

Diseño de un VCO Push-push de Bajo Coste para Sistemas de Comunicaciones en banda L

Fernando García Torre, Tomás Fernández Ibáñez

Departamento Ingeniería de Comunicaciones – Universidad de Cantabria
Avda. Los Castros s/n 39005 Santander (CANTABRIA)
e-mail : tomas@dicom.unican.es

Abstract-In this paper we present a method to design low cost voltage controlled RF oscillators, based on a push-push oscillator scheme. The presented results in terms of phase noise improvement and harmonics cancellation will show the validity of the design approach as well as its suitability for using in commercial electronic communication equipments.

I. INTRODUCCIÓN

La obtención de osciladores para sistemas de comunicaciones a frecuencias de RF y Microondas con buenos niveles de ruido de fase y estabilidad sigue siendo uno de los caballos de batalla de los diseñadores de circuitos en estas bandas frecuenciales. La utilización de sistemas de comunicación con modulaciones complejas obliga a que las anteriores figuras de mérito hayan de cumplirse no sólo en sistemas avanzados de comunicaciones sino también en subsistemas integrados en la electrónica de gran consumo (receptores y procesadores de TV digital satélite y terrestre, telefonía móvil, etc.). Los osciladores con topología push-push son una clara alternativa para conseguir las metas anteriormente comentadas, con una complejidad circuital no muy elevada, aunque con una necesidad especial de cuidar el proceso de diseño de los mismos [1],[2]. En el presente trabajo, se presenta el diseño, la construcción y la medida de un oscilador push-push controlado por tensión de bajo coste pensado para operar en banda L, para aplicaciones de TV digital, telefonía móvil, etc. Además, el hecho de haber llevado a cabo todo el trabajo con componentes de muy bajo coste le proporciona una ventaja clara sobre otros tipos de osciladores, basados en resonadores coaxiales, componentes de alto Q, etc. Así se comenzará por describir el proceso de diseño seguido, para a continuación pasar a la descripción del montaje realizado y presentar las medidas y resultados obtenidos.

II. DISEÑO DE OSCILADORES PUSH-PUSH DE BAJO COSTE: MÉTODO UTILIZADO

Un oscilador push-push, se ha de diseñar con una topología especial de tal forma que entregue potencia a la carga principalmente en el segundo armónico, aunque la principal componente de corriente de cada transistor es la del primer armónico [1], [2], [3]; así lo que una operación

correcta de la configuración push-push requiere se puede resumir como:

- La generación de formas de onda de corrientes ricas en segundo armónico.
- Un desfase adecuado de las formas de onda de corriente de cada transistor, para que se exista cancelación de la corriente a la frecuencia fundamental y, al mismo tiempo, las componentes de segundo armónico se sumen en fase en la carga.

Ambos requisitos se pueden cumplir calculando las impedancias de terminación apropiadas tanto para el primer armónico como para el segundo [3]. Como ejemplo, en la figura 1 se muestra el esquema circuital de una topología push-push basada en transistor bipolar.

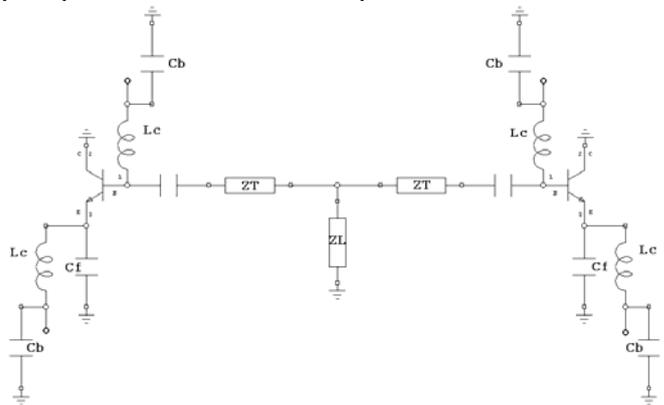


Fig. 1. Esquema circuital de un oscilador push-push basado en transistores bipolares.

