

Diseño y optimización de ruido de fase en osciladores utilizando la NDF

Ángel Parra Cerrada⁽¹⁾, José Luis Jiménez Martín⁽¹⁾, Vicente González Posadas⁽¹⁾,
 Álvaro Blanco del Campo⁽¹⁾, Daniel Segovia Vargas⁽²⁾.

angelpa@diac.upm.es, jljimene@diac.upm.es, vgonzalez@diac.upm.es, abdcampo@diac.upm.es, dani@tsc.uc3m.es.

⁽¹⁾Dpto. de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid.

Ctra. Valencia, Km 7. Madrid 28031, Spain.

⁽²⁾Grupo Radio, Universidad Carlos III de Madrid. Avda. Universidad 30, Leganés, Madrid 28911, Spain.

Abstract—In this paper the use of the NDF is proposed as a general method suitable for analysing any oscillator topology. The most important advantage of this method is that it provides an unique procedure to analyse any oscillator. It also makes possible the phase noise optimization in the linear design phase for any oscillator. An additional advantage of this method is that it does not require any proviso verification as all classic methods need. The use of the NDF method is illustrated with the design of two examples. These two oscillators are manufactured and the simulation results are compared with the measurements showing good agreement. These results confirm the excellent possibilities of the proposed method for low noise oscillators design.

I. INTRODUCCIÓN

Los osciladores son elementos fundamentales en prácticamente todos los sistemas de comunicación. El diseño de osciladores y la optimización de su ruido de fase es fundamental para los sistemas de RF de hoy en día [1]–[3]. El diseño suele comenzar con un primer paso que es el análisis lineal del oscilador y como parte de este análisis lineal sería deseable realizar una optimización del ruido de fase, pero esto no es siempre sencillo e incluso en muchos casos es imposible.

El análisis lineal de los osciladores utilizando los métodos clásicos (ganancia del lazo o basados en plano de referencia) tampoco es una tarea fácil y es necesario la verificación de una serie de provisos para asegurar que la solución que proporciona el análisis clásico es correcta [4]–[7]. Recientemente se ha propuesto como método unificado para el diseño de osciladores el uso de la “Normalized Determinant Function” (NDF) [6], [7] que evita el riesgo de omitir la verificación de los provisos de los métodos clásicos y es un método único para cualquier topología de oscilador.

El análisis del ruido de fase de los osciladores, durante el diseño lineal de estos, se realiza utilizando el modelo de la Fig. 1. Este modelo está universalmente verificado y aceptado, pero tiene el problema de que solo es posible utilizarlo cuando el oscilador en cuestión puede ser estructurado como un sistema realimentado. Esto no es siempre posible, por ejemplo los osciladores de alta frecuencia que en muchos casos deben ser analizados utilizando métodos de plano de referencia y en los que no es posible definir un lazo de realimentación que pueda ser abierto ni siquiera utilizando el principio de masa virtual de Alechno [8].

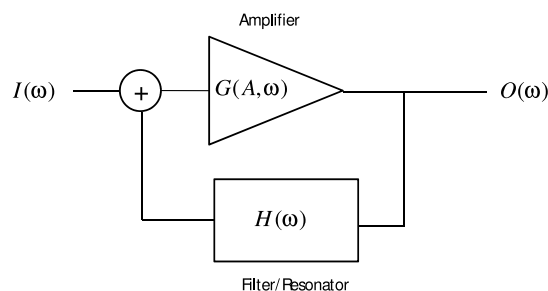


Fig. 1

MODELO DE LEESON.

II. CONSIDERACIONES DEL MODELO DE LEESON

El modelo de ruido de fase de un oscilador de Leeson [9] responde a la Equ. 1, donde: $L_{out}(\Delta f_m)$ es la densidad de ruido de fase ($rad^2 \cdot Hz^{-1}$) para un offset Δf_m de la frecuencia (Hz) de oscilación, siendo P_{in} la potencia del tono (W) inyectada a la entrada del modelo de la Fig. 1, F el factor de ruido del amplificador, K la constante de Boltzmann, T la temperatura absoluta del oscilador y, finalmente, f_c la frecuencia de corte flicker del amplificador (Hz).

$$L_{out}(\Delta f_m) = \left(\frac{FKT}{2P_{in}} \left(1 + \frac{f_c}{\Delta f_m} \right) \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{f_0}{2Q_L \cdot \Delta f_m} \right)^2 \right) \quad (1)$$

El gran inconveniente del modelo de Leeson es que su uso está limitado a osciladores en los que pueda definirse un lazo de realimentación que pueda ser abierto [9].

