

Desarrollo de Osciladores de Zafiro en el CENAM

José Mauricio López Romero, Nicolás A. Shtin

Centro Nacional de Metrología
km 4,5 Carretera a Los Cués, 76241, Querétaro, México.
mauricio.lopez@cenam.mx

RESUMEN

Se reporta el diseño, integración y caracterización de osciladores de microondas ultra estables en base de resonadores de cristales de zafiro. El desarrollo de osciladores de zafiro de alta estabilidad es realizado en el CENAM con el objetivo de contar con generadores de microondas de muy alta estabilidad de frecuencia a corto plazo para ser utilizados como osciladores locales en patrones primarios de frecuencia, particularmente, en el reloj de fuente atómica del CENAM. Para lograr este objetivo se han diseñado, construido y caracterizado osciladores de la banda C basados en los resonadores de zafiro de ondas azimutales.

1. INTRODUCCIÓN

Los osciladores de microondas son uno de los elementos más importantes en la realización experimental de la unidad de tiempo del Sistema Internacional de Unidades (SI). La unidad de tiempo se realiza radiando microondas con frecuencia de 9.192 GHz a átomos de Cesio-133 con el objetivo de inducir la transición hiperfina del estado base. Para mantener la incertidumbre en la realización de la unidad de tiempo del SI suficientemente baja se requiere que la señal de microondas sea de la mayor pureza espectral. Sintetizadores de frecuencia en base de osciladores de cuarzo son típicamente utilizados para la generación de dicha señal de microondas. Sin embargo, los osciladores más estables se construyen en base de resonadores dieléctricos de monocristales de zafiro los cuales poseen un factor de calidad extremadamente alto y que permiten disminuir el ruido de fase e inestabilidad de frecuencia de corto plazo a niveles extremadamente bajos. Típicamente los osciladores de zafiro se mantienen a temperaturas criogénicas lo que hace que el sistema sea costoso, tanto en su fabricación como en su mantenimiento, además de ser significativamente voluminoso. El CENAM ha introducido una técnica novedosa para el desarrollo de osciladores de zafiro con características metroológicas que compiten muy bien con los diseños típicos de los osciladores de esta clase pero que tienen la ventaja de ser compactos, de bajo consumo de energía, que operan a temperatura ambiental, además de ser económicos en su fabricación y de mantenimiento prácticamente nulo. Los osciladores de zafiro desarrollados serán utilizados inicialmente en la realización experimental del CENAM de la unidad de tiempo del SI por medio de los relojes atómicos de bombeo óptico y de

fuerza atómica. Así mismo se planea su uso en los experimentos del efecto Josephson programable para el patrón nacional de tensión eléctrica. Finalmente, los osciladores de zafiro se utilizarán para estabilizar un peine de frecuencias que actualmente está en desarrollo en el CENAM. Por su diseño los osciladores de zafiro reportados en este trabajo son atractivos para su uso en puntos estratégicos de redes de comunicación complejas donde se requiere mantener alta sincronía. Así mismo los osciladores de zafiro del CENAM también pueden encontrar aplicación en diversos sistemas de telecomunicaciones y de radares.

2. OSCILADOR DE REFLEXION BASADO EN UN RESONADOR DE ZAFIRO

2.1. Descripción del Oscilador

La estructura resonante empleada en el presente diseño de oscilador se basa en un resonador de monocristal de zafiro con un diámetro $D = 69.6$ mm y un grosor $h = 21.5$ mm. El resonador es operado en el modo azimutal $WGH_{8,1,1}$ con la frecuencia resonante de 4.98 GHz. El resonador de zafiro con dichas dimensiones fue escogido para operar simultáneamente en los dos modos ortogonales $WGH_{7,1,1}$ y $WGE_{15,1,1}$ y de esta manera realizar un sistema de control de frecuencia de modos duales [1]. El factor de calidad propio Q_0 del resonador abierto resultó ser aproximadamente 190,000. Para mejorar este resultado el resonador fue colocado en una cavidad de cobre lo que permitió obtener $Q_0 \propto 250,000$. Para la excitación de ondas azimutales se utilizaron los excitadores hechos de un cable coaxial semi-rígido con pequeño bucle en su extremo formado del conductor central.