Puesto que, como se ha dicho, el bajo coste del oscilador es una de las metas a conseguir, se ha optado por utilizar una configuración basada en transistor bipolar, ya que para la banda de utilización del oscilador a diseñar (banda L, 950 MHz -2150 MHz) hay una gran variedad de dispositivos comerciales que merced a unas frecuencias de transito, f_t , relativamente elevadas permiten oscilaciones con altos niveles de potencia en dicha banda de operación [2]. En la red de la figura 1, C_f es la capacidad de realimentación, que establece la condición de oscilación de cada transistor [4], [5]; Z_T es la red de adaptación de impedancias a la vez de elemento de sintonía y Z_L es la impedancia de carga. L_c , C_c y C_b son los elementos que conforman la red de polarización.

De forma aproximada, con objeto de presentar el método de análisis, cada transistor realimentado puede representarse como una conductancia $-G$ (dependiente del punto de polarización) en paralelo con una capacidad C , de tal forma que el esquemático de la figura 1, se reduce a los circuitos mostrados en la figura 2.

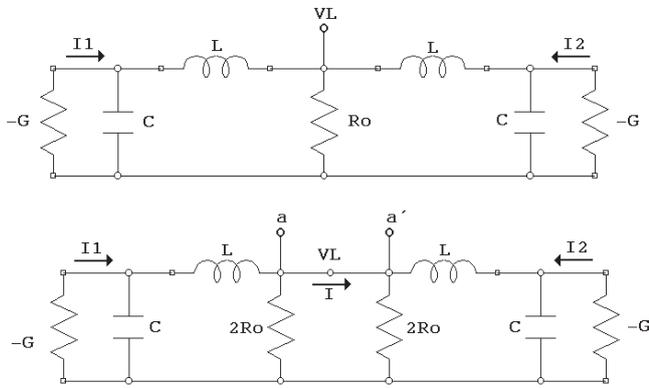


Fig. 2. Esquemas circuitales equivalentes, aproximados, del circuito presentado en la figura 1.

A partir de la anterior figura es posible estudiar el circuito anterior para dos condiciones diferentes:

1.- Las corrientes I_1 e I_2 se encuentran en fase y son de la misma amplitud. En este caso, la corriente I en el circuito de la figura 2 es cero (por simetría), pudiéndose abrir la red en a-a' sin modificar su funcionamiento, con lo que el anterior circuito se puede analizar usando el presentado en la figura 3.

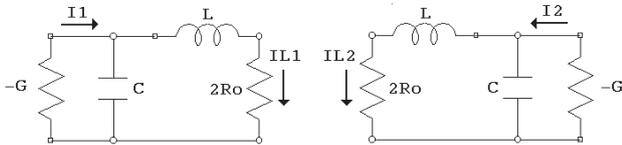


Fig. 3. Circuito equivalente al de la figura 2 en el caso en el que se cumple que $I_1=I_2=I$.

Utilizando el método de análisis de osciladores a impedancia negativa [5], se tiene que para que haya oscilación a una frecuencia ω , ha de cumplirse:

$$R_c \left(\frac{1}{2R_0 + j\omega L} \right) = \frac{2R_0}{4R_0^2 + \omega^2 L^2} < |-G| \quad (1)$$

al mismo tiempo, a la frecuencia de oscilación fundamental ω_0 , nos aseguramos que no hay oscilación si se cumple la relación dada por (2) [4].

$$\frac{2R_0}{4R_0^2 + \omega_0^2 L^2} > |-G| \quad (2)$$

2.- Entre las corrientes I_1 e I_2 existe un desfase de 180° . En este caso la caída de tensión en la carga, V_L , será nula. Así pues, el punto a-a' es, a todos los efectos, una tierra virtual y el circuito de análisis queda reducido al representado en la figura (4) [2].

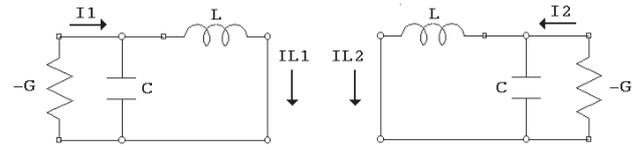


Fig. 4. Circuito equivalente al de la figura 2 en el caso en el que se cumple que entre I_1 e I_2 hay un desfase de 180° .

