

Capítulo 2

RUIDO ELECTRÓNICO EN AMPLIFICADORES DE ECG

*humana era la música,
natural era el ruido parásito...*

JOHN UPDIKE

Entre las diversas fuentes de ruido en el ECG se encuentra el ruido electrónico debido al sistema de adquisición. Estudiaremos este ruido con el fin de demostrar que no es un ruido que nos limite la capacidad de detección de los micropotenciales cardíacos por vía superficial. Este ruido determina el último límite que se puede alcanzar en la reducción de ruido, si se consiguiera reducir suficientemente las otras fuentes de ruido (electromiograma, interferencia de 50 Hz, etc.). En otra tesis (Fernández, 1996) se proponen diversas técnicas para la reducción de estas fuentes.

El ruido a la salida de los amplificadores de señal usualmente aumenta al incrementarse el ancho de banda y en electrocardiografía de alta resolución el ancho de banda es mayor que en la electrocardiografía clásica. Además, en el diseño de amplificadores de tensión de bajo ruido se recomienda el uso de resistencias de valor pequeño para reducir la contribución de su ruido térmico a la salida (Netzer, 1981, comentarios en Martin, 1982; Franco, 1988, cap. 14).

Los trabajos sobre diseño de amplificadores de biopotenciales en general no hacen mención explícita del ruido y de su repercusión. En aquellos trabajos en que se menciona el ruido (van Heuningen et al., 1984; Hamstra et al., 1984; Metting van Rijn et al., 1991) no se suele realizar un análisis detallado.

En el curso del diseño de un sistema de adquisición de ECG de bajo ruido, hemos encontrado que las simulaciones del circuito revelaban que el ruido equivalente a la entrada disminuye al utilizar resistencias de valor elevado, a pesar del aumento del ancho de banda debido al aumento del valor de esas resistencias. Esto contradice las afirmaciones habituales en la bibliografía y por ello merece un examen más detallado.

Para resolver estas dos cuestiones, en primer lugar analizaremos el ruido térmico introducido por una resistencia en un circuito arbitrario. Veremos que, a la larga, disminuye al aumentar dicho valor. Seguidamente propondremos un método general para calcular el ruido total a la salida de un circuito lineal, y lo aplicaremos al análisis del

ruido de un cierto tipo de buffer utilizado en electrocardiografía de alta resolución, que se caracteriza por su alta impedancia de entrada. El análisis de los resultados obtenidos, tanto mediante simulación como medidos en un circuito real, nos permitirán extraer las conclusiones.

2.1 Ruido térmico introducido por una resistencia en un circuito

Mostraremos en este apartado el siguiente resultado general: el ruido introducido por una resistencia arbitraria en un circuito lineal arbitrario disminuye al aumentar el valor de la resistencia, siempre que dicho valor sea suficientemente elevado (Vargas y Pallás-Areny, 1996).

Sea R una resistencia arbitraria, conectada en un circuito lineal arbitrario (figura 2.1).

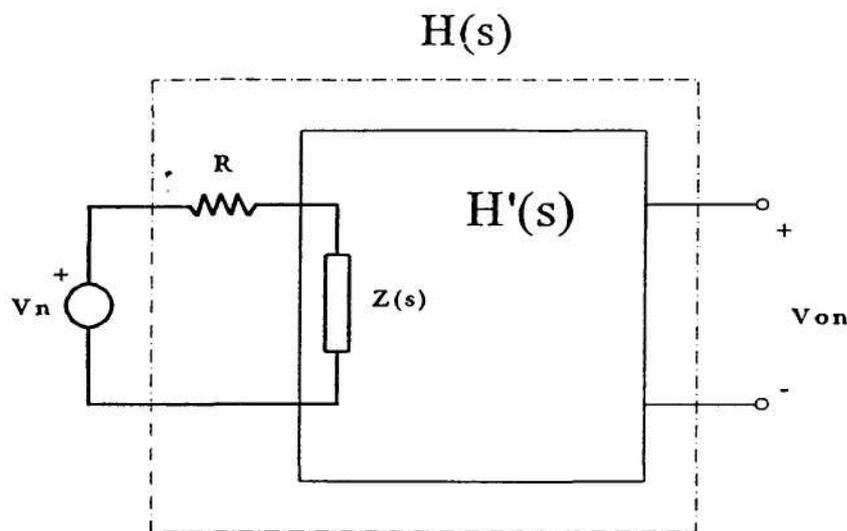


Figura 2.1 Diagrama mostrando la resistencia R , la impedancia $Z(s)$ y la densidad espectral de tensión de ruido V_n , al estudiar el ruido térmico debido a una resistencia R conectada a un circuito lineal arbitrario.

Sea $H'(s)$ la función de transferencia desde los terminales de la resistencia a la salida del circuito. La densidad espectral de tensión de ruido debida a la resistencia es

$$V_{on}(f) = V_n \cdot |H(j2\pi f)| = V_n \cdot \left| \frac{Z(j2\pi f)}{Z(j2\pi f) + R} \right| \cdot |H'(j2\pi f)| \quad (2.1)$$

Aquí V_n es la densidad espectral de tensión de ruido y $H(s)$ es la función de transferencia para V_n . A causa del valor finito de $Z(s)$, tenemos $H(s) \neq H'(s)$.

Para el caso particular de una resistencia en paralelo con una capacidad (que puede ser la propia capacidad parásita de la resistencia, la integración del cuadrado de la expresión (2.1) desde frecuencia cero hasta infinito da el conocido resultado kT/C (Motchenbacher y Connely, 1993, apartado 1-12).

Para $R \gg |Z(j2\pi f)|$ podemos simplificar la ecuación (2.1)

$$V_{on}(f) \approx \frac{V_n}{R} \cdot |Z(j2\pi f) \cdot H'(j2\pi f)| = \frac{\sqrt{4kTR}}{R} \cdot |Z(j2\pi f) \cdot H'(j2\pi f)| = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \cdot |Z(j2\pi f) \cdot H'(j2\pi f)| \quad (2.2)$$

Debido a que $H'(s)$ y $Z(s)$ son independientes de R , la densidad espectral de tensión de ruido disminuye al aumentar R . Este resultado es intuitivamente razonable. Si se retira la resistencia, lo que implica un valor de la resistencia muy alto, ya no contribuye al ruido total del circuito. La condición $R \gg |Z(j2\pi f)|$ no es necesariamente muy restrictiva: si Z viene determinada por una capacidad, hecho habitual a frecuencias altas, su valor se reduce con la frecuencia. En electrocardiografía de alta resolución no se va más allá de 500 Hz, pero incluso a esta frecuencia una capacidad de sólo 10 pF ya tiene una impedancia mucho menor de 100 M Ω .

El resultado anterior no implica que una resistencia de valor muy elevado sea beneficiosa en cualquier puerto del circuito. En particular, una resistencia de valor elevado en serie con una señal de tensión degradaría la relación señal-ruido. La ecuación (2.2) muestra que las resistencias de valor elevado no son necesariamente un problema a causa del ruido térmico. Su contribución a la tensión de ruido a la salida depende de la impedancia de entrada y de la función de transferencia vistas desde sus terminales. Las impedancias de entrada de las señales no quedan en serie sino en paralelo con las señales de tensión. Por lo tanto, para estudiar su contribución conviene analizar la función de transferencia entre sus terminales y la salida del amplificador.

2.2 Método general de análisis del ruido

En general, los métodos de análisis de ruido propuestos en la bibliografía (Pallás-Areny y Webster, 1991, apartado 7.4; Pallás, 1994; Robe, 1974) sólo son aplicables a una gama limitada de circuitos. Proponemos aquí un método general, válido para el análisis de cualquier circuito lineal con fuentes de ruido incorreladas.

Sea un circuito lineal con N fuentes de ruido incorreladas. En la figura 2.2 puede observarse el modelo propuesto para el cálculo del ruido. Cada fuente de ruido g_i (tensión o corriente) tiene su correspondiente función de transferencia, que será distinta, en general, de la función de transferencia de señal. La densidad espectral de tensión de ruido total a la salida es (figura 2.2)

$$v_{on}(f) = \sqrt{\sum_{i=1}^N [g_i(f) \cdot |H_i(j2\pi f)|]^2} \quad (2.3)$$

siendo $g_i(f)$ la densidad espectral de tensión o corriente de ruido de la fuente i y $H_i(j2\pi f)$ es la respuesta frecuencial que el circuito presenta a la fuente i .

El valor eficaz de tensión de ruido a la salida debida a cada una de las fuentes $g_i(f)$ es

$$v_{efi} = \sqrt{\int_{f_B}^{f_A} [g_i(f) \cdot |H_i(j2\pi f)|]^2 df} \quad (2.4)$$

siendo f_B y f_A las frecuencias de corte inferior y superior, respectivamente, entre las cuales estamos interesados en calcular el ruido. Estas frecuencias pueden venir determinadas por el propio circuito donde están inmersas las fuentes de ruido o por una etapa posterior.