Otro aspecto importante del presente diseño fue la elección del elemento activo en la circuitería del oscilador. Cabe mencionar que es posible obtener

un muy bajo nivel del ruido de fase en osciladores de corriente libre utilizando transistores bipolares de SiGe [2-5]. Así, para este diseño aquí reportado se utilizaron los transistores de marca California Eastern Laboratorios, tipo NESG2021M05. Este tipo de transistores posee bajo nivel del ruido $1/f$ y al mismo tiempo tiene alta ganancia en las frecuencias de microonda ($G_A = 13 \text{ dB @ } 5 \text{ GHz}$). Otra ventaja de los transistores de SiGe empleados es el comportamiento de su coeficiente de transmisión de voltaje. En particular en el rango de frecuencias de 4 a 6 GHz estos transistores tienen la fase de su coeficiente de transmisión muy cercana a cero grados lo que hace posible que al implementar una red resonante sin inversión de fase, la etapa de compensación de la fase del transistor ya no es necesaria.

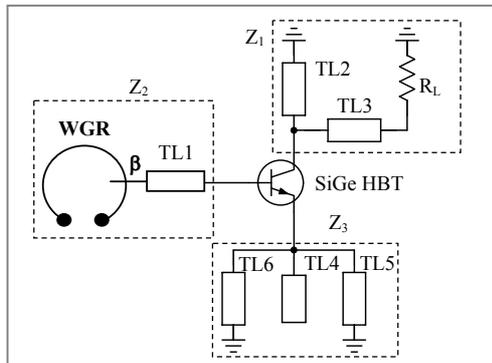


Fig. 1 Esquema del oscilador de reflexión.

En la implementación del oscilador se utilizó el esquema presentado en la Fig. 1. Como se puede apreciar es un oscilador convencional de tres puertas donde el resonador de zafiro acoplado con una línea de transmisión TL1 está representado por la impedancia Z_2 , mientras que, la impedancia Z_3 contiene una red para seleccionar el modo operacional del resonador y Z_1 incluye la carga de 50 Ohms acoplada con el oscilador por medio de una línea de transmisión TL3 de cuarto de onda con una impedancia característica de 200 Ohms. La línea TL3 es requerida para la realización de un acoplamiento apropiado del oscilador con el propósito de evitar una fuerte disipación de su señal en la carga. Finalmente la línea TL2 fue incluida para el ajuste de la fase del coeficiente de transmisión del transistor. La descripción detallada del diseño del oscilador y el cálculo de los parámetros de sus elementos pueden ser encontrados en [6].

Tabla 1. Parámetros de los elementos del oscilador.

Elemento	Valores de los parámetros
WGR	Modo $WGH_{8,1,1}$: $f_{res} = 4.983 \text{ GHz}$, $Q_0 = 2.5 \cdot 10^5$, $\beta = 0.58$
TL1	$Z_0 = 50 \text{ Ohm}$, $\theta_{eff}(\lambda_{res}) = 720^\circ$, $L_1 = 3 \text{ nH}$
TL2	$Z_0 = 65 \text{ Ohm}$, $\theta_{TL2} = 42.5^\circ$
TL3	$Z_0 = 90 \text{ Ohm}$, $\theta(\lambda_{res}) = 90^\circ$
TL4	$Z_0 = 65 \text{ Ohm}$, $\theta_{TL4} = 81.2^\circ + 360^\circ$
TL5, TL6	$Z_0 = 75 \text{ Ohm}$, $\theta(\lambda_{res}) = 15^\circ$

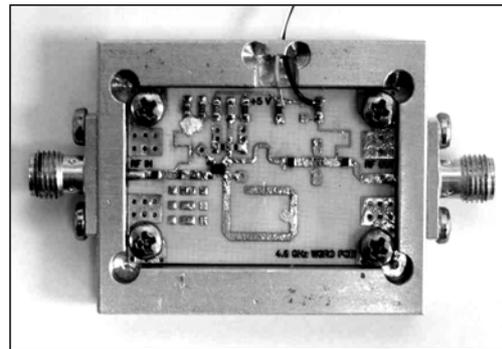


Fig. 2. Ensamble del circuito de oscilador ajustado para la frecuencia de oscilación de 4.98 GHz.

