

Convertidores para aplicaciones de Seguimiento de Envolvente derivados del Buck con dispositivos de nitruro de galio

Pablo F. Miaja, Alberto Rodriguez, Javier Sebastian
Electronic Power Supply Systems Group
University of Oviedo
Gijon, Spain
E-mail: fernandezmiapablo@uniovi.es

Miguel Rodriguez
Colorado Power Electronics Center
University of Colorado
Boulder, USA

Resumen—El Seguimiento de Envolvente, mas conocido por el término *Envelope Tracking* (ET), es una técnica destinada a mejorar el rendimiento energético de los Amplificadores de Potencia de Radiofrecuencia (*Radio Frequency Power Amplifiers* RF PA). Se basa en alimentar el RF PA con una tensión que reproduce la envolvente de la señal de comunicaciones que el RF PA amplifica. Como el ancho de banda de la envolventes puede llegar a varios MHz, la frecuencia de conmutación debe ser muy elevada. Las buenas características en conmutación de los dispositivos de nitruro de galio (GaN) permiten conmutar a altas frecuencias, lo que les hace interesantes para estas aplicaciones. En este trabajo se presentan y comparan dos topologías de convertidores CC/CC para su uso como Amplificador de Envolvente, ambos basados en el convertidor reductor.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales hacen uso de modulaciones espectralmente eficientes. Estas permiten transmitir mayor cantidad de datos manteniendo el ancho de banda dentro de unos límites. Lamentablemente presentan variaciones tanto de amplitud como de fase. Para ser correctamente amplificadas es necesario emplear RF PA lineales operando muy lejos de compresión. En estas condiciones el rendimiento de los RF PA es muy bajo. Para intentar aumentar el rendimiento de los RF PA es posible aplicar la técnica de Envelope Tracking, una completa descripción de estas técnicas se puede encontrar en [1]–[3].

Para entender cómo funciona se hará una breve introducción a la técnica de Envelope Tracking. La Figura 1 muestra la arquitectura de esta técnica. El convertidor CC/CC que proporciona la potencia al RF PA se suele conocer como modulador de envolvente.

La clave del sistema es que la tensión de alimentación del RF PA varíe aproximándose lo máximo posible a la envolvente de la señal de comunicaciones. Como la tensión del drenador del transistor varía con la envolvente de la señal que está procesando, la tensión que soporta es menor que si se alimentase a tensión constante y por tanto las pérdidas en el mismo son menores. Usando terminología de RF, lo que se hace es variar el punto de polarización del transistor de modo

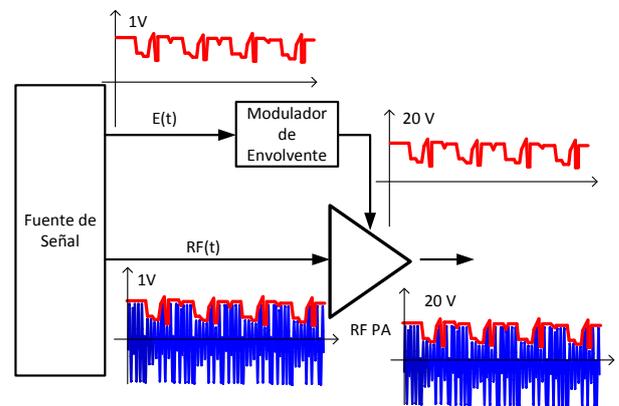


Figura 1: Arquitectura de *Envelope Tracking*

que el RF PA siempre trabaje cerca de compresión, que es donde presenta un mayor rendimiento.