El valor eficaz de tensión de ruido total a la salida es

$$v_{ef} = \sqrt{\int_{f_B}^{f_A} v_{on}^2(f) df} \quad (2.5)$$

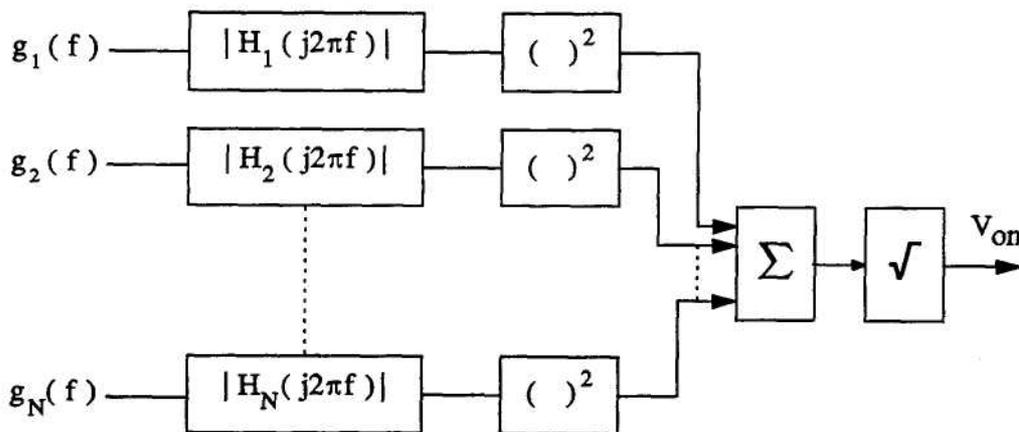


Figura 2.2 Modelo para el cálculo del ruido a la salida de un circuito lineal general: cada fuente de ruido contribuye de acuerdo con su función de transferencia particular.

Este modelo indica que las fuentes de ruido más perjudiciales son aquellas cuya función de transferencia sea similar a la de la señal deseada. Todas las modificaciones que se introduzcan para la señal afectarán a dichas fuentes de ruido; un aumento del ancho de banda para la señal, por ejemplo, implicará un aumento de ruido.

En cambio, aquellas fuentes de ruido que vean una función de transferencia muy distinta a la de la señal, no tienen por qué ser más perjudiciales si se aumenta el ancho de banda para la señal. Además, en el caso particular de las resistencias de valor elevado, hay que tener en cuenta el efecto limitador que tiene la impedancia que ven ($Z(s)$ en la figura 2.1).

Así pues, para predecir el ruido contribuido por una resistencia de valor no muy alto en un circuito hay que analizar dicho circuito.

2.3 Análisis del ruido en un buffer con bootstrap acoplado en alterna

Aplicaremos los resultados obtenidos en los apartados anteriores a un cierto tipo de buffer utilizado en la etapa de entrada de un amplificador de bajo ruido para electrocardiografía de alta resolución, caracterizado por su capacidad de presentar impedancias de entrada altas sin exigir necesariamente resistencias de valor elevado.

2.3.1 Modelo del circuito de entrada

Antes de pasar al análisis del circuito, estableceremos los modelos para el amplificador operacional y para la interfaz electrodo-piel, por cuanto los primeros determinan el circuito equivalente de entrada para el amplificador, y la segunda determina la impedancia equivalente de salida para el generador de señal.

2.3.1.1 Modelo de la interfaz electrodo-piel

En lo que sigue, al hablar de la interfaz electrodo-piel, se incluye el efecto del gel. Es pues, más propiamente, la interfaz electrodo-electrólito-piel. La interfaz electrodo-piel se ha modelado mediante una resistencia en paralelo con un condensador. También se ha utilizado un modelo donde se ha añadido una resistencia en serie con el condensador para observar si los resultados variaban apreciablemente debido a su inclusión (figura 2.3). Este modelo corresponde a la impedancia de la piel (Geddes et al., 1975; Neuman, 1978) por lo que será válido siempre que podamos desprestigiar las impedancias de los electrodos. Esta hipótesis se justifica si comparamos las impedancias que presentan los electrodos (Cobbold, 1974; Spekhorst et al., 1988) y la que presenta la piel no preparada (Rosell et al., 1988) a las frecuencias de interés (por debajo de 500 Hz).

El ruido de la interfaz se ha modelado con una fuente de tensión de ruido de valor igual al ruido térmico producido por la parte real de la impedancia de la interfaz. Es bien sabido que el ruido realmente será mayor (Fernández y Pallas-Areny, 1992). En

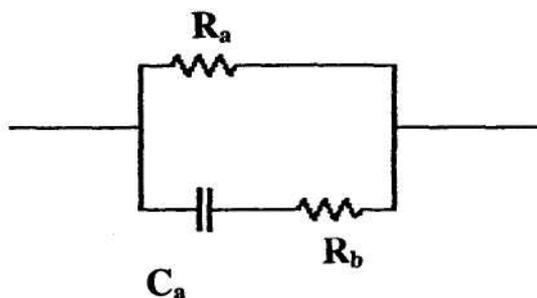


Figura 2.3 Modelo de la impedancia Z_a de la interfaz electrodo-piel incluyendo una resistencia R_b en serie con la capacidad C_a .

un principio no se ha tenido en cuenta este ruido en exceso. Más adelante se analizará su efecto.

Los valores habituales para los parámetros R_a , C_a , y R_b se considerarán en el apartado 2.4.2.

2.3.1.2 Modelo del buffer

El buffer utilizado es el propuesto por Pallas-Areny et al. (1989) para su aplicación a señales bioeléctricas. Se trata de un buffer acoplado en alterna con "bootstrap". Tiene la ventaja de que pueden conseguirse impedancias de entrada muy altas sin necesidad de utilizar resistencias de valor muy elevado. Este buffer es el utilizado en los sistemas de adquisición de electrocardiografía de alta resolución desarrollados y utilizados en la División de Instrumentación y Bioingeniería del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Cataluña (Fernández et. al., 1991b; Ramos, 1992; Sánchez, 1996). Otros mencionan este buffer (Nagel, 1995) como una alternativa para el acoplo en alterna de la señal de entrada. El esquema del buffer se encuentra en la figura 2.4. En las resistencias sólo se ha tenido en cuenta el ruido térmico. Se ha incluido el modelo de la interfaz electrodo-piel pues el ruido introducido por el buffer depende de la impedancia de la interfaz. El modelo de ruido utilizado para el A.O. es el de dos fuentes de corriente y una fuente de tensión, pues es el habitualmente utilizado por los fabricantes. Las densidades espectrales de

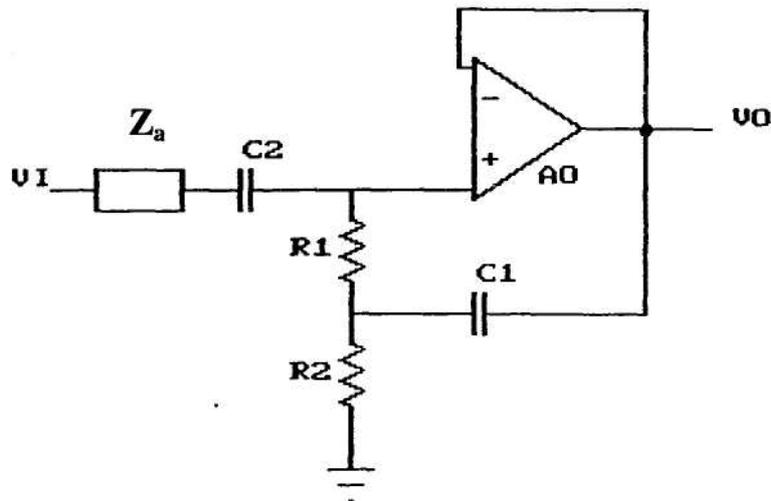


Figura 2.4 Buffer para señales bioeléctricas empleado en los análisis.

tensión de ruido producidas por las resistencias R_1 y R_2 son, respectivamente

$$e_1 = \sqrt{4kTR_1} \quad (2.6)$$

$$e_2 = \sqrt{4kTR_2} \quad (2.7)$$

La densidad espectral de tensión de ruido producida por la parte real de la impedancia Z_a de la interfaz electrodo-piel vale

$$e_a(f) = \sqrt{4kT \cdot \text{Re}[Z_a(j2\pi f)]} \quad (2.8)$$

en donde T es la temperatura absoluta a la que están las resistencias, k es la constante de Boltzmann ($k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K) y Z_a vale

$$Z_a(s) = \frac{R_a}{1 + sR_aC_a} \quad (2.9)$$

En el caso de tener en cuenta la resistencia R_b en serie con el condensador, la impedancia Z_a vale

$$Z_a(s) = R_a \frac{R_b C_a s + 1}{(R_a + R_b) C_a s + 1} \quad (2.10)$$

La densidad espectral de tensión de la fuente de tensión de ruido del A.O. puede modelarse con la siguiente expresión

$$e_n(f) = e_{nw} \sqrt{1 + \frac{f_{ce}}{f}} \quad (2.11)$$

en donde f_{ce} es la frecuencia a partir de la cual la densidad espectral de tensión de ruido es constante y e_{nw} es la densidad espectral de tensión de ruido en la zona plana. La densidad espectral de corriente de ruido del A.O. puede modelarse con la siguiente expresión

$$i_{n1}(f) = i_{n2}(f) = i_{nw} \sqrt{1 + \frac{f_{ci}}{f}} \quad (2.12)$$

en donde f_{ci} es la frecuencia a partir de la cual la densidad espectral de corriente de ruido es constante e i_{nw} es la densidad espectral de corriente de ruido en la zona plana. $i_{n1}(f)$ e $i_{n2}(f)$ son las densidades espectrales de corriente de ruido correspondientes a la entrada no inversora e inversora del A.O., respectivamente.