Si ahora elegimos los valores de L y C de forma que se cumpla la ecuación (3), la oscilación para el caso con desfase de 180° puede darse debido a que se ha eliminado del circuito la carga que podría suprimir la oscilación.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3)$$

Así pues hemos visto que el circuito de la figura 2 puede utilizarse para producir oscilaciones en el caso de desfase 180° y amortiguarlas a la frecuencia fundamental en el caso de que estén en fase. La situación de oscilación en fase puede obtenerse analíticamente calculando el valor de R_0 , L y C de forma que se cumpla la ecuación (4) para la parte real y (5) para la imaginaria.

$$\frac{2R_0}{4R_0^2 + (2\omega_0)^2 L^2} < |-G| \quad (4)$$

$$\frac{2\omega_0 L}{4R_0^2 + (2\omega_0)^2 L^2} = C\omega_0 \quad (5)$$

Resumiendo de forma compacta las ecuaciones que proporcionarán las condiciones de oscilación en la situación deseada, se obtienen las que se presentan en (6) [2].

$$\frac{2R_0}{4R_0^2 + (2\omega_0)^2 L^2} < |-G| < \frac{2R_0}{4R_0^2 + \omega_0^2 L^2} \quad (6a)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6b)$$

$$\omega_0 C = \frac{2\omega_0 L}{4R_0^2 + (2\omega_0)^2 L^2} \quad (6c)$$

En condiciones de oscilación, ambos transistores operan correctamente a ω_0 . Si la carga para cada transistor es fuertemente reactiva (esta situación se da en el caso de oscilación con desfase 180°), aparece un alto nivel de distorsión en las corrientes, lo que las convierte en señales ricas en armónicos. Suponiendo que las corrientes en cada transistor (I_{Q1} e I_{Q2}) tienen la forma de una onda seno rectificadas (figura 5), es posible escribir la corriente I_{Q1} como indica (7a). Por otra parte, si se dan las condiciones adecuadas de adaptación a la frecuencias ω_0 y $2\omega_0$, la corriente del transistor Q2 para el armónico fundamental, estará 180° desfasado con respecto a la de Q1, mientras que el segundo armónico estará en fase, con lo que la corriente a través de Q_2 será la que se indica en (7b).

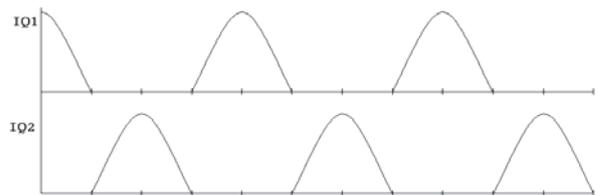


Fig. 5. Aproximación de la forma de onda de las corrientes en los transistores.

$$I_{Q_1} = I_1 = I_0 \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_0 t + \dots \right) \quad (7a)$$

$$I_{Q_2} = I_2 = I_0 \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_0 t + \dots \right) \quad (7b)$$

De las ecuaciones (7a) y (7b) se puede obtener la expresión que dará cuenta de la corriente total a través de carga, dada por (8) [1], [2].

$$I_L = 2I_0 \left(\frac{1}{\pi} - \frac{2A_0}{3\pi} \cos(2\omega_0 t + \theta_0) + \dots \right) \quad (8)$$

En la figura 6, se muestran las formas de onda que se pueden esperar en cada transistor y en la carga para esta configuración push-push.

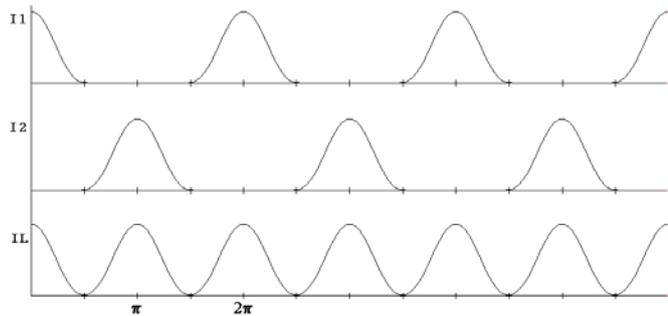


Fig. 6. Formas de onda de las corrientes totales a través de los diferentes transistores y la carga.

