

## TÉCNICAMENTE HABLANDO

### SOBRE EL RUIDO EN LOS SISTEMAS ELECTRÓNICOS Y DE COMUNICACIONES

Jorge Luis González Ríos

Interdisciplinary Centre for Security, Reliability and Trust (SnT), University of Luxembourg  
[jlgonzalezrios@gmail.com](mailto:jlgonzalezrios@gmail.com)

#### INTRODUCCIÓN

El ruido es inherente a todos los sistemas electrónicos y de comunicación, hecho que debe ser tenido en cuenta y analizar sus consecuencias sobre el sistema estudiado o diseñado. Puede ser definido de forma simple (pero categórica) como toda interferencia **aleatoria** no relacionada con la señal de interés [1] y limita el nivel de señal mínimo que puede ser procesado por un circuito o sistema con una calidad aceptable [2].

A continuación, se revisarán algunos conceptos básicos acerca del ruido y su modelado en redes de dos puertos, se ejemplificará la obtención de los parámetros de ruido en un circuito específico y se citarán algunas líneas de investigación que actualmente se desarrollan en este tema.

#### ALGUNOS CONCEPTOS BÁSICOS

Al ser una señal aleatoria, el ruido no puede ser caracterizado por valores instantáneos de las magnitudes eléctricas asociadas a este, sino que debe utilizarse su **potencia promedio** o sus **valores efectivos de tensión o de corriente**. El ejemplo más conocido, por ser el más común, es el voltaje efectivo (al cuadrado) que caracteriza el ruido térmico generado por una resistencia  $R$ , a una temperatura absoluta  $T$  y para un ancho de banda  $\Delta f$ , el cual se determina mediante (1), donde  $k$  es la constante de Boltzmann. Otra magnitud utilizada es la potencia de ruido disponible ( $P_{n,av}$ ), transferida a una carga acoplada para máxima transferencia de potencia a la fuente de ruido (para el ruido térmico de un resistor esta sería  $P_{n,av} = kT\Delta f$ ).

$$\overline{V_n^2} = 4kTR\Delta f \quad (1)$$

El ruido térmico es un tipo de ruido blanco, ya que presenta una **densidad espectral de potencia** (PSD) constante (al menos hasta las decenas de terahertz [2]). En los dispositivos semiconductores existen también otras fuentes de ruido. Además del térmico, uno de los más importantes en transistores es el ruido *flicker* o  $1/f$  (tipo rosa). Como su nombre lo indica, su PSD es mayor para las bajas frecuencias, aunque impacta también los sistemas de RF ya que puede ser trasladado a las altas frecuencias por el efecto de la etapa de mezclado (upconverter).

El **ruido total** proveniente de diferentes **fuentes** de ruido **no correlacionadas** (lo que ocurre comúnmente en la práctica, cuando las fuentes son dispositivos diferentes o mecanismos de ruido sin un origen común) puede ser obtenido por **superposición**, mediante la suma de las **potencias** o los **voltajes** o **corrientes efectivos al cuadrado** aportados por cada fuente individual. Este es un método general, aplicable a cualquier circuito o sistema, pero su utilización puede ser compleja y tediosa a medida que aumenta el número de elementos que los componen. En los sistemas electrónicos y de comunicaciones que puedan analizarse como **redes de dos puertos**, únicas o varias conectadas en cascada, es posible **modelar el ruido total** mediante fuentes **equivalentes referidas a la entrada**



(como se muestra en la Figura 1) y utilizar definiciones y métodos de cálculos desarrollados para esta particularidad. Estas fuentes pueden estar correlacionadas entre ellas o no; además, cualquier variación de la estructura o condiciones internas de la red modificará sus valores.

