

# NUEVAS HERRAMIENTAS PARA EL DISEÑO DE OSCILADORES DE MICROONDAS DE ALTA EFICIENCIA

S. Ver Hoeye

Área de Teoría de la Señal y Comunicaciones  
Departamento de Ingeniería Eléctrica,  
Electrónica de Computadores y de Sistemas  
Universidad de Oviedo  
e-mail :  
sverhoeye@tsc.uniovi.es

F. Ramírez, A. Suárez

Departamento de Ingeniería de  
Comunicaciones  
Universidad de Cantabria  
e-mail : almu@dicom.unican.es

**Abstract-** A new systematic method is presented for the design of high-efficiency microwave oscillators. It is based on the control of the transistor output-voltage waveform, through the combined use of a nonperturbing auxiliary generator and a substitution generator. The nonperturbing generator sets the oscillation frequency at the desired value during the entire design process. The combination of the two generators allows obtaining a quasisquare output-voltage waveform, with optimum harmonic components to maximize the efficiency. Attention is paid to the stability and phase noise of the implemented oscillator, which are analyzed versus technological parameters. A 6-GHz oscillator has been designed using these techniques, with good experimental results.

## I. INTRODUCCIÓN

A pesar de su importancia en los sistemas de comunicaciones actuales, un número limitado de trabajos han sido dedicados al diseño de osciladores de alta-eficiencia y de bajo consumo [1]-[4]. Esto viene por el hecho de que el oscilador es un sistema autónomo, y que la frecuencia varía con cada parámetro, como las tensiones de alimentación o los valores de los elementos del circuito. Es por lo tanto difícil de ajustar la carga de un circuito, sin afectar la frecuencia de oscilación. Otro problema es la inestabilidad potencial del circuito oscilador, requiriendo la verificación de la estabilidad del régimen de estado estacionario no lineal y la condición de arranque de la oscilación.

Varios trabajos [1]-[4] han mostrado la influencia relevante de la carga armónica en la eficiencia del oscilador. En [1], [2], una red de realimentación es añadida a un amplificador de clase E o de clase F para la obtención de un oscilador. En [3], el dispositivo no lineal es optimizado utilizando una fuente de entrada de RF y una carga ideal al primer y segundo componente armónico, con los coeficientes de reflexión  $\Gamma_i$ , con  $i = 1, 2$ . A continuación, la red de realimentación es sintetizada de las tensiones y corrientes terminales del dispositivo activo. Tras reemplazar el generador de entrada por la red de implementación se precisa una simulación del oscilador para comprobar la

posible variación del punto de operación. Esta variación es muy probable en el caso de que se considere un número de armónicos reducido en el diseño. Por otro lado, un número alto de componentes armónicos complicaría mucho la síntesis de la red de implementación.

En este trabajo, se propone un método sistemático para el diseño de osciladores de alta eficiencia. El método está basado en el control de las formas de onda de la tensión/corriente a la salida del dispositivo, el cual se obtiene mediante el uso de ambos un generador auxiliar (GA) [5] y un generador de sustitución [6]. El GA permite mantener el circuito, en el estado de oscilación, a la frecuencia deseada, durante todo el proceso de diseño. Una forma de onda cuasi-rectangular, a la salida del transistor, proporciona los componentes armónicos óptimos para maximizar la eficiencia [6]. Esta forma de onda es impuesta aquí por el usuario y conseguida a través de la optimización de las fuentes de alimentación o de los elementos lineales del circuito. Obviamente, la forma de onda debe mantenerse sin los generadores.

