

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES

(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)

Tema IV:

Ruidos e Interferencias: Técnicas de reducción.

**José María Drake Moyano
Dpto. de Electrónica y Computadores
Santander, 2005**

Contenido:

- IV.1 Concepto de ruido.**
- IV.2 Caracterización de los niveles de ruido.**
- IV.3 Caracterización de las fuentes de ruido.**
- IV.4 Ruido en circuitos con amplificadores operacionales.**
- IV.5 Naturaleza y causa de las interferencias.**
- IV.6 Blindajes, apantallamientos y puestas a tierra.**
- IV.7 Amplificadores de aislamiento.**

CAPITULO 4

RUIDOS E INTERFERENCIAS: TÉCNICAS DE REDUCCIÓN

4.1 CONCEPTO DE RUIDO.

Por ruido se entiende toda componente de tensión o intensidad indeseada que se superpone con la componente de señal que se procesa o que interfiere con el proceso de medida.

El ruido de un sistema se puede clasificar en uno de los dos siguientes grupos:

- **Ruido interno o inherente:** que corresponden al que se genera en los dispositivos electrónicos como consecuencia de su naturaleza física (ruido térmico, ruido por cuantización de las cargas, ruido de semiconductor, etc.). El ruido inherente es de naturaleza aleatoria.
- **Ruido externo o interferencias:** que corresponde al que se genera en un punto del sistema como consecuencia de acoplamiento eléctrico o magnético con otro punto del propio sistema, o con otros sistemas naturales (tormentas, etc.) o construidos por el hombre (motores, equipos, etc.). El ruido de interferencia puede ser periódico, intermitente, o aleatorio. Normalmente se reduce, minimizando el acoplo eléctrico o electromagnético, bien a través de blindajes, o bien, con la reorientación adecuada de los diferentes componentes y conexiones.

El ruido se puede abordar desde dos puntos de vista,

- Mediante métodos que tratan de **reducir el ruido en sus fuentes y en su propagación**, como son las técnicas de cableado, blindaje, o diseño de dispositivos de bajo ruido. Estas técnicas son las más óptimas ya que no degradan las prestaciones del sistema, aunque su aplicación no siempre es eficaz o posible.
- Mediante métodos de **filtrado y promediado de la señal**, para amortiguar el nivel de ruido frente a la señal que se procesa. Estas técnicas suelen ser de aplicación más general y efectiva, pero suelen reducir las prestaciones (por ejemplo, anchura de banda) del sistema.

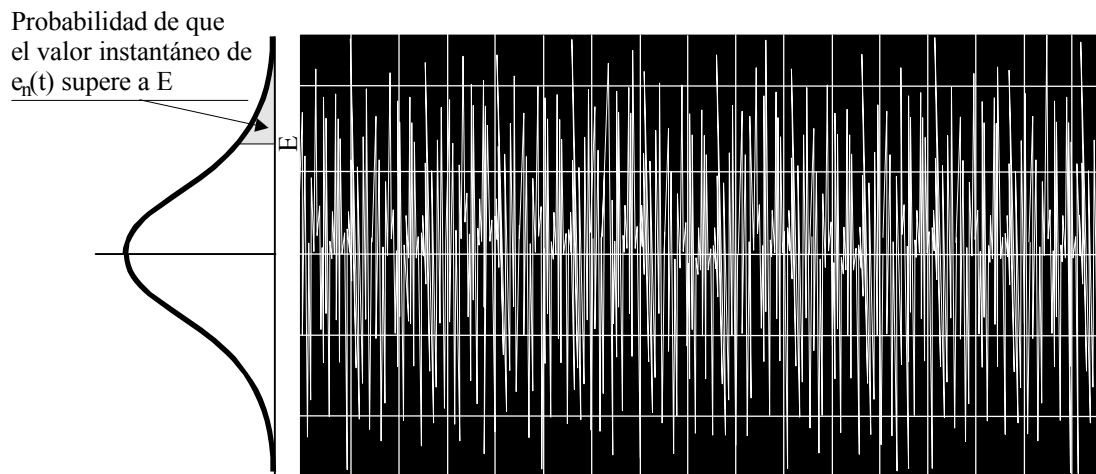
En este capítulo se tratarán las magnitudes que se utilizan para describir el ruido, las fuentes de ruido y su caracterización, y las técnicas básicas de reducción de los fenómenos de interferencia ya sean eléctricas o magnéticos.

4.2 CARACTERIZACIÓN DE LOS NIVELES DE RUIDO.

Con independencia de que diseñe un blindaje apropiado o se optimice el diseño para reducir la fuente que genera el ruido, siempre hay un cierto nivel de ruido intrínseco en el circuito. Por ello, es importante disponer de técnicas de **valoración del nivel de ruido**, así como métodos para determinar sus componentes, ya hayan sido generadas en los elementos del sistema o hayan sido introducidas por el propio sistema de medida.

Según sea la naturaleza del ruido que exista, se deben utilizar diferentes **criterios de medida**:

- En el caso de que se trate de **ruido blanco**, la distribución de valores es de tipo gaussiana, y la magnitud más adecuada para medir su intensidad es el valor cuadrático medio (valor rms) ya sea naturaleza física una tensión, una intensidad o potencia.



Si $e_n(t)$ (o $i_n(t)$) es la forma de onda de una tensión (o intensidad) correspondiente a una señal de ruido, **el valor cuadrático medio (rms) E_n (o I_n)** del ruido, se define como:

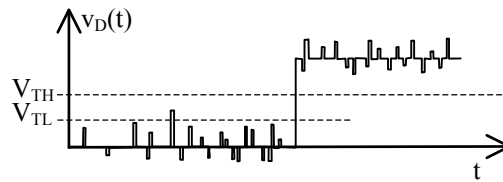
$$E_n \cong \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e_n^2(t) dt} \quad (mV_{rms}) \quad I_n \cong \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_n^2(t) dt} \quad (mA_{rms})$$

siendo T una ventana de medida adecuada.

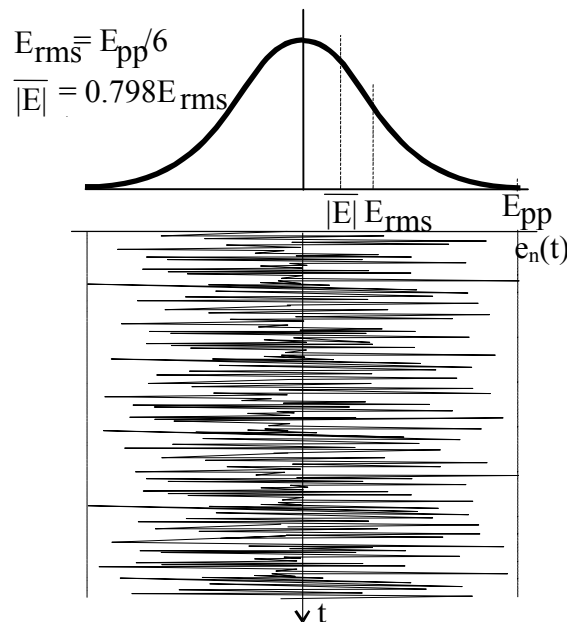
El cuadrado del valor rms de una tensión E_n^2 o intensidad I_n^2 representa la potencia media disipada por el ruido sobre una resistencia de 1Ω .

$$P_n = \frac{E_n^2}{(1 \Omega)} = I_n^2 (1 \Omega) \quad (\mu W)$$

- En el caso de **ruidos de tipo impulsivo** (como el que se produce en sistemas digitales, o el que induce el circuito de ignición de un motor de explosión) su valor o potencia media no describe su nivel, y es mucho más adecuado utilizar valores pico- a-pico, que permiten predecir si el ruido puede producir un fallo por superar los umbrales lógicos.



