

Noise Analysis of Fully Differential Circuits

E. Spinelli, *Senior Member, IEEE* and M. Haberman

Abstract— Fully-Differential (F-D) circuits are widely used because of its immunity to common mode interference and high dynamic range. Nevertheless, the analysis and design of these circuits call for specific techniques. This paper presents a method to estimate the output noise of F-D circuits due to its components. A design example and experimental data are also included.

Keywords— Fully-Differential circuits, symmetrical networks, noise analysis.

I. INTRODUCCIÓN

LA ELETRÓNICA de instrumentación actual apunta a circuitos de muy bajo consumo y a una reducción en su tensión de alimentación. Las generosas fuentes partidas de $\pm 15V$ se han transformado en ajustadas fuentes simples de 0-3V. Los amplificadores operacionales (O.A) rail-to-rail son la respuesta tecnológica a estos nuevos requerimientos, mientras que los circuitos F-D, aportando desde el diseño analógico, permiten optimizar el aprovechamiento de la reducida tensión de alimentación. Estos circuitos operan con fuente simple en forma natural y permiten el doble de excursión que sus contrapartes single-ended (S-E) [1]. Además, los convertidores Analógico-Digital (ADC) actuales, con resoluciones de más de 24 bits, poseen entradas diferenciales. Si la señal provista por el sensor es de tipo diferencial, la utilización de circuitos de acondicionamiento de señal S-E, implica una doble conversión: diferencial a S-E y S-E a diferencial que degradará la calidad de la señal [2].

Todo esto conduce a una preocupación por migrar desde los clásicos y bien probados circuitos de instrumentación S-E a sus nuevas versiones F-D; lo cual exige técnicas específicas de análisis y diseño [1, 3]. En este trabajo se aborda el análisis de ruido en circuitos F-D; un punto especialmente importante en la primera etapa o front-end de un sistema de adquisición. La descripción del método se realizará sobre un caso concreto de aplicación: una red pasa-altos completamente diferencial.

II. ANÁLISIS DE RUIDO EN CIRCUITOS F-D

El primer paso del método propuesto, como en todo análisis de ruido, consiste en introducir los generadores que representan el ruido propio de los componentes del circuito [4]. Por ejemplo, al incluir estos generadores en la red de la Fig.1(a) [5], resulta el circuito de la Fig.1(b).

Para analizar la contribución de las distintas fuentes de ruido en la tensión diferencial de salida v_{oD} , es necesario

resolver el circuito para cada uno de los generadores de ruido. Esto puede parecer engorroso, pero puede resolverse en forma simple utilizando el semi-circuito de modo diferencial que resulta de cortocircuitar todos los nodos sobre el eje de simetría. La utilización del semi-circuito de modo diferencial para excitaciones que no son diferenciales podría parecer cuestionable, pero como se muestra en el Apéndice, la tensión diferencial de salida v_{oD} debido a un generador en una de las ramas del circuito puede calcularse a partir de este semi-circuito. Para el circuito de la Fig.1(b), esto significa resolver los semi-circuitos de las Fig.2(a) y Fig.2(b), que corresponden a las contribuciones de los componentes de su mitad superior e inferior respectivamente.