## II. DISEÑO DE OSCILADORES MEDIANTE EL CONTROL DE LA TENSIÓN DE SALIDA DEL TRANSISTOR

Para ilustrar la nueva técnica de diseño, se ha considerado aquí un oscilador bipolar, aunque puede ser aplicada igualmente a otro tipo de transistores. La frecuencia de oscilación especificada es  $f_o$ . La tensión de alimentación  $V_{CEo}$  es seleccionada acorde con la mínima y máxima tensión de colector-emisor  $v_{CE}(t)$ , fijando  $V_{CEo} = (V_{CEMax} + V_{CEMin})/2$ . El nuevo método de diseño, basado en el control de la forma de onda a la salida, se ha aplicado inicialmente introduciendo un elemento reactivo  $X_1$  al terminal en base (Fig. 1) y un segundo elemento reactivo  $X_2$  al terminal en emisor, para la realimentación en serie. Una línea adicional de longitud  $\lambda/4$  a  $2f_o$ , elimina el segundo componente armónico a este terminal. Para un valor dado de  $V_{CEo}$  y valores pequeños de  $V_{BEo}$ , se determina el conjunto de valores de los elementos reactivos que, en un análisis de pequeña señal, proporciona una resistencia negativa, entorno a  $f_o$ , a la puerta del colector. Este análisis nos proporciona los rangos permitidos de estos parámetros, para ser utilizados en las etapas de optimización siguientes. Con la

reducción de la tensión de alimentación  $V_{BE0}$ , se reduce el rango de resistencia-negativa.

Para un diseño de clase F, se debe conseguir una forma de onda cuasi-rectangular en la tensión de colector, para incrementar la relación  $r = (V_{C1}/V_{C0})$  entre el componente al primer armónico y el componente de DC [6], [7]. En el análisis se han considerado tres componentes armónicos, aunque la extensión a un número mayor de componentes es directa. Tal como se ha demostrado en [6], para una tensión de alimentación  $V_{CE0}$  dada, (y un emisor conectado a masa en DC), los componentes armónicos óptimos para maximizar  $r$  son  $V_{C1} = 2V_{CE0}/\sqrt{3}e^{j180^\circ}$ ,  $V_{C2} = 0$ , y  $V_{C3} = 2V_{CE0}/(3\sqrt{3})$ . Estos valores armónicos son impuestos aquí a la tensión de colector del circuito oscilador empleando un generador auxiliar GA de tensión [5] entorno a  $\omega_0$ , y un generador de sustitución [6] a  $3\omega_0$  (Fig. 1). El GA es conectado en paralelo con el terminal del colector. Su frecuencia es fijada a la frecuencia de oscilación deseada  $\omega_{AG} \equiv \omega_0$ , con el valor  $V_{AG} = 2V_{CE0}/\sqrt{3}e^{j180^\circ}$ . A  $3\omega_0$ , se emplea un generador de sustitución, con el valor  $V_{S3} = 2V_{CE0}/(3\sqrt{3})$ . Se introducen cargas pasivas ideales a los dos primeros componentes armónicos, con sus coeficientes de reflexión correspondientes,  $\Gamma_i \equiv |\Gamma_i| e^{j\phi_i}$ ,  $i = 1, 2$ . La carga del segundo armónico es fijada en  $\Gamma_2 \equiv 1 e^{j180^\circ}$ .

Para que el GA no perturba la solución de estado estacionario [8], la relación entre la corriente  $I_{AG}$  por el GA y la tensión  $V_{AG}$  sobre este debe ser cero, i.e.,  $Y_{AG} = I_{AG}/V_{AG} = 0$ . Esta condición evita la solución trivial de DC que siempre coexiste con la solución oscilatoria. La carga al primer armónico,  $|\Gamma_1|$ ,  $\phi_1$  es calculada para cumplir esta condición. El uso del GA asegura el estado estacionario oscilatorio del circuito, a la frecuencia deseada  $\omega_{AG} \equiv \omega_0$ , con la carga pasiva  $\Gamma_1$ . Por otro lado, para que la carga al tercer armónico es posible de implementar, la relación  $Y_3 = I_3/V_{S3}$ , con  $I_3$  el componente al tercer armónico de la corriente  $I$  (Fig. 1), debe tener un componente real positivo. Empleando el GA al primer componente armónico, y debido a que la relación entre el tercer y el primer componente armónico es relativamente pequeña, esta condición no es difícil de satisfacer. La admitancia resultante  $Y_3$ , es introducida en el sistema de carga por medio de una carga armónica  $\Gamma_3$ .