Si se pretende que el rendimiento del sistema sea alto, es necesario que el rendimiento del modulador de envolvente también lo sea. Por ello se tiende a usar convertidores CC/CC conmutados [4]–[9]. No obstante el *slew-rate* y el ancho de banda necesarios sobrepasan las capacidades de los convertidores CC/CC estándar. Una solución muy utilizada es la combinación de un convertidor CC/CC con una etapa lineal [10]–[13]. El uso de etapas lineales puede ser minimizado o incluso evitado si se pudieran construir convertidores CC/CC con una frecuencia de conmutación muy elevada. Las excelentes características de los dispositivos de GaN permiten su uso trabajando como los interruptores controlados de convertidores CC/CC a muy alta frecuencia.

En este artículo se presenta una celda de conmutación de un convertidor Buck (también llamado reductor). Su frecuencia de conmutación es de 8 MHz y se utiliza un HEMT (*High Electron Mobility Transistor*) de GaN. Esta celda se compone

del transistor de su *driver* y del diodo de libre circulación. Se le han añadido condensadores para estabilizar la tensión que se conmuta. Mediante la combinación de esta celda con filtros de salida y con otras celdas se consiguen construir convertidores CC/CC, derivados del convertidor reductor, conmutando a 8 MHz.

II. DISEÑO DE LA CELDA BUCK Y CONVERTIDORES CONSTRUIDOS CON ELLA

La pieza central de los convertidores CC/CC presentados en este artículo es la celda de conmutación representada en la figura 2. Está formada por el interruptor controlado, un HEMT de GaN normalmente abierto, la circuitería para controlarlo, el diodo de libre circulación, un Schottky de silicio con capacidades parásitas muy pequeñas y un conjunto de condensadores (C_{bypass}). Para alcanzar una frecuencia de conmutación de 8 MHz la placa de circuito impreso que forma la celda de conmutación debe diseñarse cuidadosamente. Se debe tener un especial cuidado con las pistas que unen el transistor, el diodo y el nodo común, llamado *CM* en la figura 2. Las pista entre el *driver* y la puerta del transistor y su camino de retorno es también muy importante. El *driver* seleccionado es el LM5114 de Texas Instruments. Éste permite usar resistencias diferentes para poner en conducción y cortar el transistor. El propósito de estas resistencias es amortiguar las oscilaciones en la puerta del transistor. Diseños y recomendaciones para manejar estos dispositivos se pueden encontrar en [14]. La circuitería de *driver* del HEMT se alimenta a través de un choque de modo común para desacoplar la alimentación

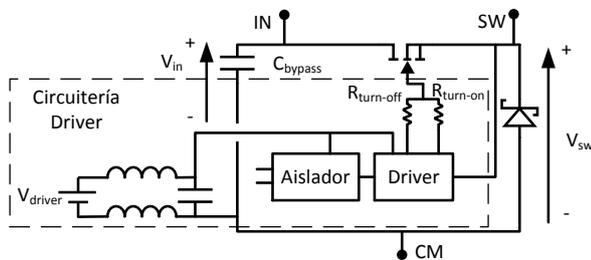


Figura 2: Esquema de la celda Buck

Esta celda puede combinarse de distintas maneras para formar convertidores CC/CC diferentes. En la figura 3 pueden verse los dos convertidores formados con las celdas. El primero es un convertidor Buck de dos fases, mostrado en la figura 3a. La cancelación del rizado típica de los multifases [15] puede aplicarse para extender el ancho de banda del filtro [16].

Una variación del Buck de dos fases se muestra en la figura 3b. Como en el caso anterior los terminales CM_1 y CM_2 se han conectado juntos. Este punto común se conecta a una tensión de *offset* seleccionado por los MOSFET