El circuito del oscilador fue fabricado en un sustrato comercial (Rogers Corporation) con $\epsilon = 3.38$ y un espesor de 0.5 mm. La Fig. 2 muestra el circuito ensamblado en una caja de aluminio que tiene dos conectores del tipo SMA tanto para el acoplamiento del resonador y como para la carga.

2.2. Caracterización del Ruido de Fase

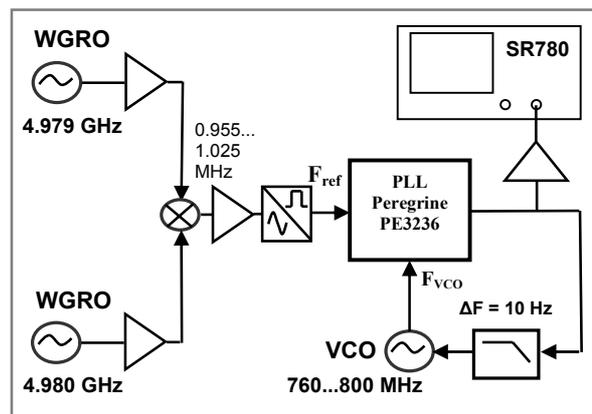


Fig. 3 Sistema para la medición del ruido de fase

Con el propósito de poder realizar las mediciones del ruido de fase del oscilador desarrollado fue

necesario construir dos osciladores idénticos e implementar un sistema de medición en base de un lazo de amarre de fase también conocido como PLL (*Phase Lock Loop*). Tal como es mostrado en la Fig. 3, el elemento principal del sistema es el sintetizador integrado PE3236 (Peregrine Semiconductors) el cual se utiliza para comparar la fase de la señal de batido entre los dos osciladores de zafiro con la señal de un oscilador de referencia de bajo ruido. Lo más importante en la implementación de este sistema de medición fue la reducción del ruido que introducen todos sus elementos y en especial del detector de fase del sintetizador integrado. Las mediciones del propio nivel de ruido del sistema y su calibración se hicieron utilizando un generador de referencia con un nivel de ruido bien conocido. En esta etapa se descubrió que el ruido propio del detector de fase depende de la forma de la señal del generador. Así, para una señal armónica, el ruido del detector resultó ser más de 20 dB que el detectado para una señal cuadrada. Para disminuir el ruido de detector de fase se tuvo que agregar un circuito adicional que convierte la señal senoidal a una señal cuadrada logrando de esta manera un propio nivel de ruido del sistema menor a -150 dBc/Hz.

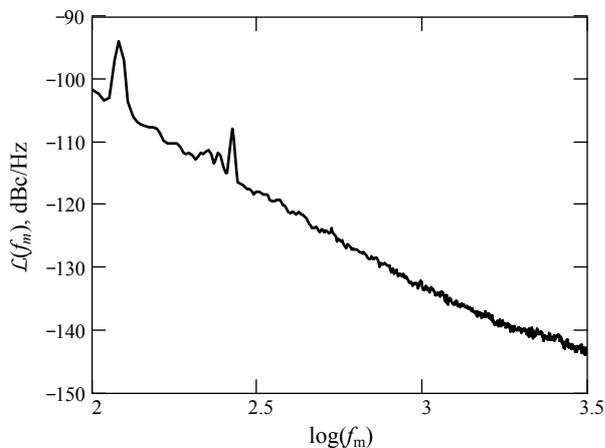


Fig. 4. Espectro del ruido de fase de la señal de batido entre dos osciladores de zafiro de 4.980 GHz y 4.979 GHz

El espectro del ruido de fase de la señal de batido entre los dos osciladores de zafiro de 4.979 GHz y 4.980 GHz se presenta en la Fig. 4. En esta figura se puede ver que el ruido de la señal de batido es de -133 dBc/Hz para la frecuencia de corrimiento de 1 kHz. Restando de este valor 3 dB para un solo oscilador obtenemos -136 dBc/Hz. El resultado obtenido para el ruido de fase del oscilador de zafiro construido esta a nivel de los mejores osciladores

de este tipo en los cuales se utiliza la combinación de un resonador de zafiro y un transistor bipolar de SiGe [4].