La nueva técnica se ha aplicado al diseño de un oscilador a  $f_0 = 6$  GHz, utilizando un simulador comercial. El transistor utilizado es el BFP420. Fig. 2 muestra una colección de formas de onda cuasi-rectangulares, al terminal de colector extrínseco, obtenido para  $V_{CE0} = 0.57$  V hasta  $V_{CE0} = 1.39$  V. En cada uno de los casos, el generador de tensión ya se ha reemplazado por una carga pasiva  $\Gamma_3$ . El generador de no perturbación GA (con admitancia  $Y_{GA}$  en el orden de  $10^{-9}$ ) se ha mantenido con el único propósito de evitar la solución trivial de DC en el análisis de balance armónico. Observar que la frecuencia de oscilación es igual para cada solución. Para una eficiencia  $E_{ff} = 61.5\%$ , la carga resultante al primer armónico es  $\Gamma_1 = 0.8 \angle 295^\circ$ . La corriente extrínseca por colector también se ha presentado. La potencia al primer armónico es  $P_{out} = 5.46$  dBm.

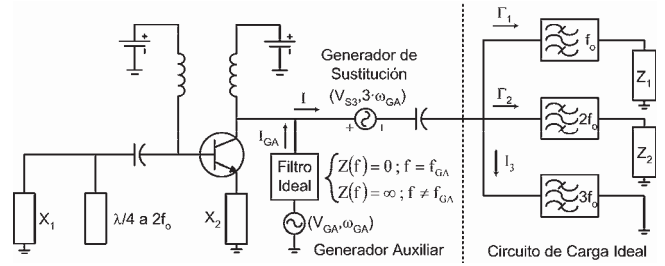


Fig. 1. Método de diseño de Osciladores. Uso de un generador auxiliar, en combinación con un generador de sustitución para la obtención de una forma de onda de salida cuasi-rectangular. Los elementos reactivos resultantes en base y emisor son dos inductancias.

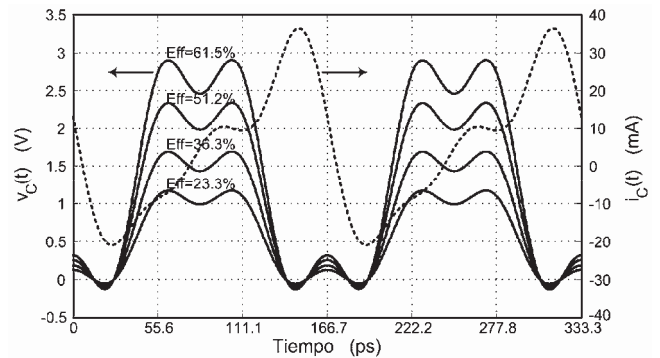


Fig. 2. Forma de onda ideal cuasi-rectangular en la tensión de colector  $v_C(t)$ , para diferentes valores de la tensión de polarización  $V_{CE0}$ . La corriente de colector extrínseca se ha superpuesto para  $E_{ff} = 61.5\%$ . Para cada uno de los casos, se ha presentado la oscilación real a la frecuencia  $f_0 = 6$  GHz, después de haber reemplazado el generador de sustitución por una carga pasiva armónica  $\Gamma_3$ .

### III. ESTABILIDAD Y RUIDO DE FASE DEL OSCILADOR IMPLEMENTADO

La forma de onda cuasi-rectangular, con  $E_{ff} = 61.5\%$ , se ha implementado mediante la estructura de la Fig. 3(a). Unas fuentes de corriente, a  $\omega_0$ ,  $2\omega_0$  y  $3\omega_0$ , son utilizadas para calcular las impedancias armónicas de la red implementada, minimizando, por medio de la optimización de esta red, las diferencias con los valores ideales. Fig. 3(b) muestra la solución del oscilador, en términos de  $v_C(t)$ , para tres casos diferentes. Una forma de onda corresponde a la solución del oscilador con la carga armónica ideal, obtenida a través del análisis de la Fig. 2. La segunda forma de onda es la solución del oscilador con la carga distribuida de la Fig. 3(a), cuando tres componentes armónicos son considerados en el análisis de balance armónico. Como puede observarse, las dos formas de onda están solapadas durante todo el periodo temporal. La eficiencia y la potencia de salida son las mismas en ambos casos. La tercera forma de onda es la solución del oscilador con la misma carga distribuida, cuando diez componentes armónicos son considerados en el análisis de balance armónico. Para obtener esta forma de onda, el circuito de elementos distribuidos ha sido ligeramente modificado, utilizando la condición  $Y_{GA} = 0$ , para mantener la misma frecuencia de oscilación y amplitud al primer armónico. La mejora en la precisión, debido al incremento en el número de componentes armónicos, da lugar a valores ligeramente diferentes  $E_{ff} = 62.7\%$  y  $P_{out} =$

4.89 dBm. Las condiciones de arranque de la oscilación son verificados mediante el criterio de Nyquist [8].