Todas las fuentes de ruido se suponen incorreladas. En realidad $e_n(f)$ está correlada con $i_{n1}(f)$ e $i_{n2}(f)$, pero la incertidumbre en los valores de estas fuentes de corriente supone un error mayor que el debido a la suposición de que no están correladas.

2.3.2 Análisis del circuito de entrada

Siguiendo el método expuesto en el apartado 2.2, el análisis consiste en hallar las funciones de transferencia de todas las fuentes de ruido, calcular la contribución de

cada fuente a la salida, integrar cada contribución en la banda de interés y sumar cuadráticamente todas las contribuciones.

Las ecuaciones de partida se deducen de una simple inspección del circuito de la figura 2.5, que incluye todas las fuentes de ruido. Los valores de la tensión de ruido a la salida del buffer son los mismos que los valores equivalentes a la entrada debido a la ganancia unitaria del buffer para señal.

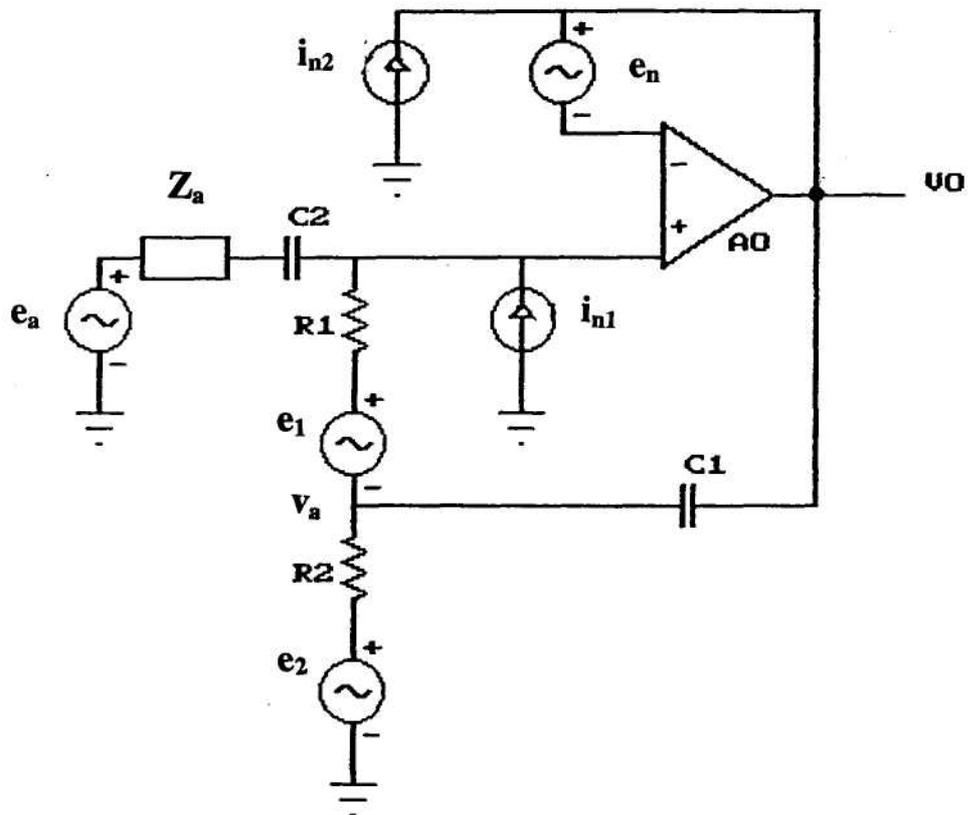


Figura 2.5 Buffer con todas las fuentes de ruido incorporadas.

Las ecuaciones de partida para el análisis de la contribución de R_1 , son

$$(v_{01} - v_a)C_1s = \frac{v_a + e_1 - v_{01}}{R_1} + \frac{v_a}{R_2} \quad (2.13)$$

$$\frac{v_a + e_1 - v_{01}}{R_1} = \frac{v_{01}}{Z_a + \frac{1}{C_2 s}} \quad (2.14)$$

v_{01} es la densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por e_1 .

De estas ecuaciones se deduce que la función de transferencia de la fuente de tensión de ruido generada por R_1 es

$$H_1(s) = \frac{s^2 R_2 Z_a C_1 C_2 + s(R_2 C_1 + Z_a C_2) + 1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2 + Z_a) C_2 + 1} \quad (2.15)$$

En la figura 2.6 se representa esta función de transferencia para $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) y $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua). Estos son valores utilizados frecuentemente y serán también los que se utilizarán en las siguientes gráficas de las distintas funciones de transferencia de las fuentes de ruido. Se ha ampliado el eje de frecuencias más allá de la banda de interés para poder observar las diferentes zonas de las funciones de transferencia. Para frecuencias bajas H_1 vale 1, valor que se deduce también de una simple inspección del circuito. Sin embargo, en la banda de interés (0,5 Hz - 500 Hz) H_1 tiene un comportamiento decreciente al principio para luego volverse plana (con valor R_a / R_1). Esta última expresión confirma el resultado obtenido en el apartado 2.1: que resistencias de valor más elevado introducen menos ruido, siempre que se cumpla la condición de que la resistencia vea entre sus terminales una impedancia mucho menor que el valor de la resistencia, lo que en este caso se cumple a frecuencias altas.

Las ecuaciones de partida para el análisis de la contribución de R_2 son

$$(v_{02} - v_a) C_1 s = \frac{v_a - v_{02}}{R_1} + \frac{v_a - e_2}{R_2} \quad (2.16)$$

$$\frac{v_a - v_{02}}{R_1} = \frac{v_{02}}{Z_a + \frac{1}{C_2 s}} \quad (2.17)$$

v_{02} es la densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por e_2 . De estas ecuaciones se deduce que la función de transferencia de la fuente de

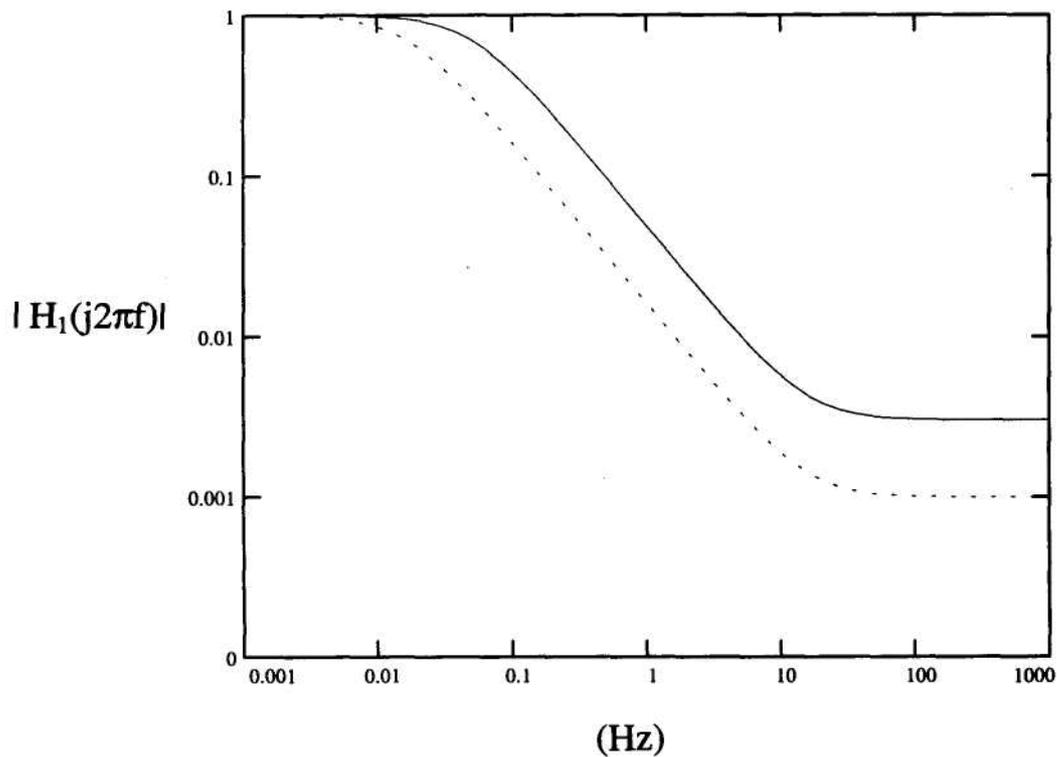


Figura 2.6 Función de transferencia H_1 con $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) o $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua).

