

VCO de bajo ruido de fase en banda S completamente integrado para aplicaciones embarcadas

Amparo Herrera, Yolanda Jato

Amparo.herrera@unican.es, yolanda.jato@unican.es

(1) Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Edificio de I+D+i de Telecomunicaciones. Universidad de Cantabria. Plaza de la Ciencia s/n. Santander. Cantabria.

Abstract- A low phase noise common base Colpitts voltage controlled oscillator for satellite communications is presented. The circuit is fully integrated and is fabricated using a space qualified commercial InGaP HBT technology. The circuit does not include any custom components since the reliability in space applications is very important and it can only be achieved through library modeled elements. The VCO operates from 3.3 to 3.59 GHz with a 4% tuning range, and with an output power of 0.5 dBm for a frequency of 3.5 GHz. It shows a very good phase noise characteristic, showing -115.5 dBc/Hz at 1 MHz offset in measurements. The overall dc power consumption of the VCO core is quite low, with a value of 32.5 mW for a supply voltage of 5 V.

I. INTRODUCCIÓN

Los osciladores controlados por tensión (VCO) son uno de los bloques más importantes que componen los transceptores de comunicaciones. Las principales propiedades a tener en cuenta en su diseño son el ruido de fase, rango de sintonía y la potencia de salida. Entre éstas, las más exigentes son el ruido de fase y el rango de sintonía, por lo que la correcta elección de la tecnología de fabricación, de la topología y el diseño del oscilador, serán cruciales en los resultados finales [1],[2].

Este artículo describe un oscilador controlado por tensión de bajo ruido de fase, completamente integrado fabricado en tecnología MMIC. Ha sido diseñado en el marco del programa ARTES 5 de la Agencia Aeroespacial Europea (ESA), cuya finalidad es el desarrollo tecnológico a largo plazo, enfocado a la investigación de nuevas tecnologías y técnicas para satélites de telecomunicaciones y equipo terrestre y de usuario.

En aplicaciones espaciales, la mayor parte de los VCOs están fabricados utilizando tecnología híbrida debido a sus mejores prestaciones. Sin embargo, con el fin de investigar nuevas tecnologías para aplicaciones espaciales, se diseña un VCO totalmente integrado utilizando un proceso InGaP HBT. Este proceso es adecuado para la realización de VCOs con bajo ruido de fase debido a su inherente bajo ruido $1/f$, a su fiable proceso de fabricación y a su bajo coste.

Además de la importancia de conseguir un bajo ruido de fase y un buen rango de sintonía, otro objetivo prioritario es el de conseguir que el diseño sea completamente integrado y que tenga calificación espacial. Muchos diseños obtienen muy buenos resultados a expensas de usar componentes

externos con mejores características que los integrados (por ejemplo bobinas o el tanque de resonancia completo) [3], o bien variando el tamaño de los componentes de librería para conseguir los valores deseados [4]-[6], con el inconveniente de que como sus modelos no están en la librería del proceso no posee calificación espacial. En este artículo, el diseño está realizado utilizando exclusivamente componentes de librería y está completamente integrado, aunque ello suponga unos resultados ligeramente peores.

II. DISEÑO DEL VCO

La topología del VCO está basada en un Colpitts con la base conectada a tierra como se muestra en la Fig.1. Se ha elegido esta configuración de oscilador debido a su buena característica de sensibilidad al impulso como describen Lee y Hajimiri [7], lo que es fundamental para conseguir un bajo ruido de fase.

Cuando se diseña un VCO se deben tener en cuenta varios aspectos; en primer lugar, se debe elegir un transistor con un tamaño óptimo con el fin de obtener la mejor característica de ruido de fase [8].

Se realizó un estudio al transistor HBT de la librería que se va a usar, concluyéndose que el mejor ruido de fase se obtiene con el transistor de mayor tamaño (anchura: 40 μm , y 6 dedos), ya que la configuración en paralelo de los dedos de

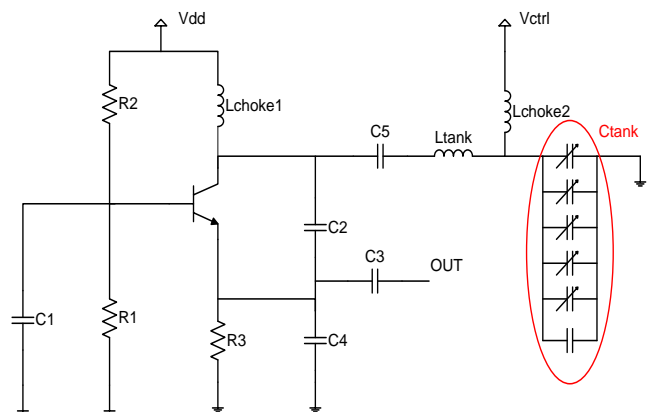


Fig. 1. Configuración del VCO.

la puerta ayudan a reducir su resistencia parásita.