nombrados $MOSFET_2$, $MOSFET_1$ y $MOSFET_0$ en la figura 3b. Esta tensión de *offset* puede tomar los valores V_{g2} , V_{g1} o 0, dependiendo de que transistor conduce. La potencia aportada por cada fuente depende de la forma de onda a reproducir y de las tensiones elegidas. La selección de esta tensión depende de la tensión de salida deseada, de modo que la tensión de *offset* siempre será menor que la salida. La diferencia entre el nivel de *offset* y la salida será proporcionada por el Buck de dos fases basado en GaN, el cual conmuta a una frecuencia constante de 8 MHz. Por otro lado, los MOSFETs son dispositivos estándar de Si que conmutan a una frecuencia más baja y variable, dependiendo de la tensión de salida, como en [13]. Las formas de onda a la entrada del filtro son las mismas que en el *Multiple Input Buck Converter*, presentado originalmente en [8]. En resumen, la tensión de *offset* proporciona una representación burda de la señal a reproducir. La celda de alta frecuencia proporciona un ajuste fino de la forma de onda. Esto permite que la celda de alta frecuencia no procese toda la potencia, lo que repercute positivamente en el rendimiento. Esta implementación puede llamarse Buck de dos fases flotante.

III. CONTROL

Con el objeto de maximizar el ancho de banda del convertidor CC/CC, éste trabajará en lazo abierto. En este caso el ancho de banda estará limitado solamente por el filtro de salida, no por el lazo de control. Para mantener la linealidad entre la señal de control, el ciclo de trabajo, y la tensión de salida resulta necesario asegurar la operación del convertidor en Modo de Conducción Continuo (MCC). El uso de filtros con una función de transferencia conocida (Bessel, Butterworth,...) se detalla en [16] para los convertidores MIBuck y MIBuck Multifase. Para sintetizar un filtro cuya función de transferencia sea conocida y que se implemente con una estructura de dos fases es necesario tener en cuenta que :

$$L_{1a} = L_{1b} = 2 \cdot L_1 = 2 \cdot \frac{l_1 \cdot R_L}{2\pi \cdot f_c} = \frac{l_1 \cdot R_E}{2\pi \cdot f_c}, \quad (1)$$

donde $R_E = 2 \cdot R_L$, siendo R_L la carga del convertidor. El valor l_1 es el valor normalizado de la primera inductancia. Este depende del filtro a sintetizar (Bessel, Butterworth, etc) y puede encontrarse en las tablas de filtros [17]. El término R_E tiene en cuenta que las dos bobinas de entrada (L_{1a} o L_{1b}) llevan la mitad de la corriente que la bobina original del filtro si sólo hubiera una fase. Por tanto la resistencia de carga equivalente R_E es el doble de R_L .

El parámetro adimensional k , explicado por primera vez en [18], es en el caso del convertidor Buck de dos fases:

$$k_{2_fases} = \frac{2L_{1a}}{2 \cdot R_L \cdot T_s} = \frac{2L_{1a}}{R_E \cdot T_s}, \quad (2)$$

Donde T_s es el período de conmutación del convertidor. Teniendo en cuenta el valor de L_{1a} mostrado en la ecuación