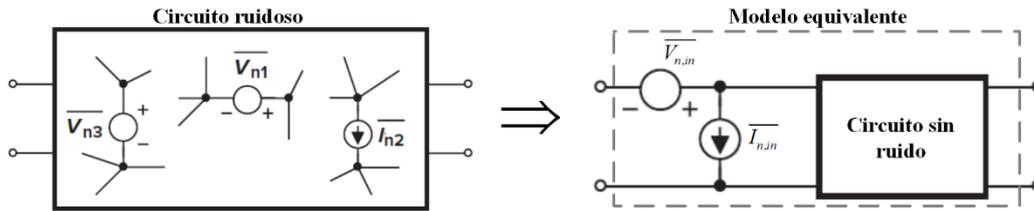


Figura 1: Modelo equivalente para el ruido en redes de dos puertos.

Si la red de dos puertos es excitada con una fuente de impedancia  $Z_S$ , su modelo equivalente puede simplificarse a una **fente** de voltaje de **ruido** única (**total**) **referida a la entrada** (RTI), usualmente denotada como  $V_{n,RTI}$  o  $e_{n,RTI}$ . Su valor puede relacionarse con las fuentes de ruido del modelo general mediante (2). Este parámetro es utilizado como índice comparativo para la selección de amplificadores operacionales y de instrumentación en aplicaciones de bajo ruido, calculado a partir de los parámetros específicos para estos dispositivos [3]-[4].

$$\overline{V_{n,RTI}^2} = \overline{V_{n,in}^2} + \overline{I_{n,in}^2} |Z_S|^2 \quad (2)$$

Más común en aplicaciones de **RF** y **microondas** es la utilización del **factor** o la **cifra de ruido** (denotados generalmente por  $F$  y  $NF$ , respectivamente), así como la **temperatura de ruido equivalente** ( $T_e$ ). La definición del factor de ruido se muestra en (3), donde SNR es la relación señal a ruido. Por convenio,  $F$  se determina a partir del ruido generado por una **impedancia de fuente** específica a una temperatura  $T_0 = 290 \text{ K}$ . La cifra de ruido es  $NF = 10 \log F$ ; mientras que  $T_e$  es la temperatura que debería tener la fuente para generar la misma potencia de ruido a la salida de un amplificador, si este no aportara ruido propio. Se relaciona con  $F$  mediante (4).

$$F \equiv \frac{\text{Potencia de ruido total a la salida}}{\text{Ruido a la salida generado solo por la fuente}} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (3)$$

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (4)$$

Nótese que para realizar **cálculos de ruido** a partir de alguna de estas **magnitudes únicas** de caracterización (ruido total referido a la entrada,  $F$  o  $T_e$ ) es necesario **trabajar con la misma impedancia de fuente utilizada para su determinación**.

De la definición del factor de ruido y las fuentes equivalentes de ruido en la entrada (incluyendo su correlación), se obtiene un juego de parámetros para determinar  $F$  en redes de dos puertos (por lo general transistores para microondas) en función de la impedancia de fuente, según se expresa en (5), donde:  $Y_S$  es la admitancia de la fuente vista por la red,  $Y_{opt}$  es el valor óptimo de  $Y_S$  para obtener el mínimo factor de ruido ( $F_{min}$ ),  $G_S = \text{Re}(Y_S)$  y  $R_N$  se conoce como resistencia de ruido equivalente.

$$F = F_{min} + \frac{R_N}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2 \quad (5)$$

Para determinar el **factor de ruido** de varias **redes** conectadas **en cascada** se utiliza la conocida **fórmula de Friis** (no confundir con la fórmula homónima para radioenlaces), expresada mediante (6), donde  $F_i$  y  $G_{Ai}$  son el factor de ruido y la **ganancia de potencia disponible** de cada etapa. Es importante resaltar nuevamente la **dependencia** de  $F$  con la **impedancia de fuente**, que a partir de la segunda etapa es la impedancia de salida de la etapa precedente. Igualmente, debe revisarse la definición de ganancia de potencia disponible y no utilizar otras expresiones (como la ganancia de transductor o simplemente la ganancia de potencia  $P_o/P_i$ ). Esto es **significativo** en sistemas donde las **conexiones** entre etapas presenten **distintas impedancias de referencia** (niveles de impedancia).