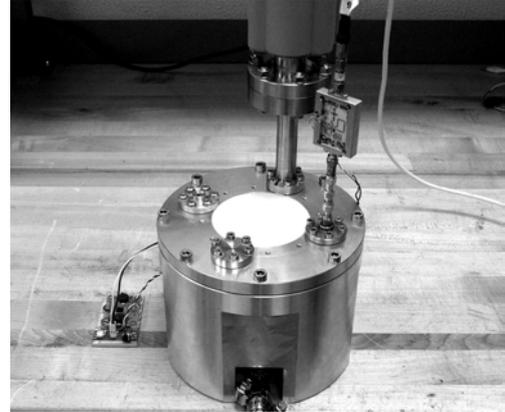


Fig. 5. Construcción del oscilador de reflexión en base de cavidad de vacío.

Recientemente, con el objetivo de mejorar la estabilidad de frecuencia del oscilador respecto a cambios en la temperatura, la cavidad de cobre fue reemplazada por una cavidad de aluminio (ver la Fig. 5) que puede operar bajo vacío el cual es requerido para obtener un buen aislamiento térmico del resonador de zafiro. Con el uso de dicha cavidad se espera obtener una inestabilidad de frecuencia de corto plazo comparable con la reportada en el trabajo [4] i. e. partes en 10^{-11} .

3. OSCILADOR DE ONDA VIAJERA CON SISTEMA DE ESTABILIZACION DE FRECUENCIA COMBINADO

3.1. Filtros Direccionales de Onda Viajera

Los osciladores de microondas con el ruido mas bajo se construyen utilizando la técnica de estabilización de frecuencia combinada [7, 8]. Esta técnica implica que el mismo resonador de zafiro se usa simultáneamente como el elemento que determina la frecuencia en el lazo principal de oscilador y como un elemento dispersivo en un discriminador de frecuencia (DF) el cual junto con alguna electrónica adicional forma un sistema de supresión de ruido de fase.

En un trabajo previo, Hartnett et al. mostraron que los DFs de eficiencia más alta pueden ser realizados utilizando propiedades de la onda reflejada de un resonador de zafiro [9]. Usualmente para la extracción de la señal de onda reflejada se usan los circuladores de microondas. Una técnica alternativa para obtener la respuesta de reflexión se

basa en la excitación del resonador de zafiro en un régimen de onda viajera la cual fue propuesta en [10-13]. La estructura básica que puede ser utilizada en un oscilador con estabilización de frecuencia combinada se conoce como filtro direccional de onda viajera. Este tipo de filtros tiene una configuración de cuatro puertos y se implementa excitando un resonador de zafiro con excitadores ortogonales acoplados a un acoplador direccional de 90° como se muestra en la Fig. 6. En este dispositivo la señal transmitida del puerto P1 al puerto P2 tiene la respuesta equivalente a la de una onda reflejada de un resonador convencional y puede ser utilizada directamente para alimentar un discriminador de frecuencia de alto rendimiento sin la necesidad de usar un circulador, mientras que, el coeficiente de transmisión entre los puertos P1 y P3 tiene respuesta adecuada para la implementación del lazo principal de oscilador. Otra de las ventajas de un filtro direccional es el hecho de que este dispositivo tiene una impedancia de 50 Ohms y no depende de los coeficientes de acoplamiento del resonador, lo cual es muy favorable para el funcionamiento del amplificador en el lazo principal de oscilador.

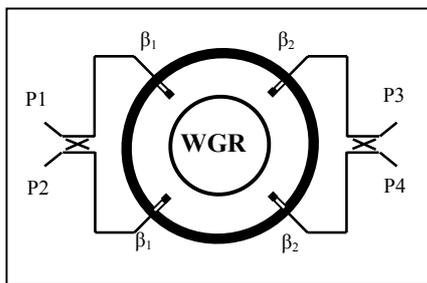


Fig. 6 Filtro direccional de onda viajera.

Para la implementación experimental del filtro direccional de onda viajera, se utilizó un resonador de zafiro de las mismas dimensiones como en el caso del oscilador de reflexión. Para la realización del régimen de onda viajera el resonador fue excitado en el modo azimutal $WGH_{7,1,1}$ según el esquema presentada en la Fig. 6. Para la alimentación de los excitadores se emplearon los acopladores direccionales de 3 dB de tipo *branch-line* que se fabricaron en sustrato RF-60 de marca Taconic de 0.63 mm de espesor.