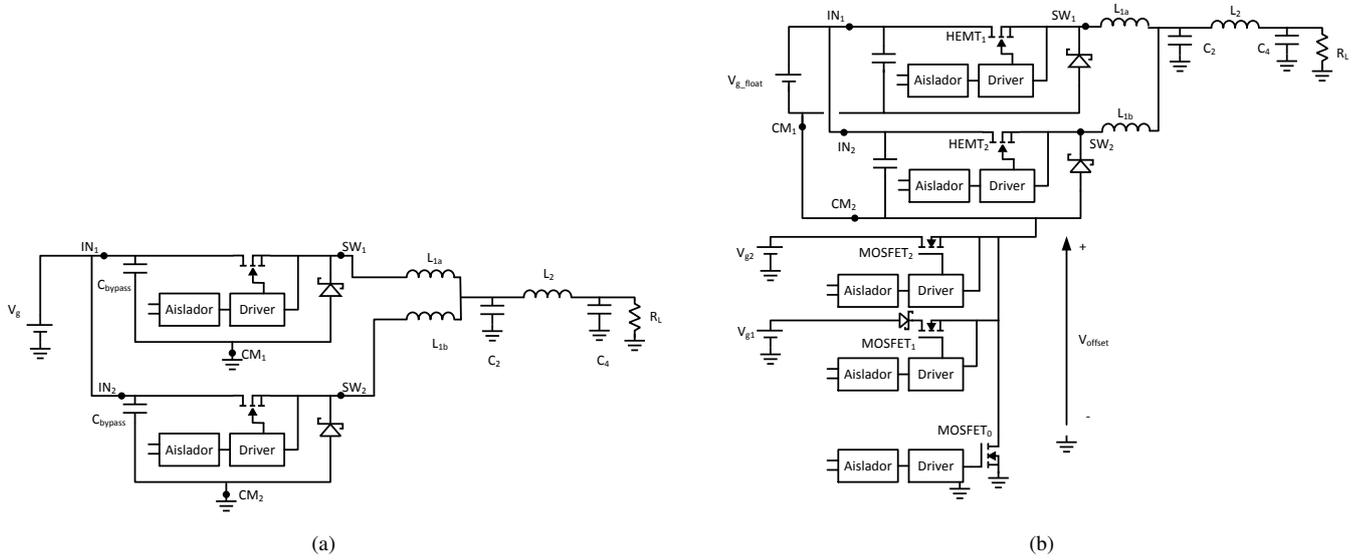


Figura 3: Combinaciones con la celda conmutada: (a) Buck de dos fase con filtro de 4^o orden, (b) Buck de dos fases flotante con filtro de 4^o orden

2, la ecuación pasa a ser:

$$k_{2_fases} = \frac{l_1}{\pi} \cdot \frac{f_s}{f_c}, \quad (3)$$

Ambos convertidores operarán siempre en MCC, en condiciones estáticas y en condiciones dinámicas con el filtro de Bessel, mientras se cumpla la siguiente condición.

$$\frac{f_s}{f_c} \geq \frac{\pi}{l_1}, \quad (4)$$

Esta ecuación establece un cociente de frecuencias entre la de corte del filtro f_c y la de conmutación del convertidor f_s . Para muchos filtros de 4^o orden (Bessel, Butterworth, Legendre, ...) $l_1/\pi \approx 2$, por lo que a las frecuencias a las que el filtro presenta una buena atenuación de la frecuencia de conmutación este opera en MCC. Esta ecuación no depende de la carga ya que la relación con la carga de (2) se cancela con la relación con la carga en la normalización del filtro, $L_{1a} = l_1 \cdot R_E/2\pi \cdot f_c$. El rechazo que presenta el filtro de salida se mejora empleando la topología multifase, como puede verse en [16]. Más detalles acerca del comportamiento del convertidor reductor con filtros de orden superior puede encontrarse en [19], [20] y su extensión a multifases en [21].

III-A. Tensiones de entrada en el Buck de dos fases flotante

En el caso del convertidor Buck de dos fases flotante es necesario mantener la linealidad cuando se produce una transición entre niveles. Para estudiar este proceso se llamará ΔD al mínimo cambio en el ciclo de trabajo aplicado a los HEMTs. Cuando se ordena al convertidor cambiar su tensión de salida, sin cambiar el nivel de *offset*, el mínimo cambio en la tensión de salida será ΔV_{out} :

$$\Delta V_{out} = \Delta D \cdot V_{g_float}, \quad (5)$$

donde V_{g_float} es la tensión de entrada de la etapa que conmuta a alta frecuencia (ver figura 3b).