tensión de ruido generada por R_2 es

$$H_2(s) = \frac{sZ_a C_2 + 1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2 + Z_a)C_2 + 1} \quad (2.18)$$

Esta función de transferencia se ha representado en la figura 2.7. Vemos que, al igual que H_1 , a frecuencias bajas vale 1 (como también puede deducirse de una simple inspección del circuito), pero después decrece más rápidamente y de forma indefinida. Este resultado indica que R_1 introduce más ruido que R_2 . Obsérvese que aquí también, de acuerdo con lo expuesto en el apartado 2.1, el ruido que introduce una resistencia

mayor es menor, debido a que la función de transferencia disminuye al aumentar la resistencia.

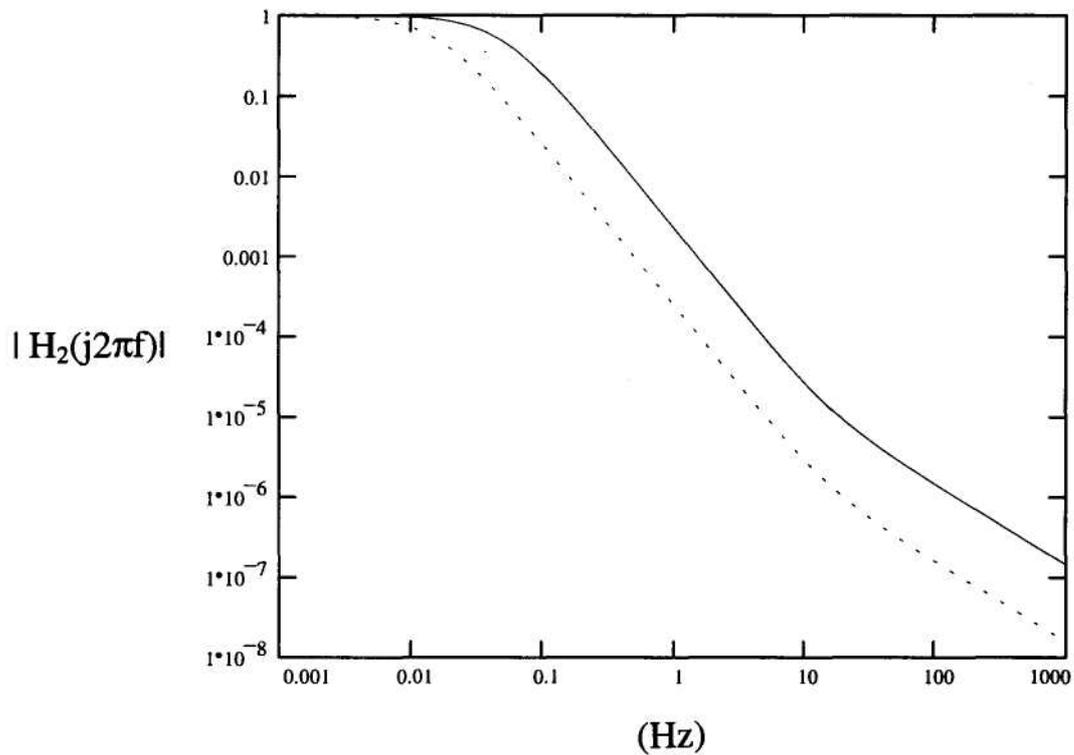


Figura 2.7 Función de transferencia H_2 con $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) o $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua).

Las ecuaciones de partida para el análisis de la contribución de Z_a son

$$(v_{03} - v_a)C_1s = \frac{v_a - v_{03}}{R_1} + \frac{v_a}{R_2} \quad (2.19)$$

$$\frac{v_a - v_{03}}{R_1} = \frac{v_{03} - e_s}{Z_a + \frac{1}{C_2 s}} \quad (2.20)$$

v_{03} es la densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por e_a . De estas ecuaciones se deduce que la función de transferencia de la fuente de tensión de ruido generada por la parte real de Z_a es

$$H_3(s) = \frac{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2)C_2}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2 + Z_a)C_2 + 1} \quad (2.21)$$

Esta función de transferencia se ha representado en la figura 2.8. Es una función de transferencia paso alto, lo que es lógico, ya que es la misma función de transferencia que la de la señal. Obsérvese que el ancho de banda para la señal es mayor para resistencias mayores. La función de transferencia vale aproximadamente 1 a partir de la frecuencia de corte, por lo que esta fuente introducirá más ruido en el circuito que las fuentes debidas a R_1 y R_2 si la impedancia de la fuente de señal (electrodos) no es baja, especialmente si tenemos en cuenta que el ruido debido a los electrodos es en realidad mayor que el asociado a la parte real de su impedancia (Fernández et al. 1991a; Fernández y Pallás-Areny, 1992; Fernández, 1996). Si domina el ruido de los electrodos, el utilizar resistencias mayores no hará que el ruido disminuya, pero tampoco aumentará.

Las ecuaciones de partida para el análisis de la contribución de la fuente de tensión de ruido del A.O. son

$$(v_{04} - v_a)C_1 s = \frac{v_a - v_{04} + e_n}{R_1} + \frac{v_a}{R_2} \quad (2.22)$$

$$\frac{v_a - v_{04} + e_n}{R_1} = \frac{v_{04} - e_n}{Z_a + \frac{1}{C_2 s}} \quad (2.23)$$

v_{04} es la densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por e_n .

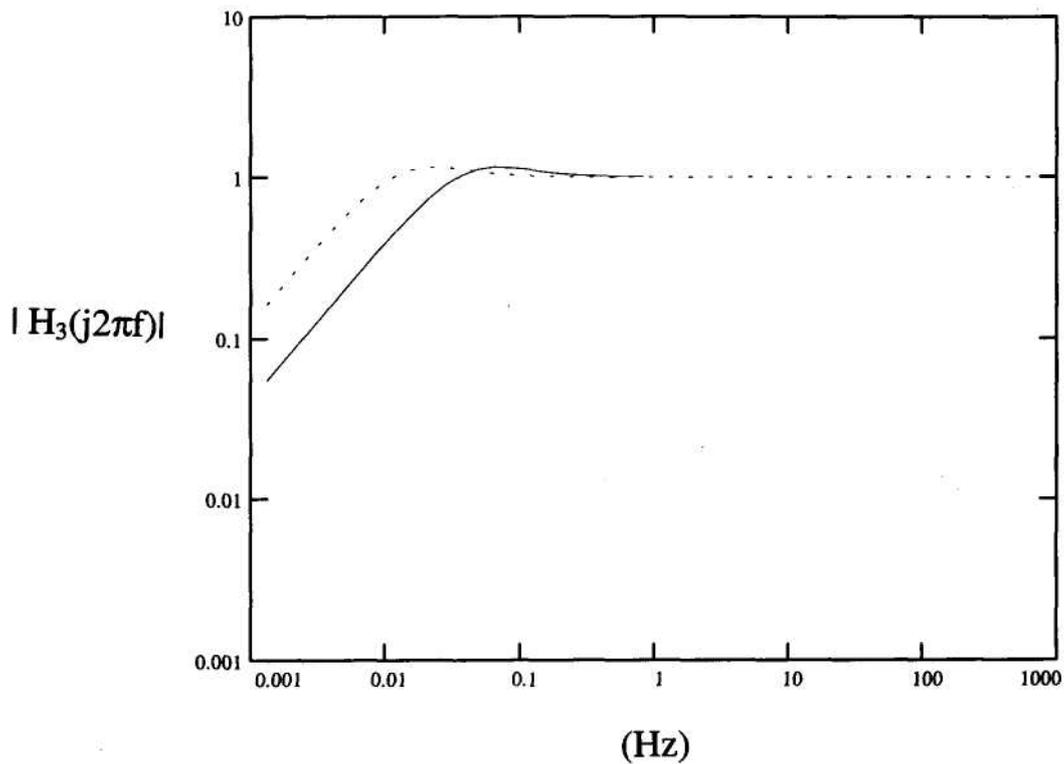


Figura 2.8 Función de transferencia H_3 con $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) o $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua).