Las repuestas en frecuencia obtenidas para el filtro se muestran en la Fig. 7. Para estas mediciones los parámetros de acoplamiento del resonador fueron

ajustados a $\beta_1 = 1.2$ and $\beta_2 = 0.22$ lo que es muy cercano a los parámetros de operación de un oscilador. El factor de calidad del resonador de zafiro resultó ser alrededor de 300,000. Cabe mencionar que el bajo valor del coeficiente de transmisión entre el puerto 1 y el puerto 4 ($S_{41} < -30$ dB) es una evidencia del funcionamiento apropiado del filtro implementado.

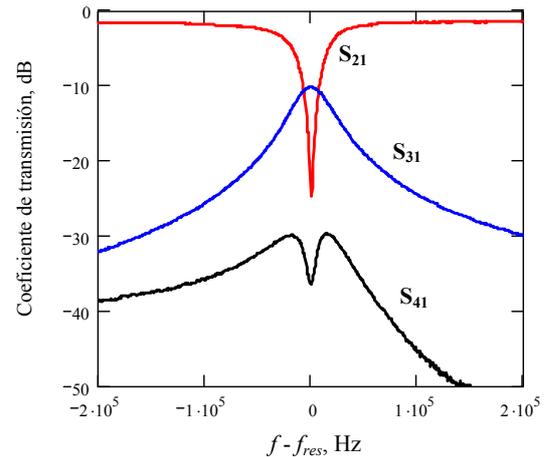


Fig. 7 Respuestas en frecuencia del filtro direccional.

3.2. Descripción del Oscilador

El esquema del oscilador desarrollado en base del filtro direccional de onda viajera se presenta en la Fig. 8. En el lazo principal del oscilador se utilizó un amplificador de dos etapas diseñado en base a transistores de SiGe de potencia media (NESG2101M05). Con el amplificador diseñado se pudo obtener alrededor de 150 mW de potencia de la señal en la entrada de DF.

Todos los dispositivos de microondas del lazo principal incluyendo el amplificador, el regulador de fase controlado por voltaje y los acopladores direccionales fueron integrados en una sola tarjeta PCB fabricada en el material mencionado de marca Taconic. La construcción del lazo principal del oscilador se muestra en la Fig. 9.

El oscilador tiene en su base una cavidad de vacío que contiene el resonador de zafiro sobre la cual se encuentra montado el modulo de electrónica del lazo principal.

Los bloques electrónicos requeridos para el sistema adicional de estabilización de frecuencia el cual incluye un amplificador de bajo ruido (LNA), un detector de fase, un regulador de fase ajustable y un amplificador auxiliar fueron combinados en un

modulo separado. El LNA diseñado contiene tres etapas de amplificación con la ganancia de 10-12 dB. Tanto en la primera etapa del LNA como en el amplificador auxiliar se utilizaron los transistores de SiGe NESG2021M05, mientras tanto, las otras dos etapas del LNA se implementaron usando los amplificadores integrados de la misma tecnología SiGe del tipo HMC476 de marca Hittite. De esta manera se logró el desarrollo de un amplificador de bajo ruido de fase con una ganancia mayor a 30 dB. El detector de fase fue implementado en base a un circuito integrado MA4EX580-1225T de marca MACOM.

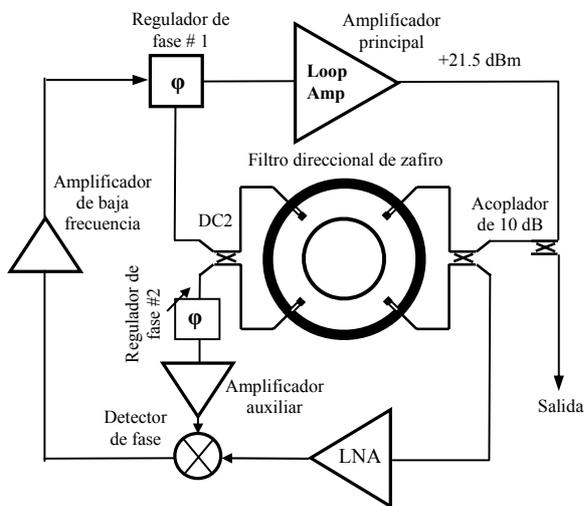


Fig. 8 Esquema del oscilador de onda viajera con estabilización de frecuencia combinada.