El rango de ciclo de trabajo que es posible alcanzar con los *drivers* empleados es menor que el teórico (0% al 100%). El rango de variación del mismo irá de D_{min} a D_{max} . Por tanto, si se produce un incremento en el ciclo de trabajo de ΔD cuando este ya es D_{max} y el $MOSFET_0$ está conduciendo (ningún *offset* se aplica), el control cambiará el ciclo de trabajo aplicado a los HEMTs y se aplicará una tensión de *offset* (cortando $MOSFET_0$ y poniendo a conducir $MOSFET_1$). Por lo tanto:

$$(D_{max} + \Delta D) \cdot V_{g_float} = V_{g1} + D_{min} \cdot V_{g_float}, \quad (6)$$

Reordenando términos en (6) y aplicando el mismo razonamiento a cambios entre los dos niveles superiores:

$$D_{max} \cdot V_{g_float} = V_{g1} + (D_{min} - \Delta D) \cdot V_{g_float}, \quad (7)$$

y

$$V_{g1} + D_{max} \cdot V_{g_float} = V_{g2} + (D_{min} - \Delta D) \cdot V_{g_float}, \quad (8)$$

Si se cumplen (7) y (8) entonces se obtiene el rango máximo de variación de la señal de salida. Este rango se extiende de $D_{min} \cdot V_{g_float}$ a $V_{g2} + D_{max} \cdot V_{g_float}$.

Como la resolución del DPWM es muy alta, la variación en la tensión de salida debida a ΔD es muy pequeña. Por tanto las ecuaciones (7) y (8) pasan a ser:

$$D_{max} \cdot V_{g_float} \approx V_{g1} + D_{min} \cdot V_{g_float}, \quad (9)$$

y

$$V_{g1} + D_{max} \cdot V_{g_float} \approx V_{g2} + D_{min} \cdot V_{g_float}, \quad (10)$$

Las modificaciones del ciclo de trabajo descritas en (6) y para el cambio entre los niveles superiores se implementan de manera muy sencilla con el control digital.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La celda de conmutación se ha construido usando HEMTs de GaN EPC2015 de Efficient Power Conversion Corporation. El diodo de libre circulación se ha construido por tres MSS1P3L de Vishay en paralelo. El *driver* del HEMT es el LM5114 de Texas Instruments. La resistencia de apagado del transistor es $1,8\Omega$ y la resistencia de encendido se ha sustituido por un cortocircuito. La tensión que se aplica a la puerta es de 5 V. La máxima tensión que se puede aplicar a la puerta es de 6 V, por encima de ese valor ésta comienza a conducir corriente. Las señales de control de la FPGA se trasladan al *driver* usando un aislador digital IL610. La frecuencia de conmutación es de 8 MHz. Los MOSFETs que controlan la red de selección de la tensión de *offset* son los IPD135. Estos MOSFETs están controlados por *drivers* EL7156.

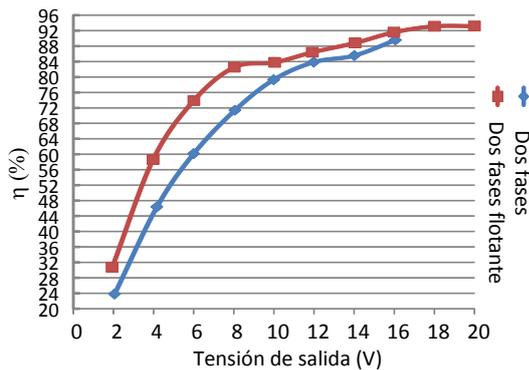


Figura 4: Rendimiento de los convertidores en función de la tensión de salida

Para el control se utiliza una FPGA Virtex-4 de Xilinx. La señal de referencia es digitalizada por un conversor THS1030. La FPGA genera las señales de conmutación de los HEMT, tanto la original como la desfasada 180° . También genera las señales de control de la red de selección de la tensión de *offset*.

El rendimiento de los convertidores se mide utilizando los mismos valores de tensión de salida continua para ambos. La carga es una resistencia de $5,2\Omega$. Los resultados se muestran en la figura 4. Puede verse como a medida que aumenta la tensión de salida aumenta el rendimiento. Esto se debe a que a medida que aumenta el ciclo de trabajo la baja resistencia en conducción juega un papel mucho mayor. El mayor rendimiento es del 97,6%, alcanzado por el Buck de dos fases flotante con una tensión de salida de 20,4 V. Por

tanto la potencia procesada es de 80 W.