Medida y observación del ruido. Los instrumentos habituales para medir las características de una señal y en particular su ruido son el osciloscopio y el voltímetro.



- Cuando se utiliza el **osciloscopio**, se suele medir el valor de pico de la señal de ruido, esto es, la cota máxima y mínima que en su variación aleatoria alcanza. El valor rms de ruido que se considera es la sexta parte del valor de pico:

$$E_n = \frac{E_{pp}}{6}$$

- Cuando se utiliza un voltímetro (rms) el valor que mide, corresponde directamente con el valor rms del ruido.
- Cuando el voltímetro mide el valor medio del valor absoluto, la medida debe ser multiplicada por el factor 1.13,

$$E_n = \frac{|\overline{E}|}{0.798} = 1.13 |\overline{E}|$$

Composición de señales de ruidos no correlacionados: Cuando varias señales no correlacionadas se suman en un punto del sistema, el valor rms resultante no es la suma de los valores rms individuales, sino

$$E_n = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [e_{n1}(t) + e_{n2}(t)]^2 dt} = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + \frac{2}{T} \int_0^T [e_{n1}(t)e_{n2}(t)]^2 dt} = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}$$

resultando en general,

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + \dots + E_{nm}^2} \quad I_n = \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2 + \dots + I_{nm}^2}$$

Espectro frecuencial del ruido: La potencia de ruido se distribuye por todo el espectro de frecuencia. Por ello, cuando se hace referencia al valor rms del ruido, es necesario indicar el rango de frecuencias sobre el que se hace la medida. En el caso de ruido blanco, la anchura de banda es por definición infinita, lo que implica que cuando se aplica a una resistencia, la potencia del ruido que resulta es infinita (en la práctica la anchura de banda limitada del circuito, acota la potencia, y no da lugar a una liberación infinita de energía). En cualquier caso, la **medida del ruido es función de la anchura de banda** con la que se mide. Las diferentes medidas del ruido, deben estar referidas a una anchura de banda.

La **densidad espectral de potencia del ruido** $p_n(f)$, define la potencia de la señal de ruido por unidad de banda de frecuencia,

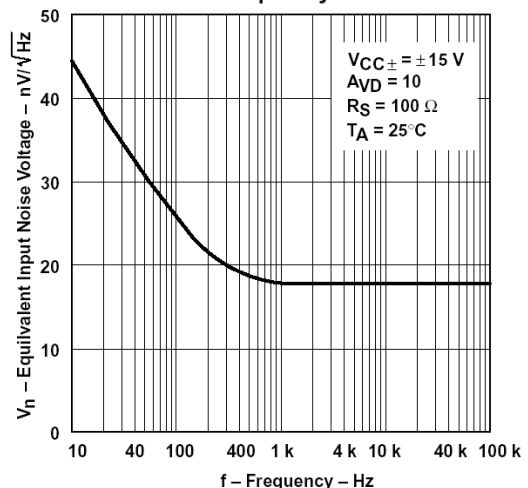
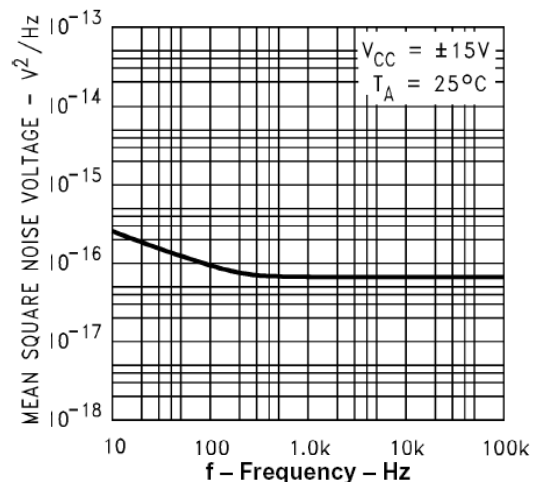
$$e_n^2(f) = \frac{dE_n^2}{df} \quad i_n^2(f) = \frac{dI_n^2}{df}$$

$$p_n(f) = \frac{e_n^2(f)}{(1\Omega)} = i_n^2(f) \quad (1\Omega)$$

La gráfica de la densidad espectral de potencia de ruido $p_n(f)$ frente a la frecuencia representa la distribución de la potencia de la señal de ruido en las diferentes frecuencias.

Las densidades espectrales de potencia de tensión $e_n^2(f)$ e intensidad $i_n^2(f)$, se miden respectivamente en V^2/Hz y A^2/Hz .

Las magnitudes $e_n(f)$ e $i_n(f)$ son llamados respectivamente **densidad espectral de ruido de tensión e intensidad**, estas magnitudes se miden respectivamente en V/\sqrt{Hz} y A/\sqrt{Hz} .



Los fabricantes de componentes utilizan indistintamente la densidad espectral de potencia de ruido en tensión o intensidad $e_n^2(f)$ o $i_n^2(f)$ medida en V^2/Hz o A^2/Hz , o la densidad espectral de ruido de tensión $e_n(f)$ o de intensidad $i_n(f)$ medidas en V/\sqrt{Hz} y A/\sqrt{Hz} . Para pasar de unas a otras magnitudes, basta elevar al cuadrado o calcular la raíz cuadrada.

Para calcular los valores rms de tensión E_n o intensidad I_n de ruido, en función de las densidades espectrales de potencia, es necesario especificar la banda de frecuencia a la que corresponde la medida,

$$E_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2(f) df} \quad I_n = \sqrt{\int_{f_i}^{f_H} i_n^2(f) df}$$

Clasificación del ruido por su espectro frecuencial:

Ruido blanco: Es aquel que posee una densidad espectral de tensión de ruido o de intensidad de ruido constante.