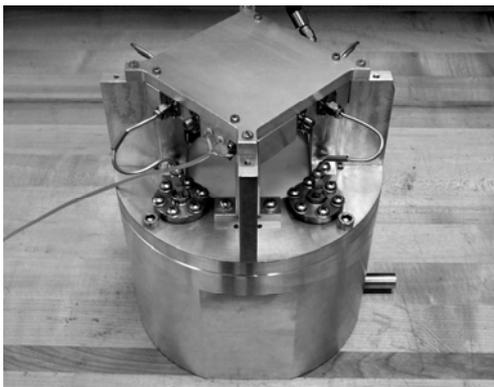


Fig. 9 Construcción del lazo principal del oscilador de onda viajera.

3.3. Estimación del Ruido de Fase del Oscilador Construido

El ruido de fase del oscilador de onda viajera no estabilizado ha sido caracterizado utilizando el lazo abierto del sistema de estabilización de frecuencia. Para obtener el espectro del ruido del oscilador, la señal en la salida del detector de fase del sistema ha sido analizado. Antes de realizar dichas mediciones uno de los coeficientes de acoplamiento del resonador fue ajustado a un valor muy cercano a la unidad lo que permitió tener en la entrada del LNA una señal suficientemente pequeña (~ -20 dBm) para que esté opere en un régimen lineal. En un trabajo reportado previamente, Shtin et al. mostraron que el nivel de ruido propio del sistema puede ser estimado como -180 dBc/Hz y para una señal de entrada con la potencia mencionada el ruido 1/f permanece debajo de 300 Hz [14].

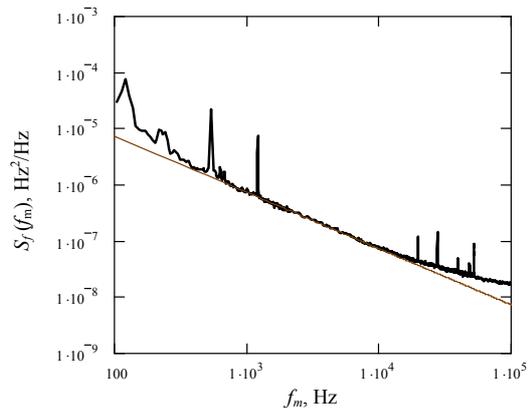


Fig. 10 Espectro del ruido de frecuencia obtenido para el oscilador de onda viajera no estabilizado.

El espectro del ruido de frecuencia obtenido se presenta en la Fig. 10. Se puede apreciar que el ruido de frecuencia caracterizado tiene un comportamiento correspondiente al ruido 1/f y su nivel para la frecuencia de Fourier de 1 kHz es de $8 \cdot 10^{-7}$ Hz²/Hz. Es posible determinar el ruido de fase a partir del ruido de frecuencia utilizando la siguiente relación:

$$\mathcal{L}(f_m)[dBc/Hz] = \frac{1}{2} 10 \log \left(\frac{1}{f_m^2} S_f(f_m) \right) \quad (1)$$

de la cual, para la frecuencia de Fourier de 1 kHz, el ruido de fase del oscilador es -124 dBc/Hz. El nivel del ruido de fase obtenido puede ser considerado muy bueno especialmente si se toma en cuenta la elevada potencia del oscilador. Es importante mencionar que el bajo nivel de ruido del oscilador no

estabilizado hace más fácil la implementación del sistema adicional de supresión de ruido. En particular, eso permite reducir la ganancia del lazo abierto de dicho sistema con lo cual se mejora considerablemente su estabilidad.