Las tensiones de entrada para el Buck de dos fases flotante son $V_{g1} = 6,5V, V_{g2} = 12V$ y $V_{g_float} = 12,5V$. En el caso del Buck de dos fases la tensión de entrada es $V_g = 19V$, de ahí que la máxima tensión de salida en el caso de este convertidor sea menor (una tensión mayor generaba problemas con los diodos elegidos).

La respuesta al escalón puede verse en la figura 5a para el Buck de dos fases y en la figura 5c para el Buck de dos fases flotante. En ambos casos el filtro de salida es un Bessel de 3,5 MHz (cumpliéndose la ecuación 4 y por tanto operando en MCC). El *slew rate* alcanzado ronda los $100 V/\mu s$ con ambos convertidores, ya que este depende fundamentalmente del filtro. Este *slew rate* se ha medido utilizando un salto en la tensión de salida entre 5 y 15 V. Ambos convertidores se han probado con envoltentes de señales pertenecientes al estándar de comunicaciones WCDMA, desplazadas ligeramente en continua. Los resultados pueden verse en las figuras 5b para el Buck de dos fases y en la 5d para el Buck de dos fases flotante. El rendimiento obtenido reproduciendo esta señal es del 74% con el Buck de dos fases y del 82% con el Buck de dos fases flotantes. En cuanto a la calidad de la reproducción esta puede ser algo mejor con el Buck de dos fases que con la versión flotante. Una comparativa entre ambos y la señal original es compleja ya que es necesario tener en cuenta el error en la captura, que se haga con la misma trama de señal, la ganancia de ambas etapas, el retardo entre entrada y salida, etc.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se describen dos convertidores que presentan un rendimiento y un ancho de banda aceptables para aplicaciones de Seguimiento de Envoltente. Esto ha sido posible por utilizar transistores de GaN que permiten conmutar a 8 MHz con un buen rendimiento. De esta manera se abre el camino a utilizar moduladores de envoltente totalmente conmutados o a incrementar el rendimiento de los que utilizan combinaciones de etapas lineales y conmutadas.

Ambos convertidores presentan el mismo ancho de banda, ya que utilizan el mismo filtro de salida. El convertidor Buck de dos fases flotante presenta un mejor rendimiento a costa de un hardware y un control más complejo. El principal inconveniente de esta topología es la necesidad de emplear varias fuentes, una de ellas aislada, cuya tensión de salida debe estar regulada con precisión. Por contra el convertidor Buck de dos fases es más simple, a costa de un peor rendimiento.

En resumen, ambos convertidores son capaces de reproducir una envoltente correspondiente al estándar de comunicaciones WCDMA utilizando una topología totalmente conmutada. El ancho de banda de esta envoltente ronda los 3 MHz. Para esta aplicación ambos convertidores presentan un rendimiento