Hay otras variantes que toman como base este modelo [10]–[12], pero también tienen limitaciones importantes como la dependencia del resultado con el punto de apertura del lazo que se escoja o que la ganancia directa (G_0) debe ser igual a 1 [13].

Uno de estos modelos que ampliamente utilizado es el de Everard [12], [14], [15], con el que se llega a la Equ. 2. Si

se analiza esta ecuación para minimizar el ruido de fase, las conclusiones fundamentales a las que se llega son:

- El factor de ruido (F) del amplificador o dispositivo activo debe ser minimizado.
- La frecuencia de corte Flicker (f_c) debe ser lo más baja posible.
- El Q_0 (no cargado) debe ser lo más alto posible para conseguir que el cargado (Q_L) también lo sea.
- La potencia del oscilador (P_{out}) debe ser lo más posible.
- La carga del resonador debe ser la óptima, $\frac{Q_L}{Q_0} = \frac{1}{2}$ [16].

$$L_{out}(\Delta f_m) = \left(\frac{FKT}{2 \cdot P_{out} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2} \left(1 + \frac{f_c}{\Delta f_m}\right) \right) \cdot \left(1 + \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q_L \cdot \Delta f_m}\right)^2\right)$$

Aunque las conclusiones del modelo de Everard son de suma importancia y una guía de diseño muy útil, sigue siendo un problema aplicar este modelo a muchos circuitos osciladores que no presentan un lazo de realimentación susceptible de ser abierto.

III. MÉTODO BASADO EN LA NDF

El uso de la NDF como herramienta para verificar los provisos de los métodos clásicos de análisis de osciladores es de suma utilidad, incluso es posible utilizar la NDF como herramienta “única” de análisis lineal de osciladores [6], [7], [13]. La NDF está definida como Equ. 3, donde $\Delta(s)$ es el determinante de la red y $\Delta_0(s)$ es el determinante normalizado de la red. Una forma muy conveniente de calcular la NDF de un circuito y de fácil implementación con cualquier software de análisis lineal, si este no dispone de ella de forma nativa, es por medio de las Relaciones de Retorno Transpuestas (RR_T), Equ. 4 [10], [17], [18].

$$NDF = \frac{\Delta(s)}{\Delta_0(s)} \quad (3)$$

$$NDF = \prod_{i=1}^n (1 - RR_{Ti}) \quad (4)$$

El término RR_{Ti} de la Equ. 4 es la relación de retorno transpuesta del generador dependiente i cuando los anteriores generadores ($i - 1$) están “desactivados”. Tomando la definición de la Relación de Retorno Transpuesta ($RR_T = -RR$) es posible formular la relación de retorno transpuesta del circuito en función de su NDF como Equ. 5.

$$RR_T = 1 - NDF \quad (5)$$

De esta forma, y ya que la RR_T se puede definir como la “ganancia verdadera del lazo”, se puede expresar el Q_L del oscilador según la Equ. 6. De este modo, usando la NDF como herramienta, el Q_L puede ser optimizado, y por tanto el

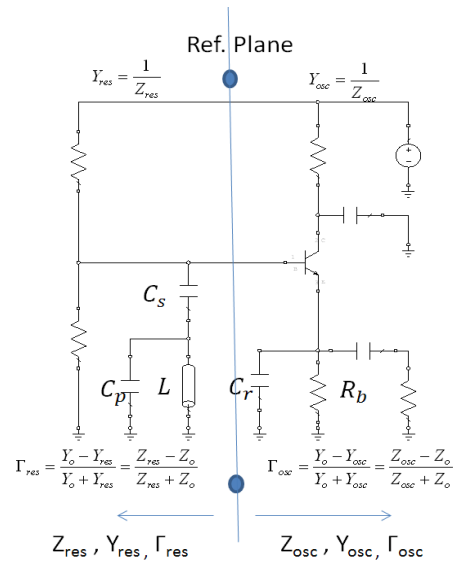


Fig. 2

ESQUEMA DE OSCILADOR EN COLECTOR COMÚN CON PLANO DE REFERENCIA.

ruido de fase de cualquier oscilador. Para maximizar el Q_L del oscilador simplemente hay que conseguir que la NDF varíe lo más rápido posible en su cruce por el eje real negativo del plano s [13].

$$Q_L = -\frac{f}{2} \cdot \frac{d}{df} \text{Arg}(RR_T(f)) = \frac{f}{2} \cdot \frac{d}{df} \text{Arg} \left[\prod_{i=1}^n (1 - RR_{Ti}) \right] \quad (6)$$

IV. CASO PRÁCTICO

Como ejemplo práctico de utilización de la NDF para el diseño y optimización del ruido de un oscilador se propone un oscilador que normalmente es analizado utilizando un método de referencia de plano. Este oscilador se basa en un transistor en colector común con realimentación por capacidad, Fig. 2. Pese a no haberse incluido en el esquema simplificado, el circuito está realizado en μ -strip, considerándose todos los elementos e interconexiones para las simulaciones que se presentan. El oscilador se ha diseñado utilizando como elemento activo un transistor BFR380F de Siemens Technologies.