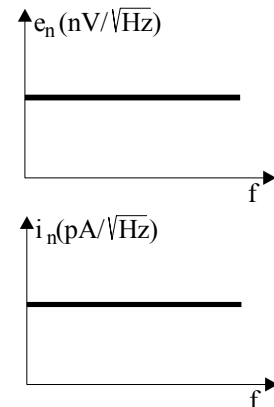
$$e_n = e_{nw} = \text{constante}$$

$$i_n = i_{nw} = \text{constante}$$

Para el ruido blanco, el valor rms es proporcional a la raíz cuadrada de la anchura de banda,

$$E_n = e_{nw} \sqrt{f_H - f_L} \Rightarrow E_n \approx e_{nw} \sqrt{f_H} \quad (\text{si } f_H > f_L)$$

$$I_n = i_{nw} \sqrt{f_H - f_L} \Rightarrow I_n \approx i_{nw} \sqrt{f_H} \quad (\text{si } f_H > f_L)$$



En consecuencia, la potencia rms varia de forma proporcional a la anchura de banda,

$$E_n^2 = e_{nw}^2 (f_H - f_L) \quad I_n^2 = i_{nw}^2 (f_H - f_L)$$

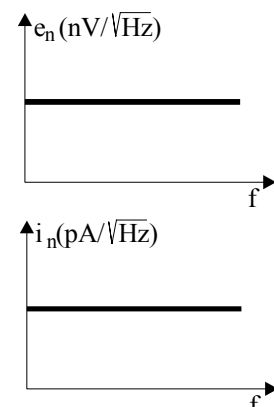
Ruido rosa o ruido 1/f: Es aquel que posee una densidad espectral de potencia de ruido que es inversamente proporcional a la frecuencia,

$$e_n^2 = K_e^2 / f \quad e_n = K_e / \sqrt{f}$$

$$i_n^2 = K_i^2 / f \quad i_n = K_i / \sqrt{f}$$

Para el ruido blanco, el valor rms es,

$$E_n = K_e \sqrt{\text{Ln} \left(\frac{f_H}{f_L} \right)} \Rightarrow I_n = K_i \sqrt{\text{Ln} \left(\frac{f_H}{f_L} \right)}$$



En consecuencia, la potencia rms varia de forma proporcional al logaritmo de la razón de las frecuencias extremas de la banda de frecuencia,

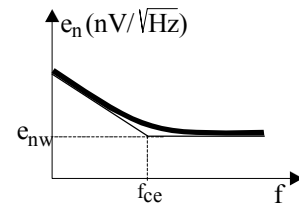
$$E_n^2 = K_e^2 \operatorname{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right) \quad I_n^2 = K_i^2 \operatorname{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right)$$

Esto significa que la potencia por octava o por década de frecuencia es constante.

Ruido de circuitos integrados: En los circuitos integrados es frecuente que se presente mezclados ruido blanco y ruido rosa. El ruido rosa domina a baja frecuencia (por debajo de una frecuencia de corte f_{ce}) y el ruido blanco es el residual a alta frecuencia.

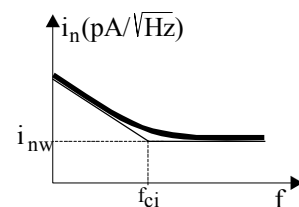
En este caso la densidad espectral de potencia $e_n^2(f)$ es,

$$e_n^2 = e_{nw}^2 \left(\frac{f_{ce}}{f} + 1 \right)$$



Integrando esta densidad, se puede expresar el valor rms de ruido correspondiente a la banda de frecuencia f_L - f_H como

$$E_n = e_{nw} \sqrt{f_{ce} \operatorname{Ln}\left(\frac{f_H}{f_L}\right) + f_H - f_L}$$

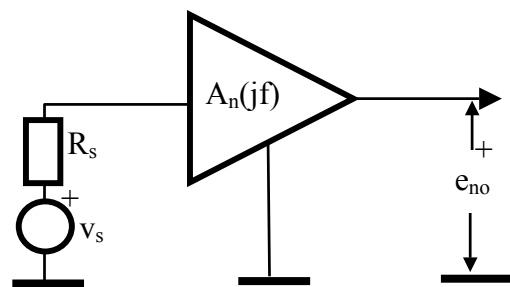


Propagación del ruido en un amplificador

Una tarea frecuente en el estudio de los niveles de ruido de un sistema es calcular los valores rms a la salida del sistema, en función de la densidad espectral del ruido de la entrada, y de la respuesta frecuencial del sistema.

Considérese que $e_{ni}(f)$ es la densidad espectral de ruido en la entrada del sistema, $e_{no}(f)$ es la misma magnitud para la salida del sistema, y $A_n(jf)$ la respuesta frecuencia entrada/salida del sistema, esto es,

$$e_{no}(f) = |A_n(jf)| e_{ni}^2(f)$$



El valor total rms de ruido en la salida E_{no} se obtiene integrando la densidad espectral de ruido de tensión, sobre el rango de medida,

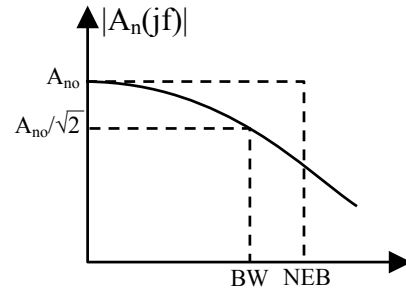
$$E_{no} = \sqrt{\int_0^{\infty} |A_n(jf)|^2 e_{ni}(f) df}$$

Para un amplificador de intensidad, se podría expresar de forma similar la intensidad rms de salida.

Si se considera que el ruido de entrada es blanco y de densidad espectral e_{nw} constante, y que el amplificador queda descrito por una función de transferencia, con un polo dominante en su anchura de banda BW , el valor rms del ruido en la salida E_{no} ,

$$A_n(jf) = \frac{A_{no}}{1 + j \frac{f}{BW}} \Rightarrow |A_n(f)|^2 = \frac{A_{no}^2}{1 + \left(\frac{f}{BW}\right)^2}$$

$$E_{no} = A_{no} e_{nw} \sqrt{\int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{BW}\right)^2} df} = A_{no} e_{nw} \sqrt{1.57 BW}$$



Comparando la expresión del valor rms de ruido con la de un ruido blanco evaluado sobre un rango de frecuencia, resulta que el valor de salida de un amplificador de anchura de banda BW , sería equivalente al que se obtendría si el amplificador se comportara como un filtro de paso bajo ideal de una frecuencia de corte $1.57 BW$. A esta frecuencia de corte equivalente se denomina **Anchura de banda equivalente para ruido (NEB)**.

$$E_{no} = A_{no} e_{nw} \sqrt{NEB}$$

En la siguiente tabla se muestran el NEB para otras funciones de transferencia de interés.

LP(Primer orden)	$\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_o}}$	NEB=1.57 f_o
LP(Segundo orden)	$\frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_o}\right)^2}$	NEB=1.11 f_o
LP(Tercer orden)	$\frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_o}\right)^3}$	NEB=1.05 f_o
LP (Cuarto orden)	$\frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{f_o}\right)^4}$	NEB=1.025 f_o
BP (Segundo orden)	$\frac{j f}{\left(1 + j \frac{f}{f_L}\right)\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)}$	$NEB = 1.57 \frac{f_H^2}{f_H + f_L}$

En el caso general, en el que el espectro de la densidad de ruido a la entrada del amplificador se conoce gráficamente, y así mismo se conoce el diagrama de Bode del amplificador, la integración necesaria para calcular valor rms del ruido a la salida del amplificador, se puede obtener mediante **integración gráfica**.

Razón señal-ruido (SNR): Permite comparar el nivel de señal y de ruido que existe en un punto del sistema. Se mide como razón expresada en decibelios entre la potencia de la señal y la potencia del ruido,

$$SNR = 10 \log\left(\frac{P_s}{P_n}\right) = 20 \log\left(\frac{E_s}{E_n}\right) \quad (dB)$$

La razón señal-ruido puede reducirse de tres formas:

- Reduciendo el nivel de ruido.
- Incrementando el nivel de señal.
- Reduciendo la anchura de banda del ruido.