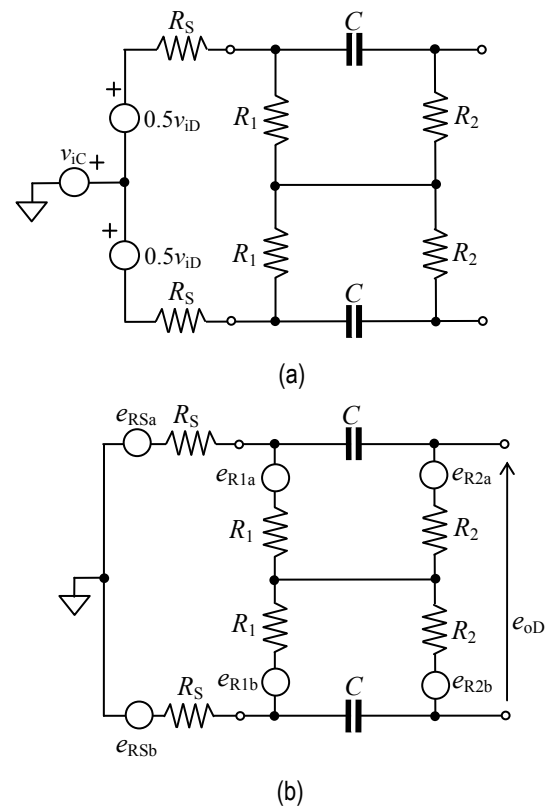


Figura. 1. (a) Red pasa-altos simétrica y (b) su circuito equivalente incluyendo los generadores de ruido asociados a sus componentes. El ruido propio de los resistores producirá una tensión diferencial de ruido e_{oD} a la salida.

E. Spinelli, Universidad Nacional de La Plata, Argentina y Consejo Nacional de Investigaciones Científicas (CONICET), Argentina.
spinelli@ieee.org

M. Haberman, Universidad Nacional de La Plata, Argentina y Consejo Nacional de Investigaciones Científicas (CONICET), Argentina.
marcelo.haberman@ing.unlp.edu.ar

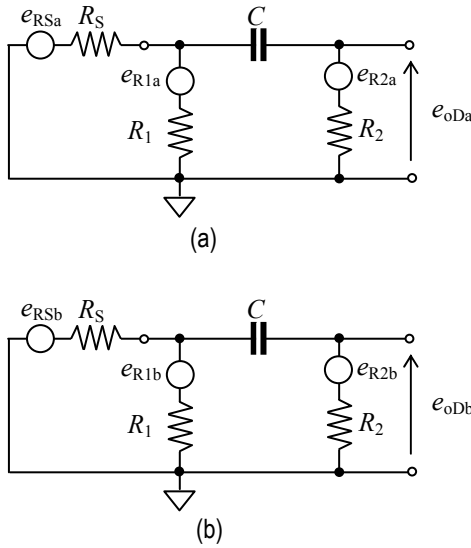


Figura 2. Circuitos de MD para calcular las contribuciones al ruido diferencial de salida de (a) elementos de la mitad superior y (b) elementos de la mitad inferior.

Aplicando el principio de superposición, la tensión total de ruido a salida resulta:

$$E_{oD}(s) = E_{RSa}(s)T_{RS}(s) + E_{R1a}(s)T_{R1}(s) + E_{R2a}(s)T_{R2}(s) + E_{RSb}(s)T_{RS}(s) + E_{R1b}(s)T_{R1}(s) + E_{R2b}(s)T_{R2}(s) \quad (3)$$

siendo:

$$T_{RS}(s) = \frac{s\tau_2}{\left(1 + \frac{R_S}{R_1}\right)(1 + s\tau_{12S})}$$

$$T_{R1}(s) = \frac{s\tau_2}{\left(1 + \frac{R_1}{R_S}\right)(1 + s\tau_{12S})} \quad (4)$$

$$T_{R2}(s) = \frac{1 + s\tau_{1S}}{(1 + s\tau_{12S})}$$

con

$$\tau_{1S} = (R_S // R_1)C$$

$$\tau_{12S} = (R_2 + R_S // R_1)C \quad (5)$$

$$\tau_2 = R_2C$$

Para la derivación de (3) se consideraron generadores determinísticos. En realidad se trata de variables aleatorias, y la densidad espectral de potencia (DEP) a la salida resulta:

$$E_{oD}^2(f) = (\eta_{RSa} + \eta_{RSb})|T_{RS}(f)|^2 + (\eta_{R1a} + \eta_{R1b})|T_{R1}(f)|^2 + (\eta_{R2a} + \eta_{R2b})|T_{R2}(f)|^2 \quad (6)$$

donde η_{RSa} , η_{RSb} , η_{R1a} , η_{R1b} , η_{R2a} , η_{R2b} son las DEP asociadas a cada resistor. Dado que $R_{Sa} = R_{Sb} = R_S$, $R_{1a} = R_{1b} = R_1$ y $R_{2a} = R_{2b} = R_2$, (6) puede reducirse a:

$$E_{oD}^2(f) = 2\eta_{RS}|T_{RS}(f)|^2 + 2\eta_{R1}|T_{R1}(f)|^2 + 2\eta_{R2}|T_{R2}(f)|^2 \quad (7)$$