En este tipo de oscilador el camino de realimentación incluye al transistor. La inclusión del transistor en el camino de realimentación junto con la utilización de elementos μ -strip hace imposible re-dibujar el circuito, usando el método de la masa virtual [8] para analizarlo usando el método de ganancia del lazo. Debido a esto, es necesario analizar el circuito utilizando un método de plano de referencia y calcular su impedancia total, Fig. 3, para determinar su condición de oscilación. Por esto, el uso de la NDF, Fig. 4(a), es una interesante alternativa que permite determinar el correcto acondicionamiento del oscilador y su oscilación sin requerir ningún proviso, y adicionalmente permite analizar y optimizar

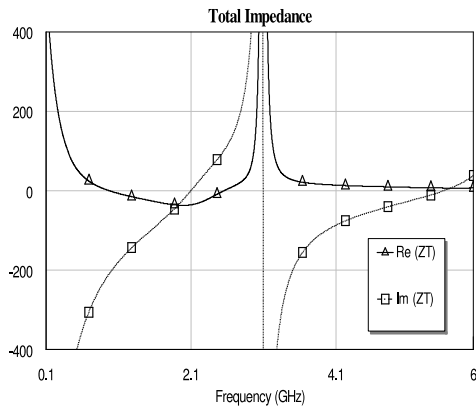


Fig. 3

IMPEDANCIA TOTAL DEL OSCILADOR (NO OPTIMIZADO).

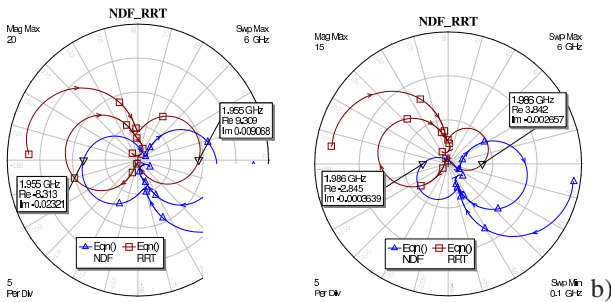


Fig. 4

NDF Y RR_T DEL OSCILADOR NO OPTIMIZADO (A) Y OPTIMIZADO (B).

el Q_L [6], [13], lo que no es posible con los métodos de plano de referencia.

El cruce de la RR_T con el eje real positivo es único y ocurre para un módulo mayor de 1, con lo que el oscilador está correctamente acondicionado, siendo su frecuencia de oscilación 1,955 GHz. El ruido de fase puede ser obtenido utilizando la ecuación de Leeson [9] o la ecuación de Everard [12], [14], [15]. De esta forma se puede obtener el Q_L del oscilador, Fig. 5(a), siendo de 16 para la frecuencia de oscilación.

Este circuito es optimizado para conseguir un Q_L óptimo. El análisis del oscilador optimizado, de forma análoga al caso anterior, proporciona una frecuencia de oscilación de 1,986 GHz, Fig. 4(b), y un Q_L de 40, Fig. 5(b).

Ambos osciladores son simulados, fabricados y medidos. Los resultados de las simulaciones de HB y ruido de fase tienen una estupenda concordancia con las medidas de los dos modelos. El espectro y el ruido de fase de ambos osciladores se muestran en las figuras Fig. 6, Fig. 7, Fig. 8 y Fig. 9. El aspecto físico de los dos modelos de osciladores es idéntico, puesto que solo cambian los valores de algunos componentes, Fig. 10.

A partir del ruido de fase medido o simulado es posible calcular el Q_L utilizando la Equ. 7. Por ejemplo, en el caso

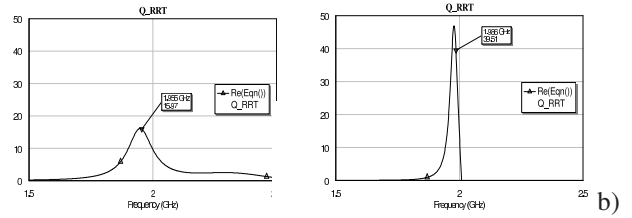


Fig. 5

Q_L DEL OSCILADOR NO OPTIMIZADO (A) Y OPTIMIZADO (B).