El segundo estudio que se ha llevado a cabo concierne al tanque de resonancia. El diseño de esta parte del circuito es extremadamente importante porque el ruido de fase del VCO depende del factor de calidad del tanque (Q). Si el factor de calidad presenta un valor elevado, la resonancia será más “afilada” y las faldas del ruido de fase bajas.

En una primera iteración, intentamos usar la bobina Lchoke1 no solo como choque de RF sino también como bobina del tanque de resonancia. Esta opción se descartó más adelante porque el tamaño de bobina necesario para obtener un buen desacoplo de RF era demasiado grande resultado en una resistencia parásita de valor elevado que degrada el ruido de fase.

Otra opción que fue analizada fue la de sustituir la bobina por una línea de transmisión que presentase el mismo valor de inductancia. La mayor ventaja de usar este componente es que las pérdidas resistivas son menores que en la bobina, dando lugar a un mejor factor de calidad del tanque de resonancia. Se obtuvieron buenos resultados con esta configuración, pero esta opción fue finalmente descartada porque el componente línea de transmisión no cuenta con un modelo de simulación fiable para ser usado en aplicaciones espaciales. Teniendo en cuenta que éste es un componente clave en el VCO, un error en el diseño del tanque estropearía el comportamiento del VCO.

Finalmente, el tanque resonante fue diseñado desacoplado del circuito de resistencia negativa y está formado por una bobina y un grupo de varactores colocados en paralelo con el fin de reducir la resistencia parásita total y mejorar la característica de ruido de fase. También fue necesario incluir en paralelo un condensador de 0.5 pF para conseguir suficiente rango de sintonía. La bobina del tanque se eligió para presentar el mayor factor de calidad posible.

La salida del VCO se conecta a un buffer de salida (que no se muestra en la Fig.1), formado por un amplificador en base común. Este buffer es necesario para aislar el VCO de cualquier variación de la carga y para proporcionar la potencia de salida necesaria.

III. RESULTADOS DE MEDIDA

A. Verificación del modelo de simulación de la bobina.

En la mayor parte de los procesos de fabricación, el componente que mayores imprecisiones presenta en su modelo es la bobina [9], [10], dando lugar a valores de inductancia y factor de calidad que difieren de los deseados. Por esta razón, y debido a la gran influencia de la bobina en la respuesta del tanque de resonancia y por tanto en el oscilador, se fabricaron previamente varias bobinas integradas en la tecnología In GaP HBT de UMS.

Las bobinas fueron medidas en una estación de sondas Summit 9000 de Cascade Microtech con el analizador de redes de Agilent E8364, y posteriormente la medida comparada con las simulaciones con el fin de verificar el modelo de simulación del componente.

La concordancia entre los resultados de simulación y medida es muy importante porque una desviación en el valor

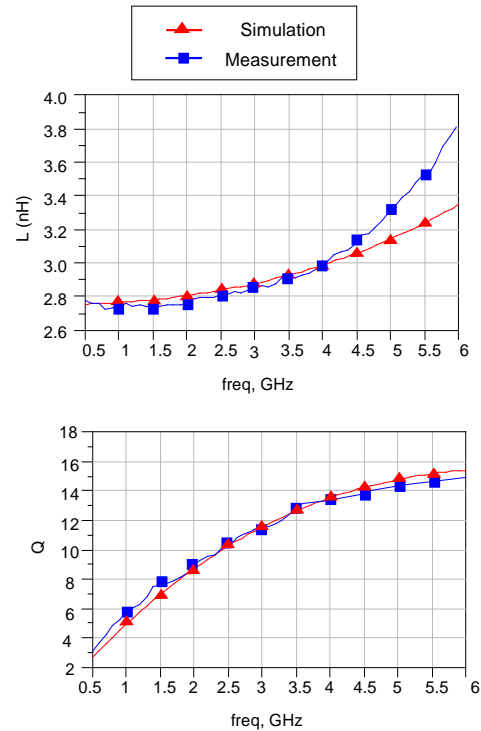


Fig. 2. Comparación de la medida y simulación de una bobina de 2.75 nH.

de la bobina o un factor de calidad peor del esperado cambiará el comportamiento deseado del VCO. En la Fig.2 se presentan los resultados correspondientes a una bobina de 2.75 nH, comprobándose que los resultados de simulación y medida son muy similares.