Sensibilidad: Es una magnitud que establece la capacidad de un sistema para responder a señales muy bajas. Se mide como el nivel de señal de entrada para el que la razón señal- ruido es de 20 dB. La sensibilidad se mide en μV para -20 dB.

Factor de ruido (F): Es una magnitud que mide la contribución a los niveles de ruido que realiza un amplificador o sistema de medida. Se define como la relación adimensional

$$F = \frac{\left(\frac{S_i}{N_i}\right)}{\left(\frac{S_o}{N_o}\right)}$$

siendo: S_i/N_i la razón entre la potencia de señal y la potencia de ruido a la entrada del amplificador.

S_o/N_o la razón entre la potencia de señal y la potencia de ruido a la salida del amplificador.

Si $A_p = S_o/S_i$ es la ganancia de potencia del amplificador, una expresión alternativa para el factor de ruido F es,

$$F = \frac{1}{A_p} \frac{N_o}{N_i}$$

En un amplificador ideal, la señal y el ruido serán amplificados con igual ganancia, y el factor de ruido será 1. Esto se pone mejor de manifiesto, si consideramos que la potencia de ruido a la salida del amplificador, es la suma de la de entrada amplificada, más el añadido por el amplificador

$$N_o = A_p N_i + N_a$$

$$F = \frac{A_p N_i + N_a}{A_p N_i} = 1 + \frac{N_a}{A_p N_i}$$

Frecuentemente, el factor de ruido se expresa en dB, y en ese caso se suele denominar **figura de ruido (NF)**.

$$NF = 10 \log(F) \quad (\text{dB})$$

Cuando el factor de ruido se calcula utilizando una anchura de banda muy estrecha alrededor de una frecuencia, se denomina **factor de ruido para una frecuencia**, mientras

4.3 CARACTERIZACIÓN DE LAS FUENTES DE RUIDO.

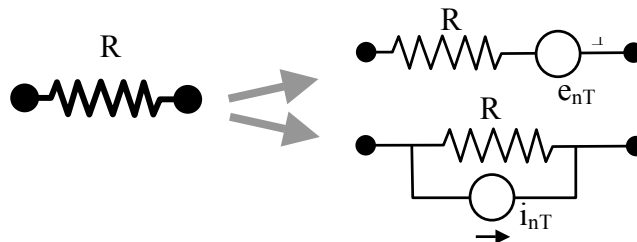
Ruido Térmico o ruido Johnson: Es un ruido que está presente en toda resistencia y que es causado por la agitación térmica de los electrones (o huecos en el caso de semiconductores).

El ruido térmico es independiente de la naturaleza del material con que está construida, o de la intensidad de continua que la atraviesa. Este ruido se genera con igual nivel cuando la resistencia se encuentra en un circuito, como cuando se encuentra es el cajón de componentes.

El ruido térmico puede modelarse como una fuente de tensión en serie con una resistencia no generadora de ruido. El espectro de la señal de ruido térmico es de tipo blanco, y tiene una densidad de potencia de valor,

$$e_{nt}^2 = 4 k T R \quad i_{nt}^2 = \frac{4 k T}{R}$$

Siendo: k = Constante de Boltzmann = $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/°K
 T = Temperatura absoluta en °K



Ejemplo: Una resistencia $R=1\text{M}$, a temperatura ambiente de $25^\circ\text{C}= 298 \text{ }^\circ\text{K}$.

$$4 k T = 1.68 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/(\Omega\text{Hz})$$

$$e_{nt}^2 = 4 k T R = 1.65 \cdot 10^{-14}/\text{Hz} \quad i_{nt}^2 = 1.65 \cdot 10^{-26} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

$$e_{nt} = (4 k T R)^{1/2} = 128 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \quad i_{nt} = 0.128 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

Si se considera el rango de audio 20 Hz - 20 KHz,

$$E_{nt} = e_{nt} (f_H - f_L)^{1/2} = 128 (20 \cdot 10^3 - 20)^{1/2} = 18.2 \text{ } \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad I_{nt} = E_{nt} / R = 18.2 \text{ pA}_{\text{rms}}$$

Si se considero que se vería con un osciloscopio de 200 MHz de anchura de banda

$$E_{nt} = e_{nt} (f_H - f_L)^{1/2} = 128 (2.0 \cdot 10^8 - 0)^{1/2} = 1.82 \text{ mV}_{\text{rms}} \quad I_{nt} = E_{nt} / R = 1.82 \text{ } \mu\text{A}_{\text{rms}}$$

Ruido de disparo (Shot noise): Es el ruido que se genera cuando una intensidad atraviesa una barrera de potencial, y es consecuencia de la naturaleza discreta de las cargas. La corriente de base de los transistores BJT presenta este tipo de ruido.

El espectro del ruido de disparo es de tipo blanco, y su densidad de potencia es uniforme para todas las frecuencias y de valor

$$i_{nsh}^2 = 2 q I$$

siendo, $q = \text{Carga del electrón} = 1.62 \cdot 10^{-19} \text{ Culombio}$
 $I = \text{Intensidad media (de continua)}$

El valor rms de ruido para una anchura de banda de medida BW, será

$$I_{nsh\ rms} = \sqrt{2 q I BW}$$

Ejemplo: Calcular la razón señal ruido (SNR) de la corriente de un diodo medida con una anchura de banda de 1 MHz.

- 1) Si $I_{DC} = 1 \mu\text{A}$ $\Rightarrow I_{nsh} = (2 q I_D BW)^{1/2} = 0.57 \text{ nA}$ $\Rightarrow \text{SNR} = 20 \text{ Log}(I_D/I_{nsh}) = 64.9 \text{ dB}$
- 2) Si $I_{DC} = 1 \text{ nA}$ $\Rightarrow I_{nsh} = (2 q I_D BW)^{1/2} = 0.12 \text{ pA}$ $\Rightarrow \text{SNR} = 20 \text{ Log}(I_D/I_{nsh}) = 34.9 \text{ dB}$

Ruido de fluctuación (Flicker Noise): Esta presente en todos los dispositivos activos y pasivos, aunque su origen depende del tipo de dispositivo. Es un ruido de tipo rosa (1/f) y que se caracteriza por ser función de la intensidad que atraviesa el dispositivo,

$$i_{nft} = K \frac{I^\alpha}{f}$$

siendo, K: una constante que depende del dispositivo.

I: Es la intensidad en continua que atraviesa el dispositivo.

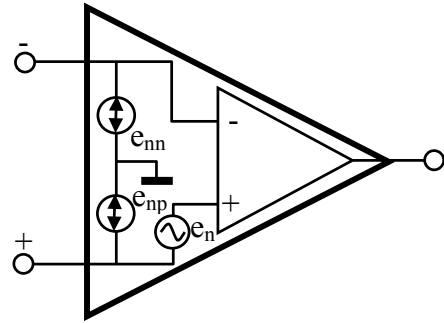
α : Es una constante propia del tipo de dispositivo y que varía entre $0.5 < \alpha < 2$

Causas del ruido de flicker son:

- En transistores **BJT**, esta relacionado con la captura y liberación de electrones y huecos en las trampas de recombinación del semiconductor.
- En los **MOSFET**, esta relacionado con los estados de energía atípica que se crean en la interfase entre el silicio y el óxido, los cuales juegan el papel de trampas para las cargas.
- En las **resistencias** pasivas es mucho mas acusado en las resistencias de carbón, que en las de filamento enrollado, y aparece como un ruido en exceso sobre el ruido térmico, y es dependiente de la intensidad que la atraviesa.