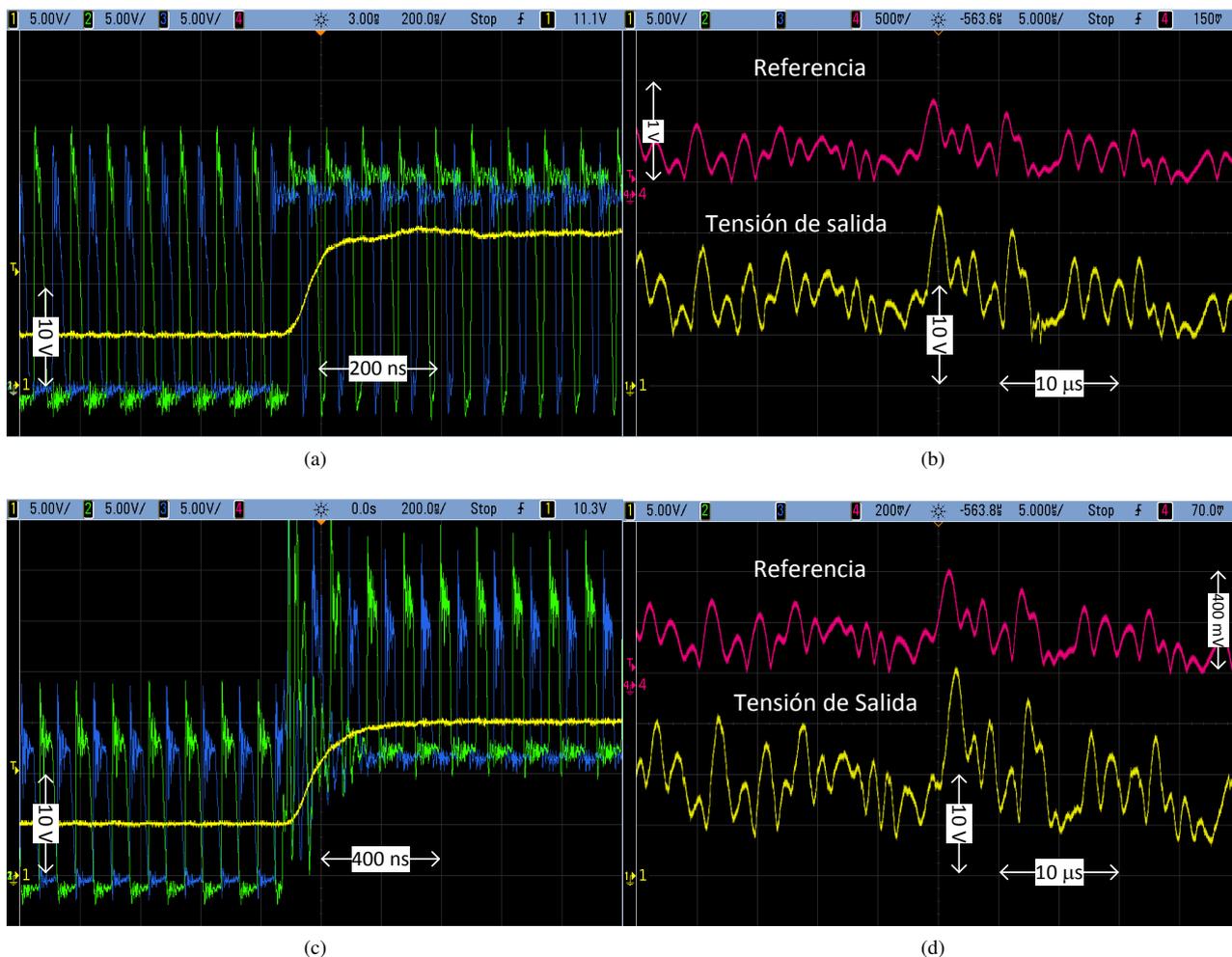


Figura 5: Resultados experimentales: (a) Respuesta al escalón con el Buck de dos fases, (b) Envoltura WCDMA con el Buck de dos fases, (c) Respuesta al escalón con el Buck de dos fases flotante, (d) Envoltura WCDMA con el Buck de dos fases flotante

aceptable (74 % con el Buck de dos fases y 82 % con el Buck de dos fases flotante reproduciendo la envoltura de una señal WCDMA).

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren mostrar su agradecimiento al proyecto Consolider RUE CONSOLIDER MICINN-10- CSD2009-00046 y al proyecto MICINN-10-DPI2010- 21110-C02-01.