De estas ecuaciones se deduce que la función de transferencia de la fuente de tensión de ruido del amplificador operacional es

$$H_4(s) = \frac{s^2(R_1 + Z_a)R_2C_1C_2 + s[(R_1 + R_2 + Z_a)C_2 + R_2C_1] + 1}{s^2R_1R_2C_1C_2 + s(R_1 + R_2 + Z_a)C_2 + 1} \quad (2.24)$$

Esta función de transferencia se ha representado en la figura 2.9. Vemos que vale aproximadamente 1 en toda la banda, y apenas varía al modificar el valor de las resistencias. A la vista de esta función de transferencia, se deduce que la influencia de la tensión de ruido del amplificador operacional en el ruido total dependerá del tipo

elegido.

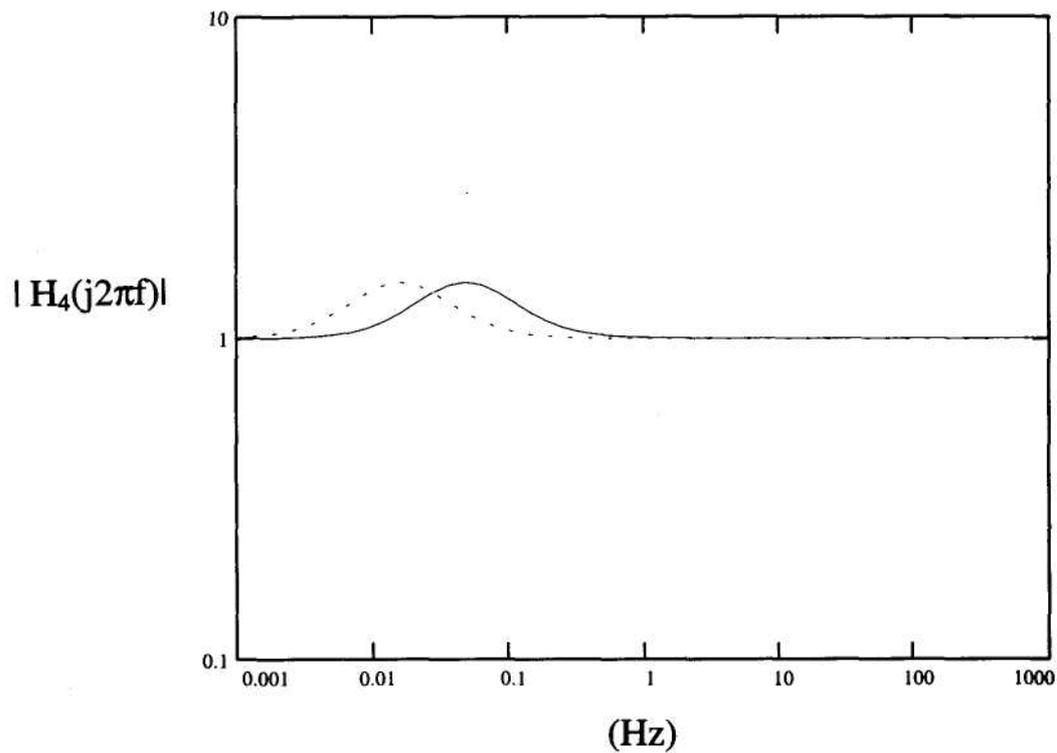


Figura 2.9 Función de transferencia H_4 con $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) o $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua).

Las ecuaciones de partida para el análisis de la contribución de la fuente corriente de ruido de la entrada no inversora del amplificador operacional son

$$(v_{05} - v_a)C_1s = \frac{v_a - v_{05}}{R_1} + \frac{v_a}{R_2} \quad (2.25)$$

$$\frac{v_a - v_{05}}{R_1} = \frac{v_{05}}{Z_a + \frac{1}{C_2s}} - i_{n1} \quad (2.26)$$

v_{05} es la densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por i_{n1} .

De estas ecuaciones se deduce que la función de transferencia (transimpedancia) de esta fuente es

$$H_5(s) = \frac{s^2 R_1 R_2 Z_a C_1 C_2 + s[R_1 R_2 C_1 + (R_1 + R_2) Z_a C_2] + R_1 + R_2}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2 + Z_a) C_2 + 1} \quad (2.27)$$

Esta función de transferencia se ha representado en la figura 2.10. Vemos que no varía al modificar el valor de las resistencias en la banda de interés. La influencia de la corriente de ruido del amplificador operacional en el ruido total dependerá del valor del valor de la corriente de ruido del tipo elegido.

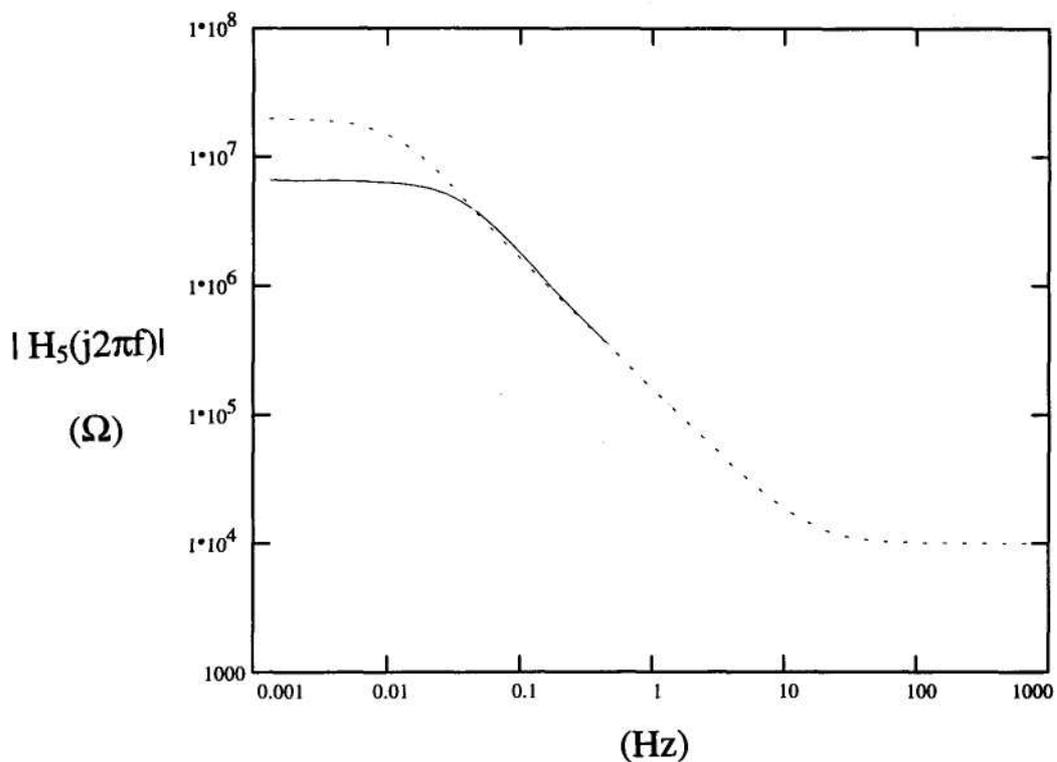


Figura 2.10 Función de transferencia H_5 con $C_1 = C_2 = 1 \mu\text{F}$, $Z_a = R_a = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ (línea continua) o $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ (línea discontinua).

La densidad espectral de tensión de ruido a la salida generada por la fuente de corriente de ruido de la entrada inversora es despreciable debido a que la corriente circula a través de la impedancia de salida, que es muy pequeña.

Las gráficas anteriores muestran formas muy diferentes para las distintas funciones de transferencia de las fuentes de ruido, lo que confirma lo dicho en el apartado 2.2: que cada fuente de ruido tiene su correspondiente función de transferencia, que será distinta, en general, de la función de transferencia de señal.