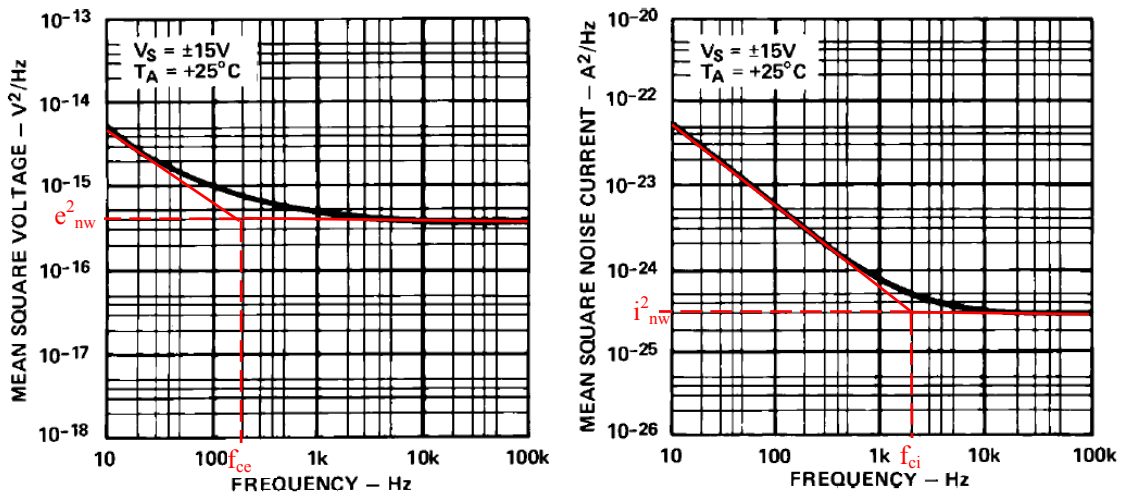
4.4 RUIDO EN CIRCUITOS CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

El modelado de generación de ruido en un amplificador operacional se puede hacer utilizando una fuente de ruido de tensión e_n , y dos fuentes de ruido de intensidad i_{nn} e i_{np} , como se muestra en la figura. Las dos fuentes de intensidad son de características similares, pero no están correlacionadas, por lo que es conveniente mantenerlas con diferente denominación durante la obtención de las expresiones, aunque al final, en el cálculo de los valores, hagamos $i_{nn}=i_{np}=i_n$.



Para evaluar los niveles rms de ruido E_{no} en la salida de un circuito basado en amplificador operacional, se estudia el circuito básico de amplificador inversor y no inversor, en el que las fuentes de señal se han cortocircuitado a tierra.

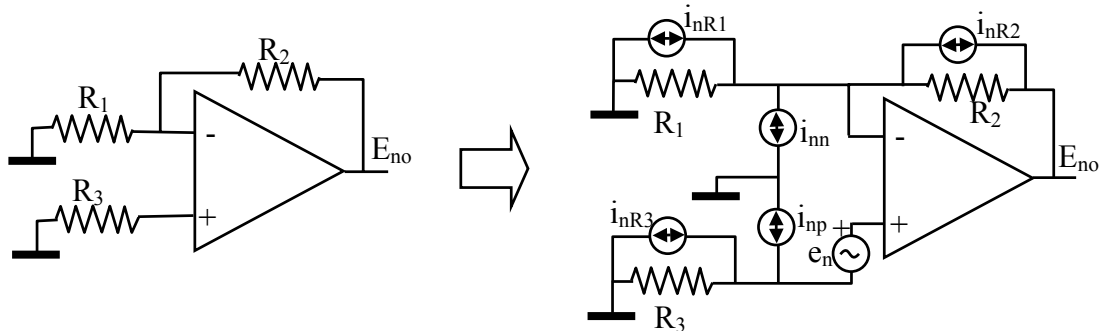
En la siguiente página se muestran las curvas características de ruido de un amplificador operacional LM741.



Los parámetros que caracterizan el ruido de tipo integrado que ofrece el amplificador AD741, son,

Ruido tensión:	$e_{nw}^2 = 4.0 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$	$f_{ce} = 200 \text{ Hz}$
Ruido de intensidad:	$i_{nw}^2 = 3.0 \cdot 10^{-25} \text{ A}^2/\text{Hz}$	$f_{ci} = 2000 \text{ Hz}$

En la siguiente figura se muestra el modelo para el análisis de ruido de una etapa básica. A efecto de modelar las diferentes fuentes de ruido internas del amplificador, se ha incluido el modelo del amplificador operacional, y así mismo, para modelar el efecto de las resistencias, se incluyen las fuentes de ruido térmico correspondientes.



Inicialmente calculamos la densidad espectral de tensión e_{ni} en la entrada del amplificador:

- La fuente de tensión contribuye directamente con la densidad espectral de potencia e_n^2 .
- Las fuentes de ruido de corriente i_{np} e i_{nR3} , fluyen a través de R_3 , y contribuyen con la densidad espectral de potencia,

$$R_p^2 (i_{np}^2 + i_{nR3}^2) = R_p^2 i_{np}^2 + 4 k T R_p$$

- Las fuentes de ruido de corriente i_{nn} , i_{nR1} y i_{nR2} fluyen a través del paralelo de las resistencias R_1 y R_2 , y contribuyen con la densidad espectral de potencia,

$$R_n^2 (i_{nn}^2 + i_{nR1}^2 + i_{nR2}^2) = R_n^2 i_{nn}^2 + 4 k T R_n$$

Habiendo denominado $R_p=R_3$ y $R_n=(R_1 // R_2)$. Estableciendo $i_{nn} = i_{np} = i_n$ y combinando los diferentes fuentes de potencia de ruido, resulta para la densidad espectral de tensión de entrada,

$$e_{ni} = \sqrt{e_n^2 + (R_p^2 + R_n^2) i_n^2 + 4 k T (R_p + R_n)}$$

Es importante observar, que en esta expresión, se pone de manifiesto que cuando las resistencias son altas, dominan las fuentes de ruido de tipo intensidad, y que cuando las impedancias son bajas, domina la fuente de ruido de tensión. Cuando R_p y R_n son tales que,

$$Z_n = \frac{e_n}{i_n} = \sqrt{R_p^2 + R_n^2}$$

la contribución de i_n y e_n son iguales. A Z_n se le denomina **resistencia de ruido características** del amplificador operacional.

Nótese que a efecto del ruido, es más adecuado que $R_p = 0$, en contra de lo requerido a efecto de minimización del offset.

Valor rms de ruido en la salida:

Para su cálculo se considera que la ganancia de ruido A_n es,

$$e_{no} = |A_n| e_{ni} \quad \text{siendo} \quad |A_n| = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}}$$

siendo,

$$f_H = \alpha f_T = \frac{f_T}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

El valor rms total de ruido E_{no} en la salida, se obtiene integrando e_{no}^2 , en el rango comprendido entre f_L e ∞ ,

$$E_{no} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[e_{nw}^2 \left(f_{ce} L n \frac{f_H}{f_L} + 1.57 f_H - f_L \right) + \right. \\ \left. + (R_p^2 + R_n^2) i_{nw}^2 \left(f_{ci} L n \frac{f_H}{f_L} + 1.57 f_H - f_L \right) + \right. \\ \left. + 4 k T (R_p + R_n) (1.57 f_H - f_L) \right]^{\frac{1}{2}}$$

siendo f_L la inversa del tiempo T de observación del ruido.