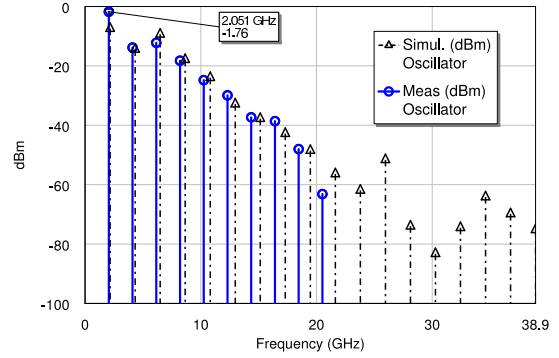


Fig. 6

ESPECTRO DEL OSCILADOR NO OPTIMIZADO.

del oscilador no optimizado $f_Q = 0,07 \text{ GHz}$ con lo que Q_L es 14, un valor muy próximo al estimado (16) por la NDF.

$$Q_L \approx \frac{f_0}{2 \cdot f_Q} \quad (7)$$

V. CONCLUSIONES

El método propuesto permite analizar osciladores y optimizar su ruido de fase; los cuales no podían ser optimizados en su fase de diseño lineal usando los métodos basados en plano de referencia.

Las principales ventajas del método NDF son que no se requiere ningún proviso, que es válido para cualquier topología y que permite utilizar la ecuación de Leeson para optimizar el ruido de fase del oscilador.

Se ha demostrado la bondad de este método con la realización de dos circuitos y se ha observado una gran concordancia de las medidas con los resultados de las simulaciones previas, tanto lineales como de balance harmónico.

REFERENCES

- [1] Robins, W. P., "Phase Noise in Signal Sources (Theory and Applications)", IEE Telecommunications Series 9. Peter peregrinus Ltd., London, UK, 1982. ISBN-13: 978-0863410260.
- [2] Andrew Richardson, "WCDMA Design Handbook", Cambridge University Press, 2005. ISBN-13: 978-0521187824.
- [3] Barton, D. K. "Radar System Analysis and Modeling", Artech House, Boston 2005. ISBN-13: 978-1580536813.
- [4] Jackson, R. W., "Criteria for the onset of oscillation in microwave circuits", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on., Vol. 40, No. 3, 566-569, 1992. doi:10.1109/22.121734

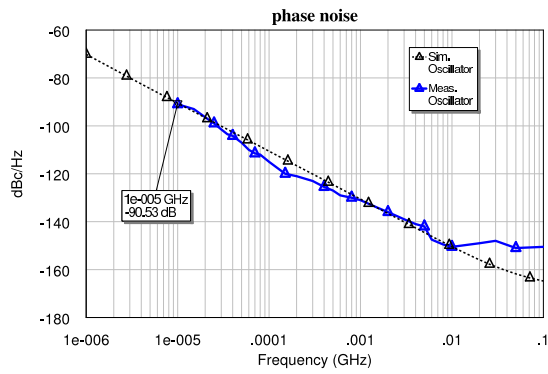


Fig. 7

RUIDO DE FASE DEL OSCILADOR NO OPTIMIZADO.

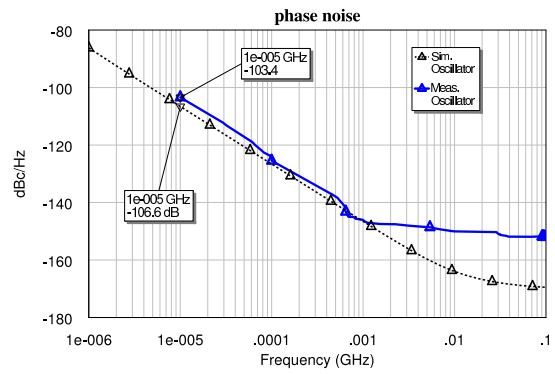


Fig. 9

RUIDO DE FASE DEL OSCILADOR OPTIMIZADO.

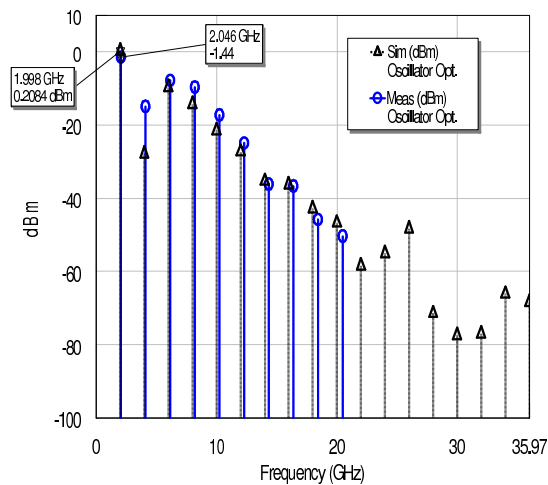


Fig. 8

ESPECTRO DEL OSCILADOR OPTIMIZADO.