Podemos hacer una estimación teórica del ruido de fase del oscilador operando con el sistema de estabilización de frecuencia. Tal como se demuestra en [7-9], el ruido de fase de un oscilador con estabilización de frecuencia combinada esta básicamente limitado por el ruido del discriminador de frecuencia. En su caso, el DF contiene solamente dos elementos que contribuyen al ruido es el LNA y el detector de fase. Según Tsarapkin y Shtin [8], el límite para el ruido de fase se puede definir por la siguiente expresión:

$$L_{\phi}^{DF}(f_m) = [kT_K NF(f_m) / 2P_{inc}] \times T_0^{-2} \times (B_0 / f_m)^2, \quad (2)$$

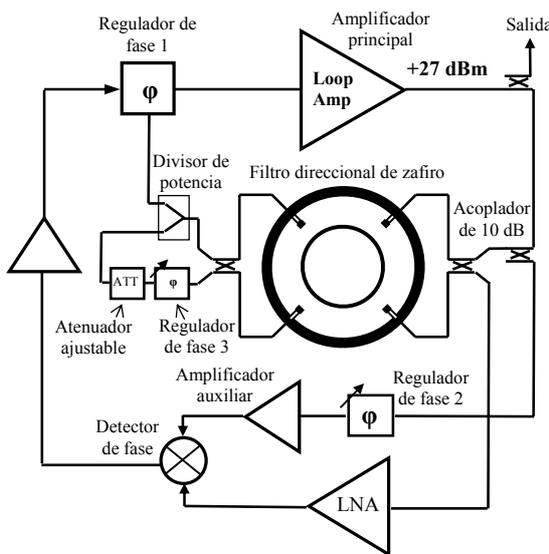


Fig. 11 Esquema del oscilador de onda viajera con supresión adicional de portadora.

donde k es la constante de Boltzmann; T_K es temperatura en Kelvins; P_{inc} es la potencia en la entrada del DF; $B_0 = f/2Q_0$; T_0 es un parámetro que describe la eficiencia del DF; $NF(f_m)$ es la figura de ruido del DF que viene dada por:

$$NF(f_m) = NF_{LNA}(f_m) + (NF_{PD}(f_m) - 1) / G_{LNA}, \quad (3)$$

donde $NF_{LNA}(f_m)$ es la figura de ruido del LNA; $NF_{PD}(f_m)$ es la figura de ruido del detector de fase, G_{LNA} es la ganancia total del LNA. Para la

estimación del ruido de fase del oscilador estabilizado suponemos: $P_{inc} = 150$ mW, $f = 4.6$ GHz, $Q_0 = 300,000$, $NF_{LNA} = 2$ dB, $NF_{PD} = 20$ dB, $G_{LNA} = 33$ dB, substituyendo estos parámetros en las Ecs. (2) y (3), se obtiene la siguiente estimación: $L_{\phi}^{DF}(1 \text{ kHz}) = -165$ dBc/Hz. Con este resultado se estima que, con el sistema de supresión de ruido de fase, el oscilador presenta características de ruido comparables con las que han sido reportadas en [15] para un oscilador de banda X que opera a una potencia de 0.4 W. Para estar en posición de realizar las mediciones de ruido de fase de tan bajo valor como el que presenta el oscilador estabilizado (co sistema de supresión de ruido de fase) se esta realizando la construcción de un segundo dispositivo similar presentado en la Fig. 11 en el cual se planea utilizar un amplificador de más alta potencia para implementar un esquema adicional para la supresión de portadora.

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se reportan los avances del desarrollo de los osciladores de microondas de muy bajo ruido de fase basados en resonadores de zafiro. Se presento el diseño, la construcción y los resultados de la caracterización del ruido de fase de un oscilador de banda C basado en una configuración simple con resonador de zafiro acoplado en reflexión. Según las mediciones realizados el ruido de fase de dicho oscilador resulto ser alrededor de -136 dBc/Hz para la frecuencia de Fourier de 1 kHz. En una segunda etapa se construyó un oscilador más avanzado basado en un filtro direccional de onda viajera y en el cual se implementó un sistema adicional de estabilización de frecuencia. El ruido de fase del lazo principal del oscilador fue caracterizado experimentalmente el cual resultó ser de -124 dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de Fourier. Se espera que con la implementación del sistema de supresión de ruido el oscilador desarrollado pueda tener un nivel del ruido de fase igual o menor a -165 dBc/Hz a 1 kHz de frecuencia de Fourier.