Esta ecuación, establece que para **reducir el ruido** en un circuito basado en amplificador operacional, se debe:

- Seleccionar un amplificador con los mínimos valores de e_{nw} , i_{nw} , f_{ce} y f_{ci} .
- Establecer los valores de las resistencias R_n y R_p tan pequeñas como sea posible, y con ello reducir el ruido generado por las fuentes de intensidad.
- Limitar la anchura de banda equivalente de ruido al valor mínimo que sea posible.

Razón señal-ruido:

Calculado el valor rms de ruido en la salida E_{no} se calcula el valor rms correspondiente al punto de entrada de la señal E_{ni} , dividiendo por la ganancia de señal A del amplificador,

$$E_{ni} = \frac{E_{no}}{|A|}$$

y de este valor se obtiene la razón señal-ruido SNR a la entrada del amplificador,

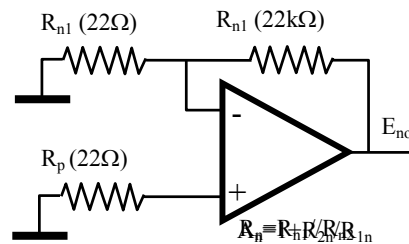
$$SNR = 20 \log\left(\frac{V_{i(rms)}}{E_{ni}}\right) = 20 \log\left(\frac{V_{i(rms)}|A|}{E_{no}}\right)$$

Medida de las características de ruido de entrada de un amplificador operacional:

Las características de ruido de un amplificador operacional e_n e i_n puede determinarse experimentalmente con medidas apropiadas sobre el circuito antes estudiado.

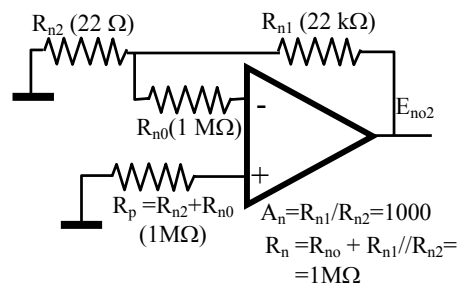
Introduciendo valores suficientemente bajos de R_n y R_p , el ruido dominante es el debido a la fuente de ruido de tensión, y en consecuencia, se puede obtener la potencia espectral de tensión de entrada e_n ,

$$e_n = \frac{E_{no}}{|A_n| \sqrt{1.57 f_H}}$$



Introduciendo valores suficientemente altos de R_n y R_p , el ruido dominante es el debido a la fuente de ruido de intensidad, y en consecuencia se puede obtener la potencia espectral de intensidad de entrada i_n ,

$$i_n = \frac{1}{\sqrt{R_p^2 + R_n^2}} \sqrt{\frac{E_{no2}^2}{|A_n|^2 1.57 f_H} - e_n^2 - 4kT(R_p + R_n)}$$



4.5 NATURALEZA Y CAUSA DE LAS INTERFERENCIAS.

Por interferencias se entiende cualquier tipo de influencias físicas que contamine las señales o que reduzca la capacidad o prestaciones del sistema.

Las interferencias pueden proceder del propio sistema, de equipos externos o del entorno ambiental.

Las interferencias eléctricas se pueden introducir por conducción, acoplo capacitativo, inducción magnética, o radiación electromagnética. Existen otras causas no eléctricas que también producen interferencias, como las vibraciones, la radiación térmica, etc...

Fuentes típicas de interferencia son:

- 1) La red eléctrica de potencia, que en España es de 50 Hz, es la principal fuente de interferencia, ya que es omnipresente y que por ella fluyen altos niveles de intensidades.
- 2) Las variaciones de la temperatura, y los gradientes de temperaturas en los sistemas electrónicos tienen una gran influencia sobre todos los dispositivos semiconductores.
- 3) Los golpes y vibraciones mecánicas generan fallos y microinterrupciones en las conexiones y soldaduras deficientes.
- 4) Los motores de explosión, generan una señal disruptiva de alta potencia y con un espectro frecuencial muy amplio en el rango entre 30 y 300 MHz.
- 5) Los sistemas digitales se alimentan mediante intensidades que cambian de forma impulsiva durante los cambios de estado, a la frecuencia del reloj. Su magnitud y espectro frecuencial es fuertemente dependiente de los tiempos de cambio entre estados.
- 6) Los conmutadores de potencia generan impulsos de gran amplitud que son fuente de intensas interferencias. Los conmutadores electrónicos basados en tiristores, y dispositivos electrónicos de conmutación, que se utilizan en el control de motores y fuentes de potencia, son generadores de ruidos de amplio espectro, como consecuencia de la rapidez de sus cambios y del nivel de las intensidades que conmutan.
- 7) La escobillas de los colectores de los motores eléctricos constituyen unos interruptores mecánicos que operan a gran velocidad, y que generan un ruido con espectro entre 1 y 10 KHz.
- 8) Las descargas de arco que se producen en los sistemas de muy alta tensión, cuando están en mal estado, o cuando la atmósfera en la que operan es húmeda, proporciona un espectro blanco de gran amplitud.
- 9) En las lámparas de descarga, como los tubos fluorescentes o de neón, generan un ruido de interferencia con espectro relevante por encima de 1 MHz. En este caso, un elemento de filtro, como puede ser una inducción que trate de mantener constante la corriente, lo reduce drásticamente.

- 10) Otras fuentes de interferencias habituales son los equipos que operan con espectros frecuenciales muy estrechos, como los generadores de RF magnetrones, equipos de soldadura y cualquier tipo de transmisor.

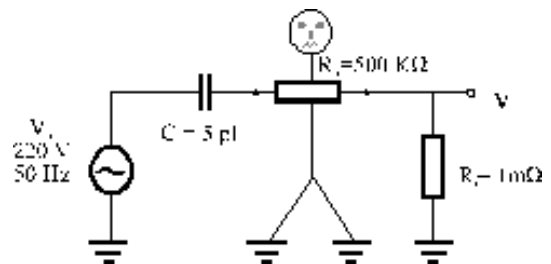
Las interferencias pueden eliminarse básicamente a través de las siguientes medidas:

- Alejando y orientando de forma adecuada los equipos de las fuentes de interferencia, de forma que su captación se mínima.
- Utilizando blindajes en los cables y cajas de aislamiento y protección sobre los equipos, para disminuir el acoplamiento entre estos y las fuentes de interferencia..
- Utilizando amplificadores de aislamiento, que bloque la transmisión de las señales generadas por las interferencias.

Ejemplo: Interferencia de la red sobre el cuerpo humano.

Considérese el caso de la tensión introducida sobre la punta de una sonda de un osciloscopio cuando una persona la toca.

Valores típicos de los parámetros que intervienen en este caso son: la impedancia de entrada del osciloscopio es de $R_i \approx 1 \text{ M}\Omega$, la impedancia de transición interna al cuerpo es $R_{tr} \approx 500 \text{ K}\Omega$, y la capacidad entre la red y el cuerpo en una habitación normal es $C \approx 5 \text{ pF}$.