Considerando que la DEP del ruido de los resistores está dada por: $\eta_R = 4kTR$, resulta:

$$E_{oD}^2(f) = 8kT \left(R_S |T_{RS}(f)|^2 + R_1 |T_{R1}(f)|^2 + R_2 |T_{R2}(f)|^2 \right) \quad (8)$$

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El resultado dado por (8) fue verificado experimentalmente sobre el circuito de la Fig.1, utilizando $R_S=100k\Omega$, $R_1=R_2=10M\Omega$ y $C=1nF$. Para estos valores, considerando una temperatura $T=300$ K, la DEP del ruido de MD a la salida (8) queda dada por:

$$E_{oD}^2(f) = 3.3 \times 10^{-20} \left(\frac{1 \times 10^7 + 394.828f^2}{1 + 0.004f^2} \right) [V^2/Hz] \quad (9)$$

La tensión diferencial de ruido a la salida de la red fue amplificada con un amplificador de instrumentación (INA111) con una ganancia de 1000 veces y la DEP de MD a la salida fue medida con un analizador de espectro SD350 de Stanford Scientific. La DEP obtenida experimentalmente y la predicha por (9) se muestran en la Fig.3, donde puede observarse un buen ajuste entre los datos experimentales y los resultados teóricos.

IV. CONCLUSIONES

Se presentó un método simple para estimar el ruido de modo diferencial a la salida de un circuito F-D simétrico. El método hace uso del hecho que la contribución a la salida de modo diferencial de un generador en cualquier rama del circuito, puede calcularse utilizando el circuito equivalente de modo diferencial. Como ejemplo, se estimó la Densidad Espectral de Ruido a la salida de una red de acoplamiento en alterna y este resultado fue verificado experimentalmente.



Figura 3. DEP experimental (línea sólida) y teórica (línea punteada) del ruido de MD a la salida de la red.

V. APÉNDICE

Dado un circuito lineal y simétrico, las tensiones diferenciales entre nodos homólogos, producidas por un generador en cualquiera de sus ramas, son iguales a las que este mismo generador produce en el medio-circuito de modo diferencial. Por ejemplo, la tensión diferencial de salida v_{oD} debida al generador e en la red balanceada de la Fig.4(a), coincide con aquella que produciría en el medio-circuito de MD de la Fig.4(b). Este circuito equivalente para tensiones de modo diferencial se obtiene cortocircuitando los nodos sobre el eje de simetría [6].

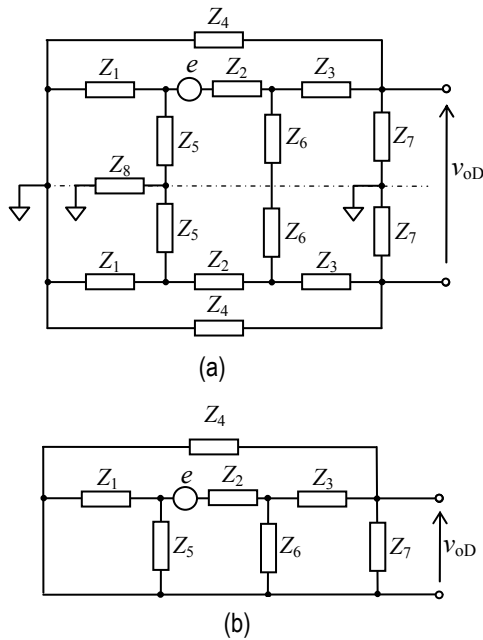


Figura 4. (a) Red simétrica con una única excitación (excitación no-balanceada) y (b) su semi-circuito de modo diferencial. La tensión de salida de esta última red coincide con la tensión diferencial de salida del circuito completo.

