ha sido estudiado analíticamente y se han descrito las condiciones de validez, demostrando su adaptación a la conversión conmutada de potencia. El funcionamiento se basa en rechazar el rizado, en estado estacionario, reteniendo una señal previamente procesada para evitar el *aliasing* inherente al método de muestreo y que veta el uso de dicho método en los clásicos controladores digitales. Frente a los clásicos filtros LTI, el método proporciona, teóricamente, un rechazo absoluto del rizado, una inherente adaptación a la frecuencia de conmutación, así como el rechazo de cualquier forma de onda de rizado. El principal inconveniente es que la señal promedio estimada no es exactamente equivalente a la señal promedio real para variables de estado lentas, aunque en este caso el error generado es pequeño.

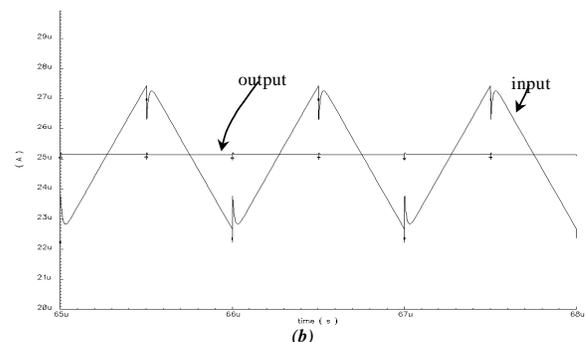
La implementación integrada del circuito del método de promediado geométrico no es compleja gracias al uso del procesado en modo de corriente. El circuito completo funciona correctamente a frecuencias de hasta 1 MHz, y por tanto satisface los requerimientos soportados por las modernas tecnologías MOSFET de potencia.

## Agradecimientos

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por el proyecto CICYT TIC2001-2157-CO2-01

## Referencias

- [1] *Nonlinear Phenomena in Power Electronics*, ed. by S. Banerjee and G. C. Verghese, IEEE press.
- [2] A. Poveda, L. Martínez, R. Perpinyà, J. Font y A. Manuel, "A novel current-mode technique for controlling the average value of converter switch current", *proc. ISCAS'93*, pp. 2339-2342.
- [3] *Analogue IC design: the Current-mode approach*, C. Toumazou, J. Lidgely and D. Haigh, Editors, IEE Circuits and Systems Series 2, Editorial P. Peregrinus.
- [4] *Switched-Currents, an analogue technique for digital technology*, C. Toumazou, J. B. Hughes and N. C. Battersby, Editors, IEE Circuits and Systems Series 5, Editorial P. Peregrinus.
- [5] *Diseño e implementación microelectrónica CMOS en modo de corriente de circuitos de control para convertidores conmutados de potencia: controlador de un ciclo y extractor de promedio*, Proyecto de Fin de Carrera de G. Villar, dirigido por E. Alarcon, ETSETB, UPC, 2001.



**Fig. 10.** Resultados de simulación