Bajo estas condiciones el modelo equivalente de interferencia que se produce es el que se muestra en la figura.

A 50 Hz, la impedancia del condensador es,

$$Z_c = |1/j\omega C| = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 5 \times 10^{-12}} \approx 600 \text{ M}\Omega$$

La tensión a la entrada del osciloscopio será:

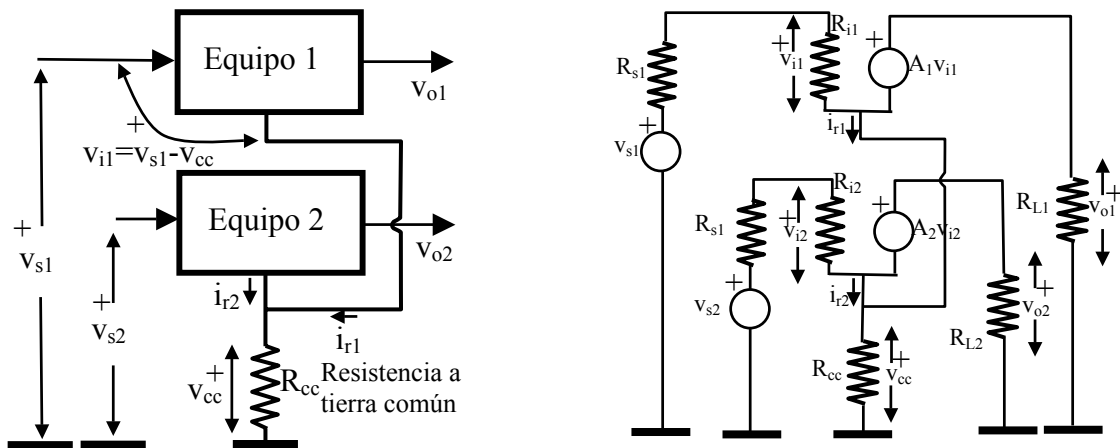
$$V_i = \frac{V_m R_i}{R_r + R_i + 1/j\omega C} \approx \frac{V_m R_i}{|Z_c|} \approx 0.38 V_{ef}$$

ACOPLO CONDUCTIVO

El acoplo conductivo se produce como consecuencia de que dos o mas circuitos o equipos comparten una señal de retorno común.

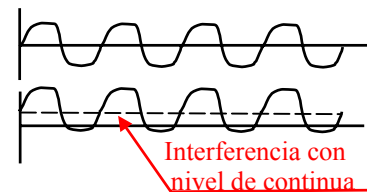
Bajo esta situación, la corriente de retorno de un circuito fluye a través de la impedancia finita del la línea de retorno común generando en ella una variación de potencial que se observa desde el otro circuito, como una interferencia por cambio de su referencia de su tierra.

El acoplo conductivo requiere más de dos cables de retorno para cerrar la corriente de interferencia (uno suele ser la propia tierra).



Es muy común en sistemas distribuidos con cables de transferencia de señal y de alimentación largos.

Una característica que solo se presenta en la interferencia de tipo conductiva, es que puede presentar una señal con nivel medio no nulo.



Dada la relevancia de los nudos de referencia en un sistema de instrumentación o eléctrico en general, se definen tres tipos de tierra, a los que se le asignan diferentes símbolos para representarlos.



Tierra de seguridad: Conexión eléctrica al planeta, a través de la estructura metálica del edificio y de cables distribuidos a este fin.



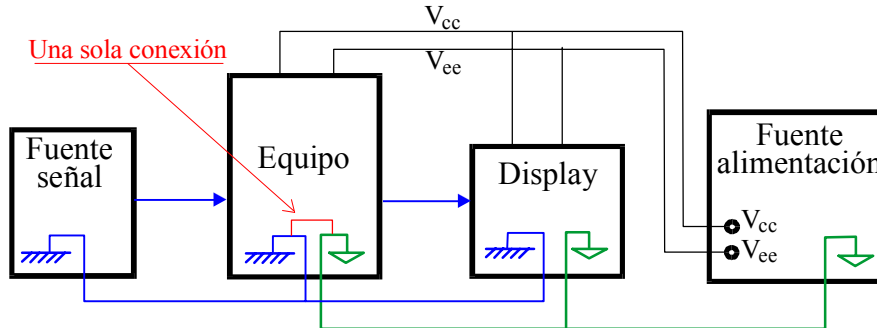
Tierra de señal: Tensión que se toma como referencia para interpretar una señal de tensión en un equipo.



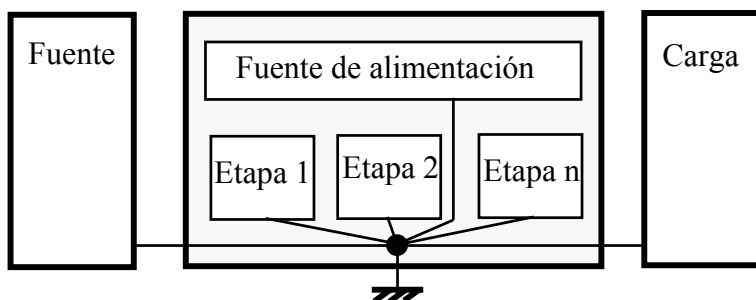
Tierra de retorno: Línea que se utiliza para soportar la intensidad de retorno de las líneas de señal y de las líneas de retorno.

Recomendaciones para reducir las interferencias conductivas son:

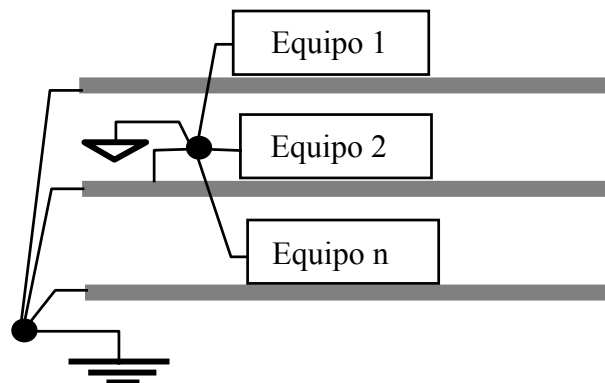
- 1) Asegurar que las líneas de retorno de referencia a tierra, de la señal y de las fuentes de alimentación sean diferentes y sólo se unan en un único nudo.