Esta propiedad puede parecer obvia o no, porque si bien el circuito es simétrico su excitación no es diferencial. De todos modos puede demostrarse en forma sencilla aplicando el principio de superposición como se muestra a continuación.

El generador e de la Fig.4(a) puede representarse por dos de valor $0.5e$ en serie y en su rama homóloga es posible introducir dos generadores $0.5e$ en oposición sin que esto modifique las variables del circuito original, resultando un circuito equivalente que se muestra la Fig.5.

Este nuevo circuito, que contiene 4 fuentes, puede resolverse aplicando el principio de superposición tomando estos generadores de a pares como se indica en Fig.6(a) y Fig.6(b).

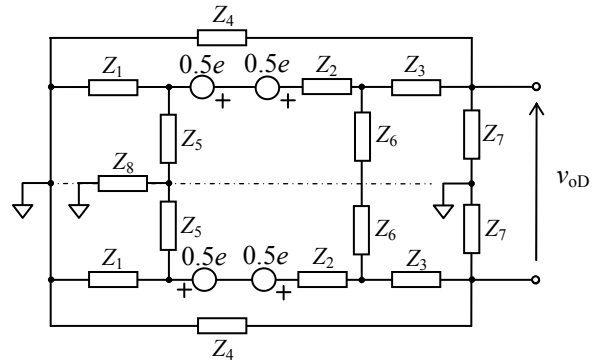


Figura 5. Circuito equivalente al presentado en la Fig.5(a). El generador original e fue dividido en dos y dos nuevos generadores (en oposición) fueron agregados en la rama homóloga.

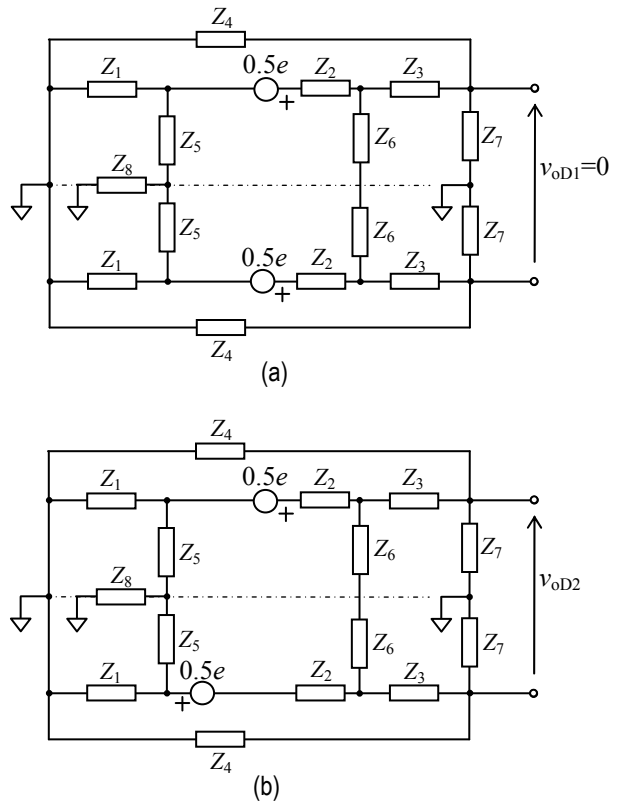


Figura 6. Redistribución de las fuentes de tensión de la Fig.5 en excitaciones de modo común(a) y de modo diferencial (b).