Las densidades espectrales de tensión de ruido a la salida generadas por las respectivas fuentes son

$$v_{01}(f) = |H_1(j2\pi f)| e_1 \quad (2.28)$$

$$v_{02}(f) = |H_2(j2\pi f)| e_2 \quad (2.29)$$

$$v_{03}(f) = |H_3(j2\pi f)| e_a(f) \quad (2.30)$$

$$v_{04}(f) = |H_4(j2\pi f)| e_n(f) \quad (2.31)$$

$$v_{05}(f) = |H_5(j2\pi f)| i_{nI}(f) \quad (2.32)$$

La densidad espectral de tensión de ruido total a la salida es

$$v_o(f) = \sqrt{\sum_{i=1}^5 V_{oi}^2(f)} \quad (2.33)$$

La expresión de los valores eficaces de tensión de ruido a la salida se obtienen integrando el módulo al cuadrado de las densidades espectrales de tensión de ruido en la banda de interés

$$V_{efi} = \sqrt{\int_{f_B}^{f_A} v_{0i}^2(f) df} \quad i = 1, 2, \dots, 5 \quad (2.34)$$

El valor eficaz de tensión de ruido total a la salida es

$$V_{ef} = \sqrt{\sum_{i=1}^5 V_{efi}^2} \quad (2.35)$$

2.4 Resultados

Todos los cálculos que siguen a continuación se han realizado con el programa MathCAD (MathSoft, Inc.). El programa realizado en este entorno permite el cálculo de las cantidades de interés en el análisis del ruido. La justificación de la elección de un software matemático general frente a un software específico de simulación de circuitos (por ejemplo SPICE) reside en el hecho de que en este último caso no es obvia la manera de implementar fuentes de ruido de densidad espectral no uniforme para el amplificador operacional. Además se puede obtener más información sobre la dependencia del ruido de los parámetros del buffer y de la interfaz electrodo-piel si se dispone de las funciones de transferencia en forma simbólica.

En el apartado 2.4.1 presentamos los resultados utilizando como impedancia de fuente una resistencia. En el apartado 2.4.2 presentamos los resultados utilizando un modelo de interfaz electrodo-piel.

2.4.1 Resultados utilizando una resistencia como impedancia de fuente (Vargas y Pallás-Areny, 1994)

Este es un caso particular del análisis del apartado 2.4 en que Z_a es una resistencia. Hemos denominado R_s a la resistencia de fuente. La ecuación (2.21) es también la función de transferencia de la señal. De (2.21) podemos calcular la frecuencia paso-alto. Para el caso particular en que $R_s \ll R_1 + R_2$, $R_1 = R_2 = R$ y $C_1 = C_2 = C$, tenemos

$$\omega_m \approx \frac{\sqrt{\sqrt{10}-3}}{RC} \approx \frac{0,4}{RC} \quad (2.36)$$

Las ecuaciones (2.15) y (2.18) sugieren que cuanto mayor sea el valor de R_1 y R_2 comparado con R_s , menor será su contribución al ruido total. Además, el ruido

térmico de una resistencia aumenta según la raíz cuadrada de su valor. Sin embargo, de (2.15) y (2.18) vemos que, por encima de una cierta frecuencia, el módulo de la función de transferencia decrece en proporción directa al incremento del valor óhmico de las resistencias R_1 y R_2 respectivamente. Esto está de acuerdo con lo expuesto en el apartado 2.1. Dado que cuanto mayores son R_1 y R_2 , mayor es la impedancia de entrada a baja frecuencia, lo que resulta muy conveniente, concluimos que en el circuito de la figura 2.3 son recomendables resistencias de valor elevado.

Naturalmente hay algunos límites a considerar en la elección de R_1 y R_2 . Aparte de su menor calidad, las resistencias de valor elevado son susceptibles de interferencia capacitiva y, peor aún, aumentan la contribución de la corriente de ruido del amplificador operacional (ecuación 2.27). Sin embargo, todos estos factores pueden ser controlados, por ejemplo, mediante apantallamiento y eligiendo amplificadores operacionales con corriente de ruido baja. Sólo el ruido térmico asociado con las resistencias es inevitable. Las ecuaciones (2.15) y (2.18) muestran que el ruido realmente decrece cuando utilizamos resistencias de valor elevado respecto a R_s .

Cuando $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$, el ancho de banda de señal va de 0,02 Hz a 500 Hz. La frecuencia paso alto de 0,02 Hz viene determinada por el amplificador; la frecuencia paso bajo de 500 Hz se supone determinada por un filtro posterior. El amplificador operacional era un OPA111BM ($e_{nw} = 6.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{ce} = 190 \text{ Hz}$, $i_{nw} = 0,4 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{ci} = 0,1 \text{ Hz}$ supuesto; el fabricante especifica una densidad espectral de potencia plana de 0,1 Hz hasta 20 kHz).

El ancho de banda para calcular el ruido a la salida es algo arbitrario. Las ecuaciones (2.15), (2.18) y (2.21) muestran que a pesar de que la banda de paso para el ruido está determinada por los componentes R_1 , R_2 , C_1 y C_2 , que también determinan el ancho de banda para señal, las funciones de transferencia para señal y ruido son diferentes. (Es de interés notar que no estamos interesados en el denominado "ancho de banda equivalente de ruido" derivado del ancho de banda de señal, porque consideramos que las fuentes de ruido son internas. Por tanto no pueden ser sustituidas directamente por una fuente equivalente constante aplicada a la entrada de la señal). Si

suponemos que un filtro posterior determina la frecuencia paso bajo de 500 Hz para la señal, es razonable tomar la misma frecuencia paso bajo para el ruido.

La frecuencia paso alto para el ruido no es sencilla de establecer. Si empezamos en 0 Hz la tensión eficaz de ruido daría infinito debido al ruido $1/f$. Pero una frecuencia de 0 Hz carece de sentido. Nosotros proponemos un valor dependiente de la aplicación para esta frecuencia: el ruido de baja frecuencia influirá en la inteligibilidad de la señal sólo en el caso de que sea percibida por la persona o la máquina que analiza la señal para extraer la información. Dado que estamos interesados en el análisis en un tubo de rayos catódicos de una señal cicloestacionaria (el electrocardiograma, ECG) cuya frecuencia fundamental es de alrededor de 1 Hz, hemos considerado que el ruido de frecuencia inferior a 0,5 Hz no nos afectará en el análisis porque el observador humano no lo percibirá si se muestra sólo un segmento corto en pantalla.

Por tanto, el ancho de banda para calcular el ruido a la salida es de 0,5 Hz a 500 Hz. Para $T = 300$ K, $R_s = 1$ k Ω y $R_s = 1$ M Ω se obtiene el primer grupo de resultados de la tabla 2.1, donde v_1 , v_2 , v_3 , v_4 y v_5 , son, respectivamente, las tensiones de ruido equivalentes a la entrada debidas a R_1 , R_2 , R_s , v_s , y i_{n1} . El ruido total equivalente a la entrada es v_t .

Después se cambió R_1 y R_2 a 10 M Ω y calculamos las tensiones de ruido equivalentes a la entrada debidas a las mismas fuentes. El ancho de banda era de 0,0064 Hz a 500 Hz. El segundo grupo de resultados de la tabla 2.1 muestra que el ruido debido a R_1 y R_2 es más bajo que en el caso anterior, a pesar de los valores más altos de las resistencias y el valor más bajo de la frecuencia de corte en este segundo caso.

Seguidamente, se cambiaron los valores de las capacidades a 22 nF, utilizando de nuevo $R_1 = R_2 = 3,3$ M Ω . Suponiendo $R_s \ll R_1 + R_2$, el nuevo ancho de banda es de 0,88 Hz a 500 Hz. El tercer grupo de resultados de la tabla 2.1 muestra que el ruido debido a R_1 y R_2 es mayor que en el caso anterior, a pesar del ancho de banda menor y el valor más bajo de las resistencias en este caso. Además, el ruido debido a R_1 , R_2 , la fuente de tensión de ruido y la fuente de corriente de ruido del amplificador

operacional es más alto que en el primer caso, en el que el ancho de banda es mayor.

	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_t
$R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$						
$C_1 = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$						
$R_s = 1 \text{ k}\Omega$	16	0,9	91	294	0,1	308
$R_s = 1 \text{ M}\Omega$	1583	4,9	2876	383	8,9	3310
$R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$						
$C_x = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$						
$R_s = 1 \text{ k}\Omega$	9	0 2	91	294	0,09	308
$R_s = 1 \text{ M}\Omega$	909	0 9	2876	323	8,9	3030
$R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$						
$C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$						
$R_s = 1 \text{ k}\Omega$	401	260	91	329	3,5	587
$R_s = 1 \text{ M}\Omega$	1619	251	2876	388	9,5	3330
$R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$						
$C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$						
$R_s = 1 \text{ k}\Omega$	340	173	91	319	4,7	505
$R_s = 1 \text{ M}\Omega$	967	168	2878	342	10	3060

v_1, v_2, v_3, v_4 y v_5 son, respectivamente los valores eficaces de tensión de ruido equivalente a la entrada debidos a R_1, R_2, R_s, v_n , e $i_{n1} \cdot v_t$ es el ruido total equivalente a la entrada. El amplificador operacional es un OPA111BM y $T=300 \text{ K}$.

Tabla 2.1 Ruido equivalente a la entrada (nV, valor eficaz) para las diferentes fuentes de ruido de la figura 2.5 y para diferentes valores de para las resistencias y las capacidades.