El ruido de fase puede ser ligeramente mejorado por medio de variaciones de la red de realimentación. Se ha realizado un barrido en la anchura  $W$  de la línea de realimentación, recalculando en cada punto, la longitud de las líneas en base y emisor para satisfacer  $Y_{AG} = 0$ , a la frecuencia de oscilación deseada  $f_0 = 6$  GHz. Así, cada punto corresponde a un diseño diferente a  $f_0 = 6$  GHz. La densidad espectral de ruido de fase, a la distancia de la portadora  $f_m = 100$  KHz, y la eficiencia de estos diseños diferentes se han representado, frente  $W$ , en la Fig. 4(a). El ruido de fase es calculado a través del método de la modulación de la portadora [9]. La estabilidad de Nyquist predice un comportamiento estable para todos los diseños, con los diferentes valores de  $W$ . Uno de los diagramas de Nyquist, trazado utilizando la técnica propuesta en [10], se muestra en la intercalación. Debido a que es un circuito autónomo, la traza empieza en el origen del plano ( $\text{Re}[H(\omega)]$ ,  $\text{Im}[H(\omega)]$ ), definido por las partes real e imaginario de la función de transferencia en lazo cerrado del régimen de estado estacionario. Sin embargo, la traza no rodea el origen. El circuito se ha fabricado para  $W = 1$  mm, obteniendo la frecuencia de oscilación  $f_0 = 6.04$  GHz. El espectro medido, a la salida del circuito, es comparado con el espectro simulado en la Fig. 4(b). La eficiencia obtenida es 48%. Las discrepancias son debidas a la precisión limitada en el modelo del transistor. La densidad espectral de ruido de fase a una distancia de la portadora de 100 KHz es  $-82\text{dBc/Hz}$ .

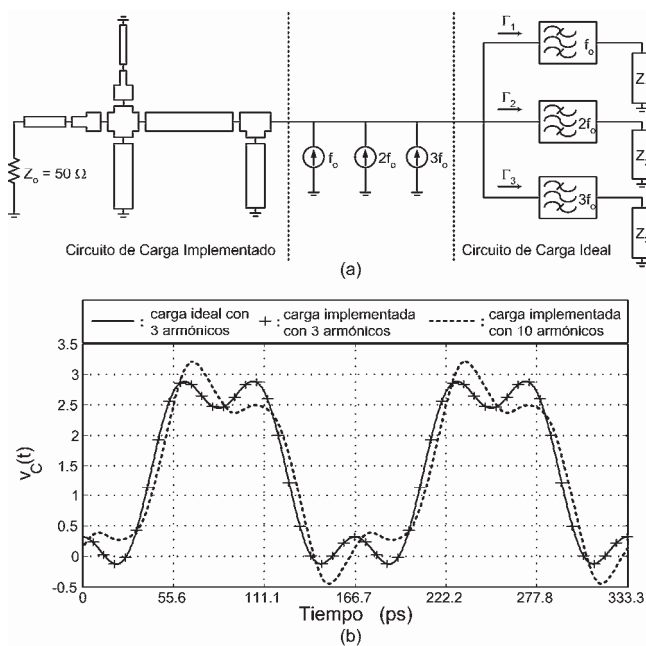


Fig. 3. (a) Estructura de implementación de las cargas armónicas ideales. (b) Comparación entre la solución oscilatoria con la carga armónica ideal y la solución oscilatoria con circuito de carga implementado, cuando tres y diez armónicos son utilizados en el análisis de balance armónico.