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{A1} \dots G_{A(n-1)}} \quad (6)$$

De la fórmula de Friis se deriva la utilización de los **amplificadores de bajo ruido (LNA)** en los sistemas de comunicación, como primer bloque activo de los receptores, ya que una **alta ganancia** y un **bajo factor de ruido propio** en la primera etapa **reducen** significativamente el **ruido total** de la cadena.

### EJEMPLO DE APLICACIÓN: RUIDO EN UN AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN

Los amplificadores de instrumentación han sido la elección por excelencia cuando se requiere la amplificación precisa y estable de señales débiles, en presencia de altas componentes de modo común y sin cargar la fuente (alta impedancia de entrada); tales como la adquisición de señales provenientes de sensores en aplicaciones industriales y biomédicas. Otra característica de estas señales, por lo general, es su baja frecuencia. Sin embargo, el desarrollo tecnológico ha permitido que las ventajas de estos dispositivos también estén siendo aprovechadas en aplicaciones de RF (hasta el orden de los gigahertz) como amplificadores de propósito general, excitadores de conversores análogo/digital (ADC) de alta velocidad, entre otras funciones [5]-[6]. Por tanto, es un buen ejemplo para mostrar las relaciones entre las distintas maneras de caracterizar el ruido en redes de dos puertos.

Considérese un amplificador de instrumentación excitado de forma diferencial por una fuente de impedancia real  $R_S$ . Su modelo de ruido propio (sin el ruido de la fuente) se muestra en la Figura 2 [3], el cual tiene en cuenta la entrada diferencial (las dos fuentes de corriente en la entrada) y la ganancia variable del amplificador (mediante la fuente de voltaje de ruido en la salida), con fuentes de ruido no correlacionadas entre sí. Para simplificar se ha supuesto la resistencia de entrada del amplificador mucho mayor que  $R_S$ . Se conoce su ganancia de voltaje  $G = V_{OUT}/(V_{IN+} - V_{IN-})$ , establecida con  $R_G$ .

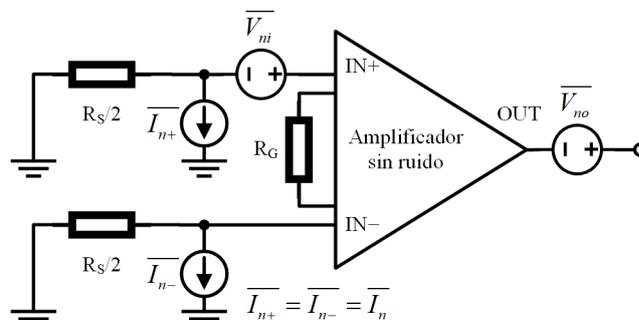


Figura 2: Modelo equivalente para el ruido en un amplificador de instrumentación.

Del análisis del circuito se obtiene el ruido total referido a la entrada como:

$$\overline{V_{n,RTI}^2} = \frac{G^2 \left[ \overline{V_{ni}^2} + 2\overline{I_n^2} (R_S/2)^2 \right] + \overline{V_{no}^2}}{G^2} = \overline{V_{ni}^2} + \frac{\overline{I_n^2} R_S^2}{2} + \frac{\overline{V_{no}^2}}{G^2} \quad (7)$$

La expresión anterior no debe ser utilizada sin **consultar** previamente la **definición** de los **datos** ofrecidos por el **fabricante** del amplificador, ya que el significado de estos parámetros de ruido particulares puede variar (nótese que no son los del modelo general mostrado en la Figura 1). Por ejemplo, para el AD623 se expresa el ruido RTI debido a las fuentes equivalentes de voltaje como  $\sqrt{(e_{ni})^2 + (2e_{no}/G)^2}$  [7], por lo que la correspondencia entre el modelo de la Figura 2 y los datos del fabricante sería  $\overline{V_{ni}} = e_{ni}$  y  $\overline{V_{no}} = 2e_{no}$ .