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan su agradecimiento a Israel García Ruiz de la División de Mediciones Electromagnéticas del CENAM por su valiosa ayuda con las mediciones de los parámetros de resonadores y dispositivos de microondas.

REFERENCIAS

- [1] Shtin N. A. Tsarapkin D. P. "Sapphire Loaded Cavity Oscillator with 1:2 Divider in Dual-Mode Frequency Control Loop", *Advanced Optoelectronics and Lasers 2003. Proc. of CAOL 2003*, Vol. 2, pp. 256 – 258.
- [2] G. Cibiel, M. Regis, O. Llopis, Y. Kersale, V. Giordano, H. Lafontaine, R. Plana, M. Chaubet, "Ultra Low Phase Noise SiGe HBT Application to a C Band Sapphire Resonator Oscillator," in *Proc. 2002 IEEE MTT Symp.*, pp. 691-694.
- [3] O. Llopis, G. Cibiel, Y. Kersale, M. Regis, M. Chaubet, V. Giordano, "Ultra Low Phase Noise Sapphire-SiGe HBT Oscillator," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, Issue 5, May 2002 pp. 157-159.
- [4] R. Boudot, S. Gribaldo, V. Giordano, O. Llopis, C. Rocher N. Bazin, and G. Cibiel, "Sapphire Resonators + SiGe transistors based ultra low phase noise microwave oscillators," in *Proc. 2005 IEEE Int. Freq. Cont. Symp.*, pp. 865-871.
- [5] R. Boudot, Y. Gruson, N. Bazin, E. Rubiola and V. Giordano, "Design and Measurement of Low Phase Noise X-band Oscillator," *Electronics Letters*, vol. 42, Issue 16, Aug. 2006 pp. 157-159.
- [6] N. A. Shtin, J. M. Lopez Romero and E. Prokhorov, "Design and Performance of Ultra Low Phase Noise Reflection Whispering Gallery Resonator Oscillator," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, No 8, pp. 2026-2030, 2007.
- [7] E. N. Ivanov, M. E. Tobar and R. A. Woode, "Advanced Phase Noise Suppression Technique for Next Generation of Ultra Low-Noise Microwave Oscillators", in *Proc. 1995 IEEE Int. Freq. Contr. Symp.*, pp. 314-320.
- [8] D. P. Tsarapkin, N. A. Shtin, "Performance limits of microwave oscillators with combined stabilizations," in *Proc. 16th European Frequency and Time Forum, 2002*, pp. C028-C031.
- [9] J. H. Hartnett, M. E. Tobar and E. N. Ivanov, "Novel interferometric discriminators for low noise microwave applications," *IEEE Trans. on UFFC*, vol. 48, no. 3, 2001, pp. 743-749.
- [10] M. E. Tobar, E. N. Ivanov, P. Blondy, D. Cros and P. Guillon, "High-Q sapphire whispering gallery travelling wave resonators for oscillator frequency stabilization," *IEEE Trans. on UFFC*, vol. 47, no. 2, pp. 421-426.
- [11] D. P. Tsarapkin, N. A. Shtin, "Whispering gallery traveling wave interferometer for low phase noise applications," in *Proc. of the 2004 IEEE IFCS* pp. 762-765.
- [12] A. C. Fowler, M. E. Tobar, C. R. Locke, E. N. Ivanov, J. H. Hartnett, D. Cros and J. Anstie, "Exciting traveling waves in highQ structures using microstrip ," in *Proc. of the 2005 IEEE IFCS* pp. 512-516.
- [13] N. Shtin, J. M. Lopez Romero and E. Prokhorov, "Novel Sapphire Directional Filters for Application to Ultra Low Phase Noise Oscillators," in *proc. ICEEE-CIE 2006*, pp. 403-407.
- [14] N. A. Shtin, J. M. Lopez Romero and E. Prokhorov, "Design and Characterization of Low Phase Noise C-band SiGe HBT Amplifier," in *proc. ICEEE-CIE 2007*, pp. 217-220.
- [15] E. N. Ivanov and M. E. Tobar, "Low phase-noise microwave oscillators with interferometric signal processing," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 8, pp. 3284–3294, Aug. 2006.