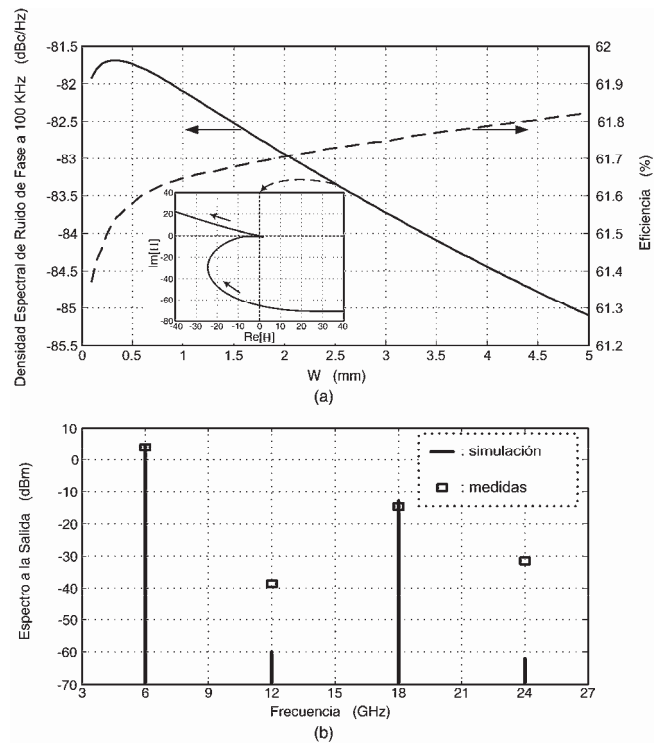


Fig. 4. Oscilador implementado. (a) Variación de la densidad espectral de ruido de fase (a una distancia en frecuencia de la portadora fija  $f_m = 100$  KHz) y la eficiencia para diferentes diseños, a la misma frecuencia  $f_0 = 6$  GHz, obtenida cuando la anchura  $W$  de la línea de realimentación es modificada. Intercalación: Diagrama de Nyquist para el diseño con  $W = 2.5$  mm. (b) Valores simulados y medidos del espectro de potencia a la salida.

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo, se ha presentado un nuevo método de diseño de osciladores de microondas de alta eficiencia. El método es basado en el control de la forma de onda de la tensión a la salida del transistor. Un generador de no perturbación, en conjunto con un generador de sustitución, permiten imponer los componentes armónicos de esta forma de onda, a la frecuencia de oscilación deseada. Se ha prestado atención en las condiciones de estabilidad y la densidad espectral de ruido de fase del diseño implementado, analizando su variación con los parámetros tecnológicos.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Ciencia y Tecnología bajo el proyecto TIC2002-02391.

#### REFERENCIAS

- [1] E. W. Bryerton, W. A. Shiroma, Z. B. Popovic, "A 5-GHz high-efficiency class -E oscillator," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 12, Dec. 1996.
- [2] M. Prigent, M. Camiade, G. Pataut, D. Reffet, J.M. Nebus, J. Obregon, "High efficiency oscillator," *IEEE MTT-S Digest*, Jun. 1995.
- [3] M. Lee, S. Yi, S. Nam, Y. Kwon, K. Yeom, "High efficiency harmonic loaded oscillator with low bias using a nonlinear design approach," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp. 1670-1678, Sep. 1999.
- [4] P. Berini, M. Desgagné, F. M. Channouchi, R. G. Bosisio, "An Experimental Study of the Effects of Harmonic Loading on Microwave

- MESFET Oscillators and Amplifiers," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, pp. 943-950, Jun. 1994.
- [5] S. Ver Hoeye, A. Suárez, J. Portilla, "Techniques for oscillator nonlinear optimization and phase-noise analysis using commercial harmonic-balance software," *IEEE-MTT-Symposium*, Boston, Jun. 2000.
- [6] D. Barataud, M. Campovecchio, J. M. Nebus, "Optimum design of very high efficiency microwave power amplifiers based on time-domain harmonic load-pull measurements," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 943-950, Jun. 2001.
- [7] C. Duvanaud et al., "A design method for highly efficient power amplifiers: application to class F amplifiers," *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer Aided Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 228-293, Jul. 1996.
- [8] A. Suárez, R. Quéré, *Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House Publishers, 2003.
- [9] V. Rizzoli, F. Matri and D. Masotti, "General Noise Analysis of Nonlinear Microwave Circuits by the Piecewise Harmonic-Balance Technique," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 5, pp. 807-819, May 1994.
- [10] A. Suárez, V. Iglesias, J.M. Collantes, J. Jugo, J.L. García, "Nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercial software," *IEE Electronic Letters*, vol. 34, no. 13, pp. 1333-1334, Jun. 1998.