B. Medida del VCO.

El VCO ha sido medido “on-chip” con la estación de sondas y utilizando el analizador de espectro E4446A de Agilent.

En la Fig.3 se muestra la microfotografía del chip. Sus dimensiones son de 1.42 x 1.55 mm incluyendo los pads de RF y de DC.

No fue posible realizar la medida automática directa del VCO debido a la desviación de frecuencia de la señal de

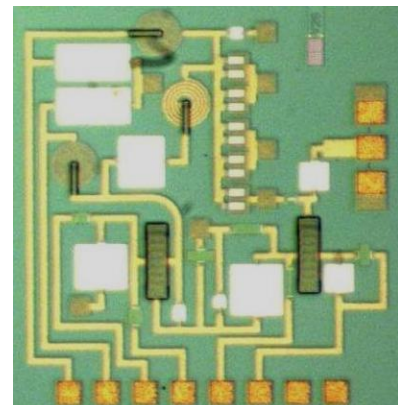


Fig. 3. Microfotografía del VCO.

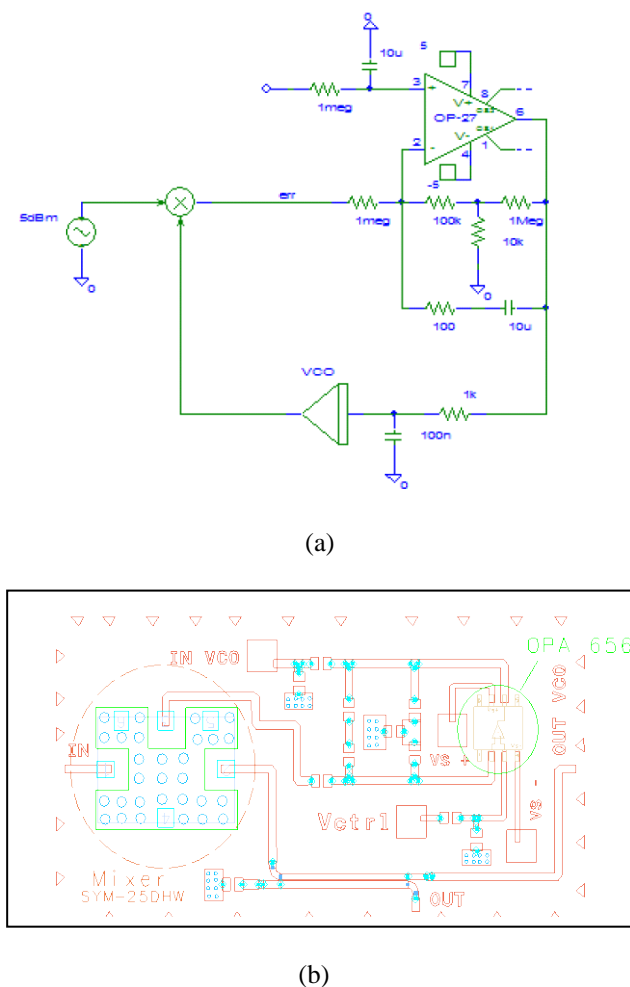


Fig. 4. Esquemático (a) y PCB (b) del circuito de enganche del VCO.

salida que aparece debido al bajo ruido de fase del circuito. Por lo tanto, es necesario enganchar la señal de salida del VCO mediante un circuito de enganche [11],[12]. El esquemático del circuito propuesto se presenta en la Fig. 4 (a), y el layout del PCB se presenta en la Fig.4 (b), donde se puede ver que la señal de salida es una muestra que se toma a través de un acoplador de 20 dB.

Como frecuencia de referencia se elige un generador sintetizado que es mezclado con la señal de salida del VCO. Cuando las fases de las señales de entrada están en cuadratura, se dice que el lazo se ha cerrado y entonces la señal de error es cero.

El circuito ha sido fabricado en sustrato CuClad, cuya permitividad es $\epsilon=2.17$, y con una altura de sustrato de 0.254 mm. En la Fig.5 se muestra una fotografía del montaje.

La variación de la frecuencia de oscilación y de la potencia de salida con la tensión de control se presenta en la Fig. 6. La frecuencia de salida cubre una banda de 3.3 GHz a 3.59 GHz, con una variación de la tensión de control de 0.6 V a -10.6 V, obteniéndose un ancho de banda de sintonía de 290 MHz.