Finalmente, cambiamos R_1 y R_2 a $10 \text{ M}\Omega$ y mantuvimos ambas capacidades a 22 nF . El nuevo ancho de banda de señal es de $0,29 \text{ Hz}$ a 500 Hz . El cuarto grupo de resultados de la tabla 2.1 muestra que algunas de las fuentes de ruido tienen una contribución mayor y otras una contribución menor que en los casos anteriores. Sin embargo, la tabla 2.1 también muestra que en la mayoría de los casos la tensión de ruido del amplificador operacional y el ruido térmico debido a R_s son los contribuyentes

principales al ruido total equivalente a la entrada. La figura 2.11 muestra el circuito experimental montado para probar los resultados para $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ y $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$ cuando $C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$ y $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ en la tabla 2.1. La figura 2.12 muestra que el ruido equivalente a la entrada se ha reducido realmente cuando se utilizan resistencias de $10 \text{ M}\Omega$ en lugar de $3,3 \text{ M}\Omega$. La gráfica fue obtenida con un analizador de espectros Hewlett-Packard 3582A, utilizando una ventana de Hann, una resolución de 300 mHz y promediando 128 espectros.

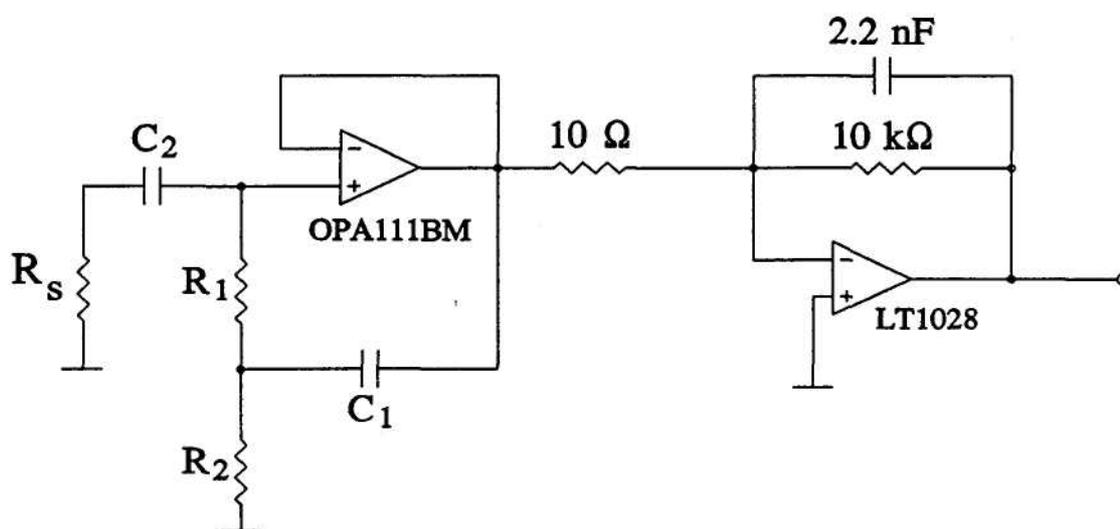


Figura 2.11 Circuito experimental para comprobar los resultados de la tabla 2.1.

2.4.2 Resultados utilizando un modelo de interfaz electrodo-piel

Se han utilizado los siguientes valores para los componentes del buffer: $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$, $C_1 = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$. Se ha utilizado el A.O. de entrada FET OPA111BM por tener una corriente de ruido muy baja. Se han comparado los resultados obtenidos con los de un A.O. de entrada bipolar, el LT1028 (Linear Technology). Se ha elegido este último por ser el A.O. con menor tensión de ruido disponible en el mercado.

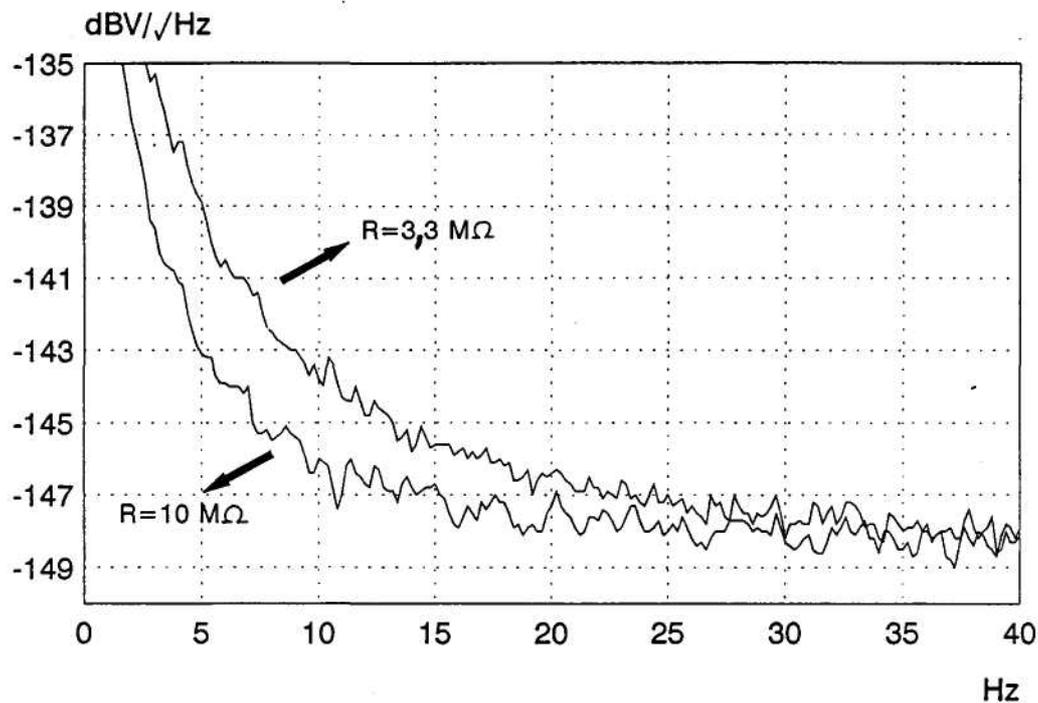


Figura 2.12 Densidad espectral de tensión de ruido a la salida del circuito de la figura 2.11.

La impedancia Z_a de la interfaz electrodo-piel varía a menudo de forma imprevisible, no necesariamente como función del electrodo mismo, sino debido a cambios fisiológicos en el sujeto bajo test (Grimnes, 1983). La impedancia de la interfaz depende, entre otras cosas, del sujeto, lugar de colocación del electrodo, el tiempo transcurrido desde la aplicación del electrodo, estado emocional del sujeto, estado de alerta del sujeto, temperatura de la habitación, temperatura de la piel y condición de la piel (McAdams et al., 1993). La humedad de la piel es uno de los factores que influyen en su impedancia y la variación de esta impedancia se ha tomado como medida de la humedad de la piel en algunos estudios (Yamamoto et al., 1986). Todo esto hace que los parámetros de la impedancia de la interfaz electrodo-piel deban tomarse como variables. La resistencia R_a de la interfaz electrodo-piel se ha hecho variar entre 1 k Ω y 1 M Ω , pues es en este margen donde cabe esperar que se encuentre dicha resistencia para piel no preparada, como puede deducirse de (Rosell et al., 1988). Para la capacidad C de la interfaz se han tomado tres valores: 10 nF, 30 nF y 50 nF. Se han tomado estos valores pues la capacidad de la interfaz para un electrodo de 1 cm de diámetro es de aproximadamente 30 nF independientemente del tipo de preparación (McGill et al.,

1982). También se ha calculado, como referencia, el ruido que se generaría si no se tuviese en cuenta la capacidad de la interfaz electrodo-piel (haciendo $C_a = 0$).

En la figura 2.13 puede verse la gráfica del valor eficaz de ruido total en función de la resistencia R_a y de la capacidad C_a para el OPA11 IBM. En la figura 2.14 tenemos la gráfica anterior para el LT1028. Se ha escogido una banda de 0,5-500 Hz por estar incluidas en ella las señales de interés.