Decir por último que en la carga es imposible evitar la aparición de potencia a la frecuencia del armónico fundamental debido a desequilibrios entre los transistores, componentes pasivos, etc. Mediante un ajuste fino es posible llegar a una solución de compromiso entre la potencia obtenida a la frecuencia de interés y la obtenida a la frecuencia fundamental debida a dichos desequilibrios.

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

A partir del método propuesto, se procedió a realizar el montaje y medida de un oscilador controlado por tensión (VCO) con topología push-push. El rango de frecuencias de operación deseado es 1800 MHz, con el mayor ancho de banda posible. El esquemático del VCO diseñado es el que se muestra en la figura 7. En dicho esquemático se muestran también las tensiones de polarización necesarias.

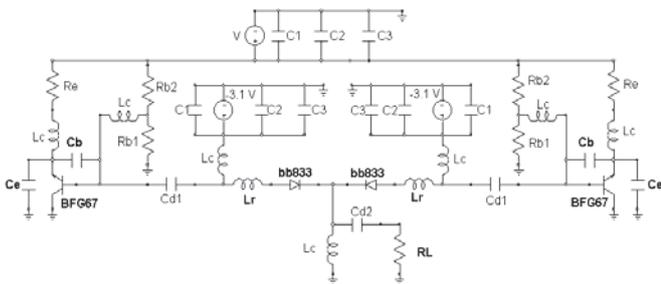


Fig. 7. Esquema eléctrico del VCO con topología push-push.

Como puede apreciarse en la figura 7, es una estructura simétrica, en la que el bipolar elegido es un BFG67 de PHILIPS. El varactor, que proporcionará la sintonía al circuito, ha sido el diodo BB833 de INFINEON. El montaje del circuito se llevo a cabo sobre fibra de vidrio, FR4, de altura 1.56 mm, utilizando en todo el montaje componentes de tecnología SMD.

En primer lugar se llevó a cabo una caracterización de cada uno de los dos osciladores controlados por tensión por separado, con objeto de ver por un lado las mejoras que introduce la topología push-push y por otro el acotar posibles problemas derivados de desequilibrios entre componentes, trazado de líneas, etc. Así, en la tabla 1, se muestran para diferentes tensiones de sintonía (aplicadas sobre ambos osciladores), la frecuencia de oscilación y el nivel de ruido de fase medidos en cada oscilador. Decir que se presenta el nivel de ruido de fase a 100 KHz de offset debido a que en osciladores no sintetizados, de no muy alto Q, el sistema de medida proporciona valores erróneos para frecuencias de offset menores.

Tensión Sintonía	Oscilador 1		Oscilador 2	
	fo (MHz)	Ruido Fase @ 100 KHz	fo (MHz)	Ruido Fase @ 100 KHz
V _t = 2.2 V	936	-99.83 dBc/Hz	932	-99.00 dBc/Hz
V _t = 3.1 V	963	-99.83 dBc/Hz	961	-100.5 dBc/Hz
V _t = 3.9 V	987	-90.50 dBc/Hz	984	-98.5 dBc/Hz

Tabla 1. Frecuencia de oscilación y ruido de fase @ 100KHz para diferentes tensiones de sintonía en ambos osciladores.

Como se observa, hay sensibles diferencias en las frecuencias de oscilación y los niveles de ruido de fase medidos. Las razones que pueden explicar estas diferencias son, para el caso de cada oscilador simple, la dispersión en el valor de los componentes utilizados. No ha de perderse de vista el hecho de que la frecuencia de oscilación viene marcada por el valor de L y C. Cualquier pequeña diferencia entre los componentes usados en ambos osciladores se traducirá en una frecuencia de oscilación diferente. De igual manera, cualquier componente parásito no contemplado afecta de la misma forma a la frecuencia de oscilación. En la figura 8, se muestra el espectro medido del oscilador 1, para una tensión de sintonía de 3.1 V.