Si se considera el ruido proveniente de la fuente,  $\overline{V_{n,S}}$ , el ruido total a la salida será  $\overline{V_{n,O}^2} = G^2(\overline{V_{n,RTI}^2} + \overline{V_{n,S}^2})$ . Para determinar  $F$  y  $T_e$  se debe tomar, por definición,  $\overline{V_{n,S}^2} = 4kT_0R_S\Delta f$ , con lo cual:

$$F = \frac{G^2(\overline{V_{n,RTI}^2} + 4kT_0R_S\Delta f)}{G^2 4kT_0R_S\Delta f} = 1 + \frac{\overline{V_{n,RTI}^2}}{4kT_0R_S\Delta f} \quad (8)$$

$$T_e = \frac{\overline{V_{n,RTI}^2}}{4kR_S\Delta f} \quad (9)$$

Véase que, aplicando atentamente las definiciones básicas, es posible determinar y relacionar entre sí los distintos parámetros de ruido que muchas veces son vistos como exclusivos para el diseño de baja frecuencia unos, o de alta frecuencia otros.

## INVESTIGACIONES ACTUALES

La necesidad de nuevos métodos para caracterizar, modelar y evaluar los efectos del ruido en los sistemas electrónicos y de comunicaciones se mantiene siempre en el trabajo científico [8-13]. Entre las causas pueden citarse: el desarrollo de tecnologías de fabricación de dispositivos semiconductores y su aplicación en bloques funcionales donde el ruido crítico [14-16], la utilización de nuevos estándares de comunicación y modulaciones [17-19], entre otras.

En el caso particular de los amplificadores de bajo ruido (tanto en la instrumentación electrónica como en receptores de RF) una de las principales líneas de investigación es la reducción de su consumo energético para su utilización en dispositivos inalámbricos o remotos, pero sin afectar su rendimiento funcional [20-24]. En este sentido se han desarrollado también arquitecturas reconfigurables dinámicamente, que permiten ajustar el consumo del circuito en dependencia de las condiciones del canal de comunicación [25]-[26].

## REFERENCIAS

- [1] B. Razavi, *RF microelectronics*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1998.
- [2] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 2ª edición. New York: McGraw-Hill, 2017.
- [3] "In-Amp Noise," Analog Devices, Tutorial MT-065, 2008.
- [4] S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 4ª edición. New York: McGraw-Hill Education, 2015.
- [5] B. Carter and R. Mancini, "Using Op Amps for RF Design," en *Op Amps for Everyone*, 5ª edición. Burlington, MA: Newnes (Elsevier), 2018.
- [6] "AD8351: Low Distortion Differential RF/IF Amplifier," Analog Devices, 2015.
- [7] "AD623: Single and Dual-Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier," Analog Devices, 2018.
- [8] C. E. Calosso, A. C. C. Olaya, and E. Rubiola, "Phase-Noise and Amplitude-Noise Measurement of DACs and DDSs," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 67, no. 2, pp. 431-439, 2020. doi: 10.1109/TUFFC.2019.2943390.
- [9] L. Martínez Marrero, J. C. Merlano Duncan, J. Querol, S. Chatzinotas, A. J. Camps Carmona, *et al.*, "Effects of differential oscillator phase noise in precoding performance," en *37th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC)*, Okinawa, 2019, pp. 1-7.
- [10] K. Kellogg, L. Dunleavy, S. Skidmore, H. Morales, and C. White, "Bridging the Gap in noise spectral density measurements derived from flicker and noise figure measurement systems," en *2017 IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/WAMICON.2017.7930268.
- [11] G. Giusi, G. Scandurra, and C. Ciofi, "Integrated method for impedance and low frequency noise measurements," en *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/I2MTC.2017.7969774.
- [12] L. Liu and R. Pokharel, "Compact Modeling of Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer for Transient Phase Noise and Jitter Simulation," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 166-170, 2016. doi: 10.1109/TCAD.2015.2472018.