La potencia de salida medida del VCO varía de -2.8 dBm (valor mínimo), a 0.48 dBm a 3.5 GHz. El núcleo del VCO consume 6.5 mA con una fuente de alimentación de 5 V, mientras que el buffer de salida presenta un consumo de 3 mA para la misma tensión de alimentación.



Fig. 5. Circuito de enganche del VCO.

La medida del ruido de fase también fue realizada en la estación de sondas, conectando la salida del VCO al circuito de enganche. En la Fig.7 se muestra una captura de pantalla de la medida del ruido de fase, y en la Tabla I se recogen los resultados para diferentes offsets de frecuencia.

Los resultados que se obtienen de la medida del ruido de fase para 1 KHz, 10 KHz y 100 KHz de offset son mejores que los obtenidos en simulación, con un valor de -112.3 dBc/Hz para un offset de frecuencia de 100 KHz. Por otro lado, a 1MHz de offset el resultado es ligeramente peor, aunque el valor de ruido de fase se sigue manteniendo bajo, con -115.5 dBc/Hz.

C. Análisis de los resultados.

Los resultados se encuentran desplazados 200 MHz en la frecuencia superior respecto a los resultados de simulación, donde la frecuencia de oscilación para una tensión de control de -10.6 V era de 3.39 GHz. Si descartamos los problemas debidos al modelo de la bobina, ya que hemos demostrado que es bastante similar a su comportamiento real, la desviación de frecuencia puede ser debida a la imprecisión en el modelo del resto de los componentes que componen el tanque de resonancia, como los varactores o las líneas de transmisión que unen los elementos.

En cuanto a los varactores, una desviación de la frecuencia de oscilación de 200 MHz se corresponde con una diferencia del valor de la capacidad del varactor de sólo 0.086 pF, con lo que se puede concluir que cualquier

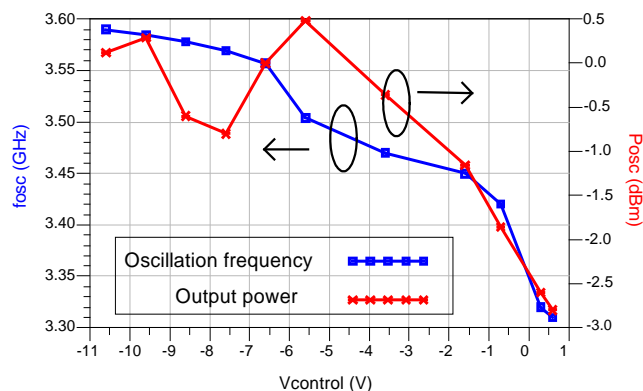


Fig. 6. Variación de la frecuencia de oscilación y la potencia de salida con la tensión de control.

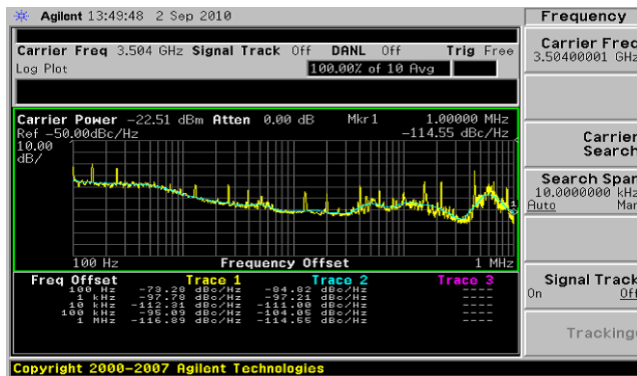


Fig. 7. Medida del ruido de fase del VCO enganchado.

TABLA I. MEDIDAS DEL RUIDO DE FASE DEL VCO

| Frecuencia offset | Ruido de fase medido (dBc/Hz) | Ruido de fase simulado (dBc/Hz) |
|-------------------|-------------------------------|---------------------------------|
| 1 KHz | -73.28 | -60 |
| 10 KHz | -112.31 | -83.5 |
| 100 KHz | -95.09 | -105 |
| 1 MHz | -115.5 | -122 |

pequeña diferencia entre el modelo del componente y su comportamiento real, puede dar lugar al desplazamiento de frecuencia que se observa en simulación.

El mismo problema puede ser causado por el modelo de las uniones en "T" entre las distintas líneas de transmisión.; la librería no ofrece ningún modelo para este componente, así que para la simulación en ADS se utiliza el modelo de una línea microstrip. Este modelo no es muy preciso, ya que introduce parásitos así como acoplos no deseados que pueden afectar a la frecuencia de oscilación.

La mejor solución al problema de los modelos de simulación es realizar la medida de un varactor y extraer un modelo comportamental que pueda ser usado en futuras simulaciones.