La tensión diferencial de salida v_{oD} está dada por:

$$v_{oD} = v_{oD1} + v_{oD2} \tag{1}$$

Siendo v_{oD1} y v_{oD2} las tensiones de salida de MD correspondientes a los circuitos de Fig.6(a) y Fig.6(b), respectivamente. La tensión de salida del primer circuito es nula ($v_{oD1}=0$), porque resulta de aplicar una tensión de modo común a una red simétrica. Por otra parte, la tensión v_{oD2} del segundo circuito puede calcularse utilizando el medio-circuito de modo diferencial, porque corresponde a la salida de MD de una red simétrica frente a una entrada de modo diferencial. Es posible concluir que la tensión v_{oD} estará dada por:

$$v_{oD} = v_{oD2}, \tag{2}$$

la cual puede calcularse mediante el circuito de MD de la Fig.7(a). La salida de este circuito corresponde a la respuesta a $0.5e$; pero tratándose de un circuito lineal puede escalarse, resultando finalmente el circuito de la Fig.7(b). Es decir, la tensión diferencial de salida v_{oD} , así como todas las tensiones entre nodos homólogos, producidas por el generador e , pueden calcularse mediante el medio-circuito de la Fig.4 (b).

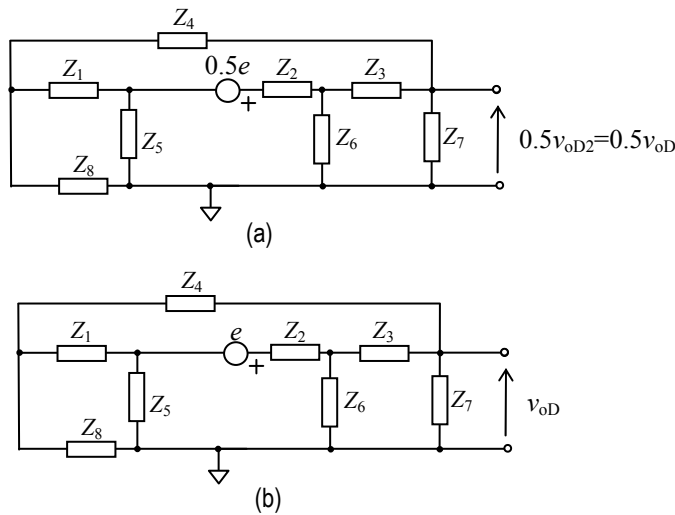


Figura 7. (a) Semi-circuito de modo diferencial de la red de la Fig.7(a) y (b) luego de escalar entrada y salida por un factor 2.

VI. REFERENCIAS

- [1] Spinelli, E y Mayosky, M. "Un amplificador operacional equilibrado," IEEE Latin American Transactions, Vol.5, No.8, pp. 557-560, Dic 2007.
- [2] Casas, R.; Casas, O.; Ferrari, V., "Single-ended Input to Differential Output Circuits. A Comparative Analysis," Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2006, pp. 548-551, 2006. ISSN: 1091-5281.
- [3] Spinelli, E., Mayosky, M. and Christiansen, C., "Dual-Mode design of Fully-differential Circuits using Fully-Balanced Operational Amplifiers," IET Circuits, Devices and Systems, ISSN 1751-858X, Vol. 2, No. 2, pp. 243-248, 2008.
- [4] Motchenbacher, C. D. and Connelly, J. A., "Low-Noise electronic Design", New York, John Wiley & Sons, 1993.
- [5] Spinelli, E., Pallás-Areny, R. and Mayosky M., "AC-Coupled Front-End for biopotential measurements", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2003, 50, (3), pp. 391-395.
- [6] Middlebrook, R.D., "Differential Amplifiers", John Wiley & Sons, 1963.



Enrique Mario Spinelli was born in Balcarce, Argentina, in 1964. He received the Engineer in electronics, M.S., and Ph.D. degrees from the Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, Argentina, in 1989, 2000, and 2005, respectively. He is currently a Professor with the Facultad de Ingeniería, UNLP and a Researcher with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET). His current research interests are analog signal processing and brain control interfaces.



Marcelo Haberman received the Engineer in electronics from the Universidad Nacional de La Plata (UNLP), La Plata, Argentina, in 2008. He is currently a PhD candidate at Facultad de Ingeniería UNLP. His current research interests are assistive devices for handicapped people.