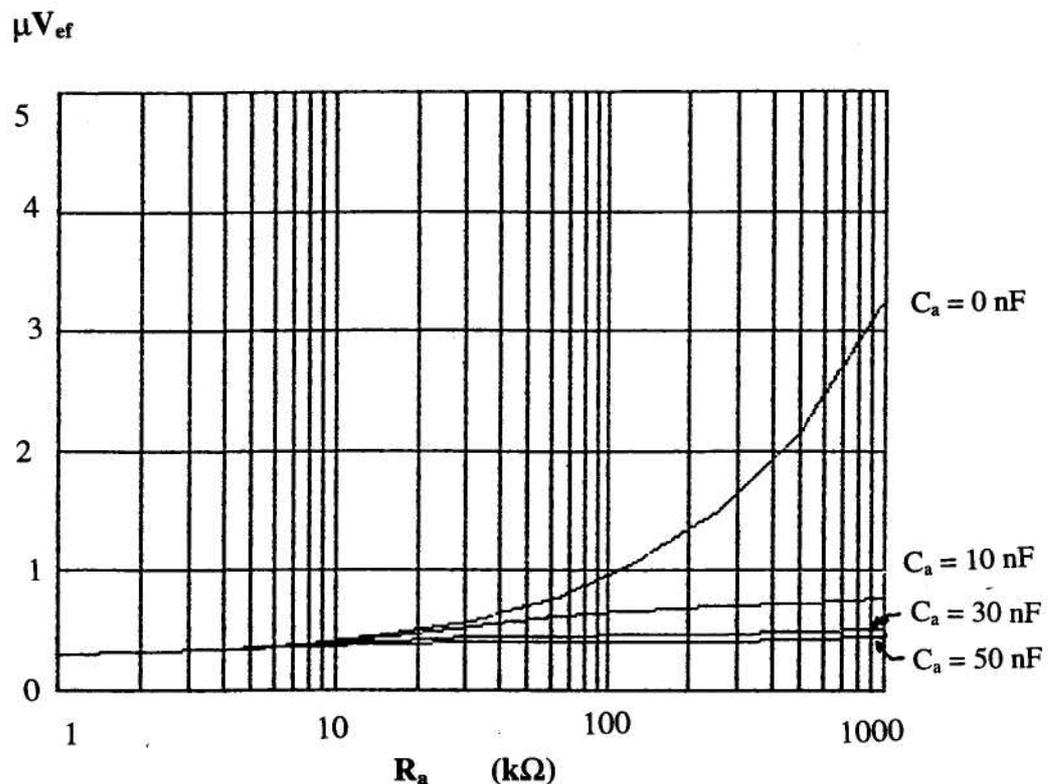


Figura 2.13 Valor eficaz de tensión de ruido total en función de la resistencia y de la capacidad de la interfaz electrodo-piel para el OPA11 IBM.

Se ha repetido el análisis con una resistencia $R_b = 300 \Omega$ en serie con el condensador C_a . No se han observado diferencias apreciables respecto a los análisis anteriores. La única modificación de importancia introducida en el programa para este caso ha sido la sustitución de la impedancia Z_a dada por la ecuación (2.9) por la expresión de la ecuación (2.10).

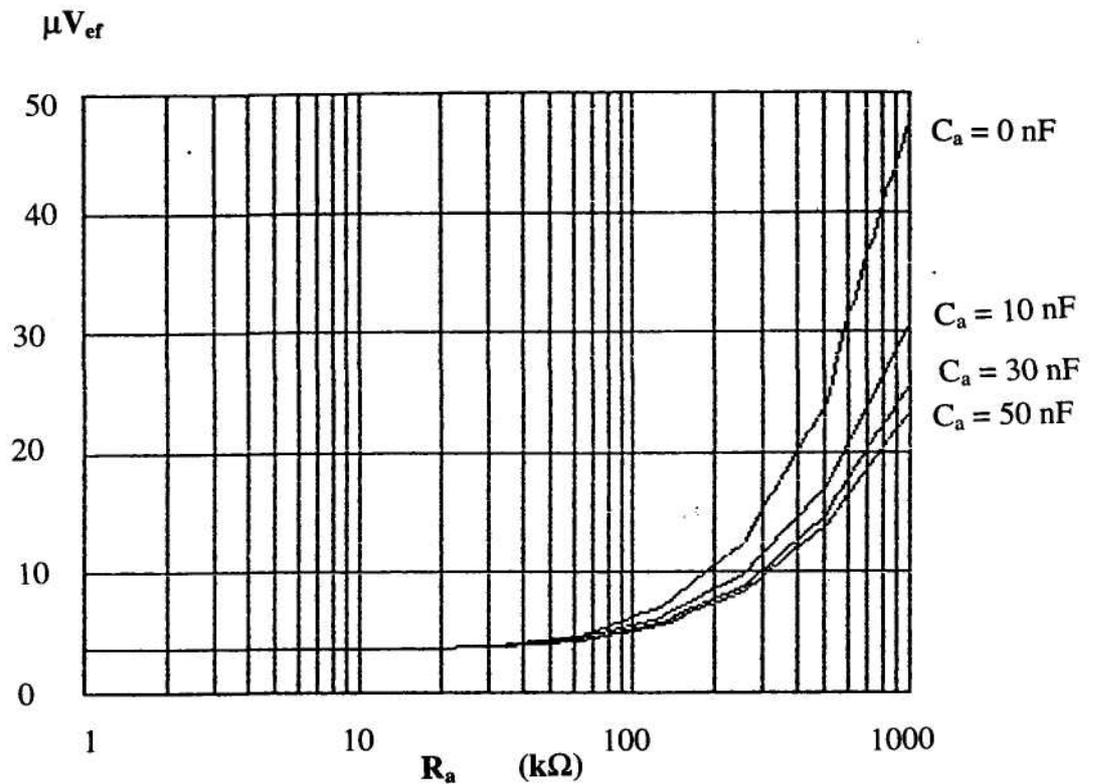


Figura 2.14 Valor eficaz de la tensión de ruido total en función de la resistencia y de la capacidad de la interfaz electrodo-piel para el LT1028.

Mencionamos anteriormente que el ruido de la interfaz electrodo-piel es superior al debido a la parte real de la impedancia. Fernández y Pallás-Areny (1992) estudiaron el ruido de la interfaz electrodo-piel. De este estudio se desprende que el ruido depende del tipo de electrodo, pero un valor razonable sería 100 veces mayor que el ruido térmico de la parte real de la impedancia. Se ha simulado este efecto mediante el programa MathCad. Con $C_1 = C_2 = 22 \text{ nF}$, $R_a = 500 \text{ k}\Omega$, $C_a = 5 \text{ nF}$, $R_b = 0$ (figura 2.3), y utilizando el amplificador operacional OPA11 IBM, el ruido disminuye un 8% al pasar de $R_1 = R_2 = 3,3 \text{ M}\Omega$ a $R_1 = R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, si sólo se tiene en cuenta el ruido térmico de la interfaz electrodo-piel. Si el ruido de la interfaz electrodo-piel se toma 100 veces mayor al ruido térmico, el ruido disminuye aproximadamente un 0,3% al pasar de $3,3 \text{ M}\Omega$ a $10 \text{ M}\Omega$. Para otros valores de resistencias y condensadores el ruido también disminuye en una proporción menor si el ruido de la interfaz electrodo-piel se toma mayor que el ruido térmico asociado a la parte real de su impedancia. Este resultado es lógico pues al aumentar el valor de la fuente de ruido debida a la interfaz electrodo-piel, este ruido se hace dominante.

2.5 Conclusiones

Un valor alto de resistencias y un ancho de banda mayor no significan necesariamente un ruido equivalente a la entrada mayor. Las funciones de transferencia para las diferentes fuentes de ruido no son iguales entre ellas, ni necesariamente iguales a la función de transferencia de la señal. Esto explica el que el aumento del valor de una resistencia en un circuito no signifique necesariamente un aumento en el ancho de banda. El ruido total, tanto calculado como medido, es pequeño, de forma que no limita la detección de micropotenciales cardíacos. Supuesto, claro está, que elegimos adecuadamente los valores de los componentes y el amplificador operacional.

Los resultados muestran que el ruido total a la salida es muy inferior si se utiliza el OPA111BM (de entrada FET), que si se utiliza el LT1028 (de entrada bipolar). La razón hay que buscarla en la corriente de ruido relativamente alta del LT1028 si la comparamos con la del OPA111BM. Vemos que ni siquiera la consecución de unos buenos valores para los parámetros de la interfaz electrodo-piel (una R_a baja y una C_a alta) puede compensar la elección inadecuada del amplificador operacional.

La introducción en el modelo de la interfaz electrodo-piel la capacidad en paralelo C_a tiene como consecuencia una disminución del ruido total a la salida, especialmente para valores grandes de R_a . La introducción en el modelo de una resistencia R_b de 300Ω en serie con C_a no produce un cambio apreciable en el ruido total. El hecho de que el ruido de la interfaz electrodo-piel sea mayor que el ruido térmico asociado a su parte real provoca que la disminución del ruido al aumentar el valor de las resistencias sea menor. Además, el ruido total en este caso sí puede influir en la detección de micropotenciales cardíacos.

Aparte del circuito analizado, otro circuito en el que se ha comprobado una disminución del ruido al aumentar el valor de una resistencia es el amplificador de carga (Texas Instruments, 1993; Sánchez, 1996).