Estas conclusiones también pueden ser aplicadas a la diferencia existente entre los resultados de medida y simulación del ruido de fase que se muestran en la Tabla I. Cuando el oscilador está libre, por encima de 100 KHz, los resultados son bastante buenos, con un valor de -115.5 dBc/Hz a 1MHz de offset. Por otro lado, cuando la medida está dentro del ancho de banda del filtro de lazo, por debajo de 100 KHz, los resultados que se muestran (a 1 KHz y a 10 KHz) son una combinación de peor caso entre el ruido de fase del analizador de espectro HP E4446A (-108 dBc a 10 KHz) y del generador de señal HP E8257D (-115 dBc a 100 KHz) usado como referencia.

No se pudieron realizar medidas del VCO con anchos de banda de filtro de lazo inferiores ya que era muy difícil conseguir el enganche dado la alta frecuencia de comparación.

IV. CONCLUSIONES

Se ha diseñado un oscilador controlado por tensión con bajo ruido de fase y completamente integrado para

aplicaciones embarcadas en satélite usando la tecnología UMS HB20M InGaP HBT. Para optimizar la característica de ruido de fase se ha utilizado para el tanque de resonancia la bobina de mayor factor de calidad ofrecida por la tecnología, así como un grupo de varactores en paralelo para reducir la resistencia parásita. Se ha obtenido un ruido de fase de -115.5 dBc/MHz a 1 MHz de offset de la portadora, con una potencia total de salida de 0.5 dBm, una frecuencia de oscilación de 3.5 GHz y una banda de 290 MHz. El circuito está completamente integrado y todos los componentes utilizados están modelados en la librería de la fundición, lo cual es muy importante para asegurar la fiabilidad del diseño y conseguir la calificación espacial.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto AMURA TEC2009-14219-C03-03 del Ministerio de Ciencia e Innovación del Gobierno de España, así como con el proyecto "Acuerdo específico de colaboración para el soporte y consultoría en el área TTC& RF activa" de Thales Alenia Espacio, España.

REFERENCIAS

- [1] U. L. Rohde, A. K. Poddar and G. Böck, "The design of modern microwave oscillators for wireless applications", *John Wiley & Sons, 2005*.
- [2] I. D. Robertson and S. Lucyszyn, "RFIC and MMIC design and technology", *IET, 2001*.
- [3] Andreani, P.; Sjoland, H.; , "A 2.2 GHz CMOS VCO with inductive degeneration noise suppression," *Custom Integrated Circuits, 2001, IEEE Conference on*, vol., no., pp.197-200, 2001.
- [4] Demirkan, M.; Bruss, S.P.; Spencer, R.R.; , "Design of Wide Tuning-Range CMOS VCOs Using Switched Coupled-Inductors," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol.43, no.5, pp.1156-1163, May 2008.
- [5] Safarian, Z.; Hashemi, H.; , "A 1.3-6 GHz triple-mode CMOS VCO using coupled inductors," *Custom Integrated Circuits Conference, 2008. CICC 2008. IEEE*, vol., no., pp.69-72, 21-24 Sept. 2008.
- [6] Fahs, B.; Gamand, P.; Berland, C.; , "Low-phase-noise LC-VCO using high-Q 8-shaped inductor," *Electronics Letters*, vol.46, no.2, pp.140-141, January 21 2010.
- [7] A. Hajimiri, T. Lee, "Low Noise Oscillators", *Kluwer Academic Publishers, 1999*.
- [8] Kinget, P.; Soltanian, B.; Songtao Xu; Shih-an Yu; , "Advanced Design Techniques for Integrated Voltage Controlled LC Oscillators," *Custom Integrated Circuits Conference, 2007. CICC '07. IEEE*, vol., no., pp.805-811, 16-19 Sept. 2007.
- [9] Koutsoyannopoulos, Y.K.; Papananos, Y.; , "Systematic analysis and modeling of integrated inductors and transformers in RF IC design," *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol.47, no.8, pp.699-713, Aug 2000.
- [10] Sieiro, J.; Lopez-Villegas, J.M.; Cabanillas, J.; Osorio, J.A.; Samitier, J.; , "A physical frequency-dependent compact model for RF integrated inductors," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.50, no.1, pp.384-392, Jan 2002.
- [11] C. M. Yuen, K. F. Tsang, "Phase noise measurement of free-running VCO using a spectrum analyzer," *Radio and Wireless Conference, IEEE, 2005*.
- [12] T. Decker, B. Temple, "Choosing a phase noise measurement technique-Concepts and implementation," *RF & Microwave Measurement Symposium and Exhibition*.