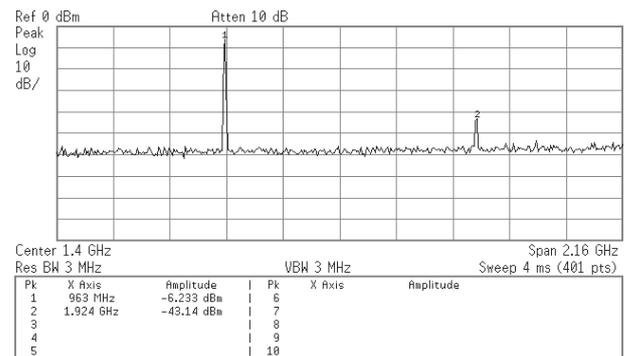


Fig. 8. Espectro medido del oscilador 1 para una tensión de sintonía de 3.1 V.

Una vez caracterizado cada uno de los osciladores por separado, se procedió a realizar un ajuste de los componentes que permitiera la oscilación a frecuencia iguales (o al menos lo más próximas entre sí). Con este proceso llevado a cabo, se realizó la medida del oscilador push-push completo. Como ejemplo, en la figura 9 se muestra el espectro del oscilador completo para la misma tensión de sintonía de la figura 8. Puede apreciarse como no se cancela totalmente el armónico fundamental, aunque se observa como el segundo armónico, el de interés para el oscilador que nos ocupa, ha pasado de tener un nivel de -43 dBm en el caso del oscilador 1 medido

por separado a un nivel de -15.65 dBm en el caso de la estructura push-push completa, esto es, un incremento de 30 dB. En la tabla II se muestra un resumen de los resultados obtenidos, para varias tensiones de sintonía, de la frecuencia de oscilación y el ruido de fase medido al armónico fundamental (f_0) y al segundo armónico ($2f_0$), donde se pone de manifiesto que hay también una mejora en el ruido de fase obtenido ya que no solo no parece el lógico empeoramiento del ruido de fase del segundo armónico con respecto al primero (en una razón de $20\log N$, con $N=2$ en este caso, lo que significaría 3 dB) [6], [7], [8] sino que, al contrario, se ve una disminución del nivel de ruido de fase existente en el segundo armónico.

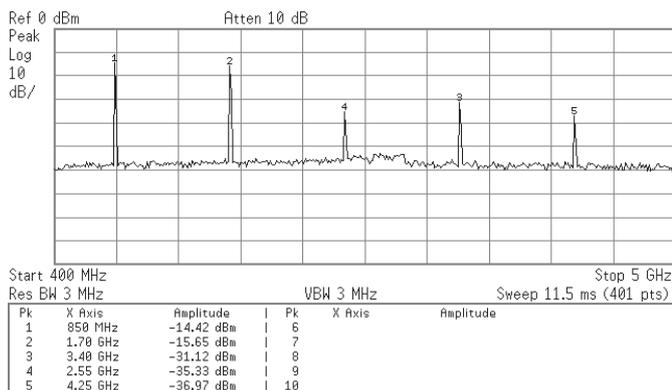


Fig. 9. Espectro medido del oscilador push-push completo para una tensión de sintonía de 3.1 V.

Tensión Sintonía	f_0 (GHz)	Ruido fase en f_0 @100Khz	Ruido fase en $2f_0$ @100Khz
$V_t = 2.2$ V	1.6	-113.00 dBc/Hz	-115.50 dBc/Hz
$V_t = 3.1$ V	1.7	-112.17 dBc/Hz	-116.33 dBc/Hz
$V_t = 3.9$ V	1.8	-109.67 dBc/Hz	-113.17 dBc/Hz

Tabla 2. Frecuencia de oscilación y ruido de fase @ 100KHz para diferentes tensiones de sintonía medidos a la frecuencia fundamental (f_0) y al segundo armónico ($2f_0$),

En la figura 10, se presenta la medida realizada del nivel de ruido de fase del oscilador push-push completo para una tensión de sintonía de 3.1 V.