REFERENCIAS

- [1] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. Kenington, Z. Popovic, N. Potheary, J. Sevic, and N. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for rf and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 814 –826, mar 2002.
- [2] J. Hoversten and Z. Popovic, "System considerations for efficient and linear supply modulated rf transmitters," in *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on*, pp. 1 –8, june 2010.
- [3] J. Hendy, "Solving the 4g portfolio management headache - high efficiency, broadband multimode pa platforms," tech. rep., Nujira LTD, 2010.
- [4] V. Yousefzadeh, E. Alarcon, and D. Maksimovic, "Three-level buck converter for envelope tracking applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 549 – 552, march 2006.
- [5] M. Hoyerby and M. Andersen, "High-bandwidth, high-efficiency envelope tracking power supply for 40w rf power amplifier using paralleled bandpass current sources," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pp. 2804 –2809, june 2005.
- [6] R. Paul and D. Maksimovic, "Smooth transition and ripple reduction in 4-switch non-inverting buck-boost power converter for wcdma rf power amplifier," in *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pp. 3266 –3269, may 2008.
- [7] H. Huang, J. Bao, and L. Zhang, "A mash-controlled multilevel power converter for high-efficiency rf transmitters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 1205 –1214, april 2011.
- [8] M. Rodriguez, P. Fernandez-Miaja, A. Rodriguez, and J. Sebastian, "A multiple-input digitally controlled buck converter for envelope tracking applications in radiofrequency power amplifiers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 369 –381, feb. 2010.
- [9] M. Norris and D. Maksimovic, "10 mhz large signal bandwidth, 95power supply for 3g-4g cell phone base stations," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 7 –13, feb. 2012.
- [10] F. Wang, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Lie, P. Asbeck, and L. Larson, "An improved power-added efficiency 19-dbm hybrid envelope elimi-

- nation and restoration power amplifier for 802.11g wlan applications,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 4086–4099, dec. 2006.
- [11] C. Hsia, A. Zhu, J. Yan, P. Draxler, D. Kimball, S. Lanfranco, and P. Asbeck, “Digitally assisted dual-switch high-efficiency envelope amplifier for envelope-tracking base-station power amplifiers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2943–2952, nov. 2011.
- [12] V. Yousefzadeh, E. Alarcon, and D. Maksimovic, “Band separation and efficiency optimization in linear-assisted switching power amplifiers,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, pp. 1–7, june 2006.
- [13] M. Vasic, O. Garcia, J. Oliver, P. Alou, D. Diaz, and J. Cobos, “Multi-level power supply for high-efficiency rf amplifiers,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1078–1089, april 2010.
- [14] S. Ji, D. Reusch, and F. Lee, “High frequency high power density 3d integrated gallium nitride-based point of load module design,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2012.
- [15] X. Zhou, P.-L. Wong, P. Xu, F. Lee, and A. Huang, “Investigation of candidate vrm topologies for future microprocessors,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 1172–1182, nov 2000.
- [16] P. Miaja, A. Rodriguez, J. Sebastian, and M. Rodriguez, “Enhancements of the multiple input buck converter used for envelope tracking applications by improved output filter design and multiphase operation,” in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pp. 1841–1848, sept. 2012.
- [17] *Electronics engineers' handbook*. IEEE Press, 1976.
- [18] S. Cuk and R. Middlebrook, “A general unified approach to modelling switching dc-to-dc converters in discontinuous conduction mode,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 36–57, 1977.
- [19] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodriguez, and M. Rodriguez, “Análisis y diseño del filtro de salida de un convertidor reductor usado como amplificador de envolvente,” in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.
- [20] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodriguez, and M. Rodriguez, “Estudio de la frontera entre modos de conducción en el convertidor reductor con filtros de orden superior al segundo cuando es usado como amplificador de envolvente,” in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.
- [21] J. Sebastián, P. Miaja, A. Rodriguez, and M. Rodriguez, “Análisis y diseño del filtro de salida de un convertidor reductor de dos fases usado como amplificador de envolvente,” in *Seminario Anual de Ingeniería Eléctrica Electrónica y Automática*, Jul. 2013.