- [13] T. Kang, J. Kim, N. Kang, and J. Kang, "A Thermal Noise Measurement System for Noise Temperature Standards in W-Band," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64, no. 6, pp. 1741-1747, 2015. doi: 10.1109/TIM.2015.2398957.
- [14] P. Sakalas, K. Yau, and M. Schroter, "High frequency noise and harmonic distortion of 28 nm n and p type MOSFETs," en *2017 International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICNF.2017.7985983.
- [15] F. Hameau, J. Zaini, T. Taris, D. Morche, B. Martineau, *et al.*, "New Design Opportunities exploiting FDSOI technology for RF Power Amplifier and LNA design," en *2019 17th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, 2019, pp. 1-4. doi: 10.1109/NEWCAS44328.2019.8961252.
- [16] F. Chicco, R. Capoccia, A. Pezzotta, and C. Enz, "Linear analysis of phase noise in LC oscillators in deep submicron CMOS technologies," en *2017 International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*, 2017, pp. 1-4. doi: 10.1109/ICNF.2017.7985954.
- [17] Z. Mokhtari, M. Sabbaghian, and R. Dinis, "A Survey on Massive MIMO Systems in Presence of Channel and Hardware Impairments," *Sensors*, vol. 19, no. 164, pp. 1-21, 2019. doi: 10.3390/s19010164.
- [18] M. Iwaki, K. Matsumoto, and K. Kobayashi, "Impact of RFIC Spurious Noise on Receiver of Cellular Handset in Communication State," en *2019 93rd ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, 2019, pp. 1-4. doi: 10.1109/ARFTG.2019.8739206.
- [19] Y. Song, R. Zhu, and Y. E. Wang, "A X-band GaN power amplifier with Bitstream modulations and active noise filtering," en *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, pp. 1-3. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167122.
- [20] Z. Pei, Y. Wang, and L. Han, "CMOS Ring Amplifier for Bio-Signal LNA," en *2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, 2020, pp. 319-323. doi: 10.1109/ITNEC48623.2020.9085045.
- [21] Y. Chi, H. Zhang, Z. Zheng, R. Liu, L. Qiao, *et al.*, "Analog Front-end Circuit Design for Wireless Sensor System-on-Chip," en *2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, 2020, pp. 38-42. doi: 10.1109/ITNEC48623.2020.9085051.
- [22] E. Curuk, M. M. Bilgic, K. Yegin, C. Ozdemir, and D. Ş, "Low noise amplifier design for Ka Band VSAT systems," en *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2016, pp. 1-4. doi: 10.1109/MIKON.2016.7492055.
- [23] H. J. Liu and Z. F. Zhang, "An Ultra-Low Power CMOS LNA for WPAN Applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 2, pp. 174-176, 2017. doi: 10.1109/LMWC.2016.2647382.
- [24] J. L. González, J. C. Cruz, R. L. Moreno, and D. Vázquez, "Amplificador integrado CMOS de bajo ruido para la banda de 2.4 GHz," en *XVI Convención y Feria Internacional Informática 2016. V Simposio Internacional de Electrónica: Diseño, Aplicaciones, Técnicas Avanzadas y Retos Actuales*, La Habana, Cuba, 2016.
- [25] J. L. González, R. L. Moreno, J. C. Cruz, and D. Vázquez, "Energy-aware low-power CMOS LNA with process-variations management," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2016, 2016. doi: 10.1155/2016/8351406.
- [26] J. L. González, J. C. Cruz, R. L. Moreno, and D. Vázquez, "A Proposal for Yield Improvement with Power Tradeoffs in CMOS LNAs," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 1, pp. 13-19, 2016. doi: 10.1109/TLA.2016.7430056.

## SOBRE LOS AUTORES

**Jorge Luis González Rios**, graduado de Ingeniero en Telecomunicaciones y Electrónica en 2006 de la CUJAE, Máster en Diseño de Sistemas Electrónicos (2009) y Doctor en Ciencias Técnicas (2018) de la misma universidad. Profesor Asistente. Para su doctorado desarrolló un LNA configurable integrado y una estrategia de gestión de su demanda de potencia. Ha realizado estancias de investigación en el Instituto de Microelectrónica de Sevilla (IMSE), España, y en el Grupo de Microelectrónica de la Universidad Federal de Itajubá (UNIFEI), Brasil. Sus intereses de investigación incluyen el diseño de circuitos integrados analógicos y de RF con énfasis en el bajo consumo, la instrumentación electrónica y los sistemas empotrados en el ámbito de las comunicaciones.