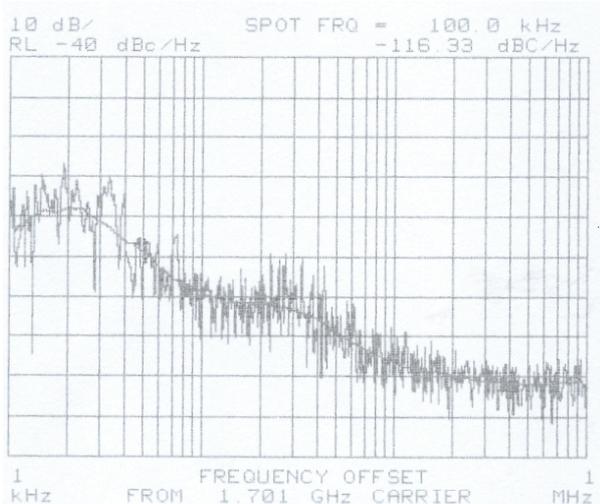


Fig. 10. Medida del ruido de fase del oscilador push-push completo para una tensión de sintonía de 3.1 V.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado un diseño de oscilador push-push controlado por tensión de bajo coste para su aplicación en sistemas de comunicaciones en banda L. El método de diseño se basa en el diseño por separado de dos osciladores iguales y su conexión con una topología circuital específica que permita la cancelación de los términos frecuenciales al armónico fundamental y la suma en fase de los correspondientes al segundo armónico. El resultado que se obtiene de esta forma es un oscilador a una frecuencia $2f_0$, en la que el ruido de fase obtenido es mejor que el que se obtendría diseñando un oscilador simple a esa misma frecuencia con componentes de mayor calidad y, por tanto, coste.

De forma experimental se ha observado que no se llega a una cancelación total del armónico fundamental, una explicación de este comportamiento podría encontrarse en alguna, o la combinación de todas en el peor de los casos, de las siguientes consecuencias extraídas en el proceso de montaje y medida del oscilador completo:

- Errores en el trazado de líneas. Puesto que la clave en el funcionamiento de una estructura push-push es la cancelación, merced a un desfase de 180° , de los términos a la frecuencia fundamental, cualquier diferencia de caminos eléctricos que aparezca, debido a un trazado incorrecto, se traducirá en un desfase adicional que hará que la cancelación no sea la adecuada.
- Diferencias en los componentes. Debido a los procesos de fabricación, la dispersión que puede aparecer en el valor de los componentes hace que las diferencias en el mismo, en cada uno de los osciladores, se traduzca en diferentes frecuencias de oscilación.
- Proceso de Soldadura y Montaje. Una mala soldadura, trazado de pad o montaje de un componente introduce capacidades/inductancias parásitas que afecta de igual manera a lo discutido anteriormente a la frecuencia de oscilación.

REFERENCIAS

- [1] Zvi Nativ and Yair Shur, "Push-push VCO design with CAD tools". Microwave Journal, Febrero 1989, pp. 127-132.
- [2] John R. Bender and Colmon Wong, "Push-Push Design extends bipolar frequency range". Microwaves & RF, Octubre 1983, pp. 91-98.
- [3] Marco Gris, "Wideband low phase noise Push-push VCO". Applied microwave & wireless. Technical Feature.
- [4] John W.Boyles, "The oscillator as a reflection amplifier:an intuitive approach to oscillator design". Microwave Journal, Junio 1986, pp. 83-98.
- [5] J.anastassiades, D.kaminsky, E.Perea y A.Poezevara. "Solid State Microwave Generation". Chapman & may, 1992, (E12-102).
- [6] Bar-Giora Goldberg, "Phase noise Theory and Measurements: a short review". Microwave Journal Tutorial Enero 2000.
- [7] "VCO phase noise". Mini-circuits.
- [8] Chang Cao, Mishra, York, "Phase noise in coupled oscillators: Theory and experiment". IEEE Trans. MTT, Vol. 45, No. 5, Mayo 1997.
- [9] David M. Pozar, "Microwave Engineering". Addison-Wesley, 1990,
- [10] "Push-pull microwave oscillator with fundamental and second harmonic outputs". Patente US 4,527,130, 2-Julio-1985.
- [11] "Tunable high frequency input circuit for a television receiver that tunes both VHF and UHF channels and can be readily integrated". Patente US 3.939,429, 17-FEB-1976.