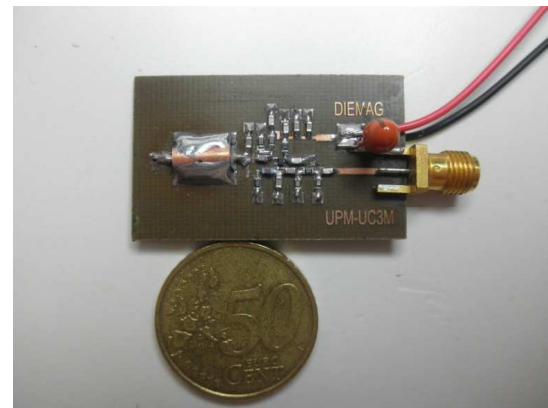


Fig. 10

FOTOGRAFÍA DEL OSCILADOR.

[5] González-Posadas, V., Jiménez Martín, J. L., Parra-Cerrada, A., Segovia-Vargas, D., and García-Muñoz, L. E., "Oscillator accurate linear analysis and design. Classic linear methods review and comments," Progress In Electromagnetics Research, PIER, Vol. 118, 89-116, 2011. doi:10.2528/PIER11041403

[6] Jiménez-Martín, J. L., González-Posadas, V., Parra-Cerrada, A., Segovia-Vargas, D., García-Muñoz, L. E., "Provisos for classic linear oscillator design methods. New linear oscillator design based on the NDF/RRT," Progress In Electromagnetics Research, PIER, Vol. 126, 17-48, 2012. jpier:vol126/02.11112308

[7] Á. Parra-Cerrada, V. González-Posadas, J. L. Jiménez-Martín, "Classic linear methods provisos verification for oscillator design using NDF and its use as oscillators design tool", Circuits and Systems, Vol. 4, No. 1, 89-96, 2013. doi:10.4236/cs.2013.41014

[8] Alechno, S., "The Virtual Ground in Oscillator Design - A Practical Example", Applied Microwave & Wireless, vol. 11, no. 7, pp. 329-330, Jul. 1999. ISSN: 1075-0207.

[9] Leeson, D. B., "A simple model of feedback oscillator noise spectrum", Proceeding of the IEEE, 1966, 329-330, 1966. doi:10.1109/PROC.1966.4682

[10] A. Hajimiri and T. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, no. 2, pp. 179-194, Feb. 1998. doi:10.1109/4.658619

[11] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, "Phase noise in oscillators: A unifying theory and numerical methods for characterization", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl., vol. 47, no. 5, pp.

655-674, May 2000. doi:10.1109/81.847872

[12] J.K.A. Everard and J. Bitterling, "Low Phase Noise Highly Power Efficient Oscillators", 1997 IEEE International Frequency Control Symposium, May 27th-30th 1997, Orlando, USA. doi:10.1109/FREQ.1997.639209

[13] J. L. Jimenez-Martin, V. Gonzalez-Posadas, Á. Parra-Cerrada, Á. Blanco-del-Campo, D. Segovia-Vargas, "Transpose Return Relation Method for Designing Low Noise Oscillators", Progress In Electromagnetics Research, Vol. 127, 297-318, 2012. doi:10.2528/PIER12022305

[14] Jeremy Everard, "Fundamentals of RF Circuit Design with Low Noise Oscillators", Wiley, Dec. 2000 reprinted Oct. 2002. ISBN-13: 978-0471497936.

[15] Everard, J.K.A , "A review of low noise oscillator. Theory and design", Frequency Control Symposium, 1997., Proceedings of the 1997 IEEE International, 909-918, 1997. doi:10.1109/FREQ.1997.639208

[16] R. Wang, J. Xu, C. L. Wei, M.-Y. Wang, and X.-C. Zhang, "Improved extraction of coupling matrix and unloaded q from s-parameters of lossy resonator filters," Progress In Electromagnetics Research, Vol. 120, 67-81, 2011. doi:10.2528/PIER11072804

[17] Bode, H. W., "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", Van Nostrand Co. Inc., New York, 1945. ASIN: B003UT90Z4.

[18] Platzker, A., Struble, W., "Rigorous determination of the stability of linear N-node circuits from network determinants and the appropriate role of the stability factor K of their reduced two-ports", Int. Integr. Nonlinear Microw. Millimeter wave Circuits Workshop, pp. 93-107, 1994. doi:10.1109/INMM.1994.512515