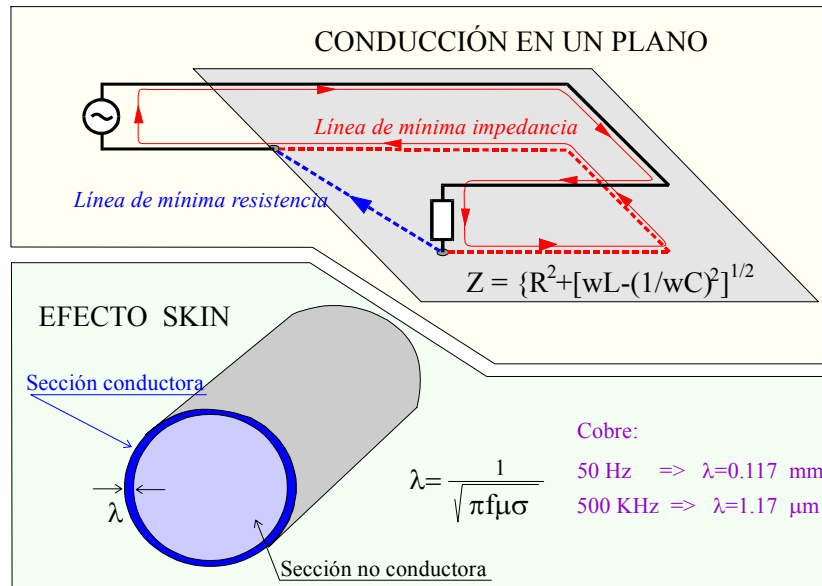
- 2) No conectar equipos de medida sensibles, y equipos generadores de interferencia (motores, maquinas de soldadura, etc.) sobre la misma línea de red de alimentación.
- 3) Conectar las referencias a tierra de las diferentes etapas mediante líneas de tierra independientes que se interconexionan entre sí en un único nudo.
- 4)



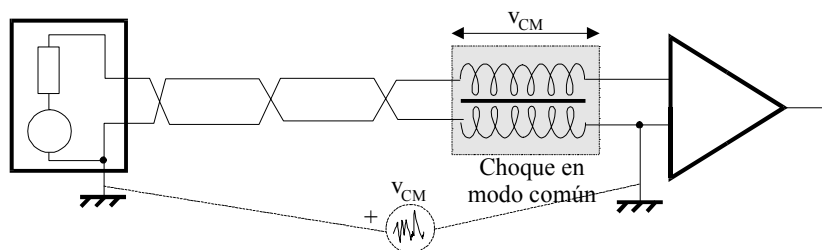
- 5) Garantizar que los cables a tierra de las diferentes plantas del edificio sean independientes y se encuentren conectados en un único punto común de tierra.



- 6) La resistencia de un conductor es fuertemente dependientemente de la frecuencia, ya sea por efecto skin o por la geometría de la línea de acoplo en alta frecuencia. Por ello, sistemas de retorno a tierra que en continua son aceptables, no lo son para alta frecuencia. Así, se debe utilizar como líneas de tierra cables mallados de muchos hilos, y también se debe evitar mantener hilos de retorno de señal paralelos a los planos de tierra.



- 7) Introducir filtros que bloqueen las señales de interferencia. Para ello se utilizan choques inductivos en serie con las líneas de señal y cortocircuitos capacitivos en paralelo entre las líneas de alimentación. Un choque inductivo como el de la figura, facilita el paso de las señales DC y en modo diferencial se transmite, mientras que la señal en modo común se bloquea.



INTERFERENCIAS ELECTRICAS Y MAGNETICAS

Cuando entre los diferentes nudos de un circuito existen diferencias de potencial, se presentan campos eléctricos entre ellos, y si estos son variables en el tiempo, entre esos nudos se producen interferencias capacitivas o eléctricas.

Cuando por un conductor fluye una corriente eléctrica genera en el espacio que lo rodea un campo magnético, cuando la corriente varía en el tiempo, induce una fuerza electromotriz sobre cualquier bucle que atraviese el campo variable que genera.

El efecto de interferencia de los campos eléctricos y magnéticos disminuye con la distancia a la fuente.

A **cortas distancias**, esto es a distancias inferiores a $\lambda/2\pi = 3 \cdot 10^8/2\pi f$ (λ longitud de onda en metros, f frecuencia en Hz), el campo dominante es o bien eléctrico, o bien magnético:

Campo magnético dominante si, $Z = [dv(t)/dt]/[di(t)/dt] \ll 377 \Omega$

Campo eléctrico dominante si, $Z = [dv(t)/dt]/[di(t)/dt] \gg 377 \Omega$

Ejemplo 1: Un sistema de soldadura por arco introduce interferencias en el controlador del robot que lo maneja. En este caso el sistema de soldadura hace uso de tensiones de 12 Voltios e intensidades de 120 Amperios. Los tiempos de variación es la misma para la tensión e intensidad. Por lo que la impedancia de acoplo es en este caso:

$$Z_D = (12/\Delta t)/(120/\Delta t) = 0.1 \Omega$$

El acoplo dominante es de tipo **magnético**.

Ejemplo 2: Una tarjeta de adquisición de señales analógicas recibe interferencia del computador en que está instalada. El computador conmuta tensiones en el rango entre 1 y 4.5 V con tiempos de 10 ns, y así mismo, el computador conmuta la intensidades en el rango 0 – 10 mA en tiempos de 100 ns. La impedancia de acoplo en este caso es,

$$Z_D = (3.5/10^{-8})/(10^{-3}/10^{-7}) = 3500 \Omega$$

El acoplo dominante es de tipo **eléctrico**.

A **largas distancias** el campo eléctrico y magnético se propaga en forma combinada como ondas planas electromagnéticas, y en estos casos se habla de interferencias electromagnéticas o de radiación.

Comparación entre los diferentes tipos de interferencias en función de la distancia:

- **Acoplo Conductivo:** Requiere conexión física.
- **Acoplo Electrico o magnetico:** Dominan a distancias inferiores a

$$d < \lambda/2\pi = 3 \cdot 10^8/2 \pi f$$

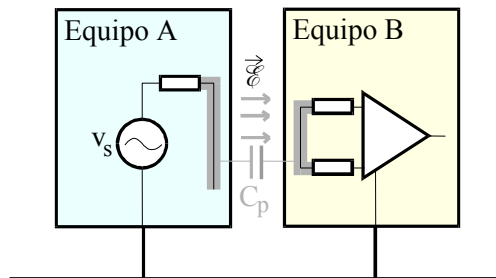
- **Acoplo Electromagnético:** Domina a distancias superiores a,

$$d > \lambda/2\pi = 3 \cdot 10^8/2 \pi f$$

Frecuencia	d
50 Hz	1000Km
1 MHz	48m
200 MHz	24 cm
1GHz	5 cm

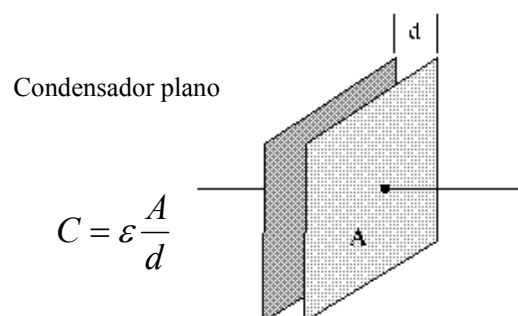
INTERFERENCIAS POR CAMPO ELECTRICO O CAPACITATIVO

Es el que se produce entre conductores próximos que están sometidos a potenciales que varían en el tiempo y que por ello dan lugar a campos eléctricos variables que afectan a aquellos otros que se encuentran en su entorno.



La interferencias de tipo eléctrico se modelan desde el punto de vista circuital como las interferencias que se producen entre dos sistemas como consecuencia de las capacidades parásitas que existen entre los conductores que pertenecen a cada uno de ellos.

Entre dos conductores próximos existe una capacidad parásita que es proporcional al área de los conductores e inversamente proporcional a la distancia entre ellos,



Entre dos conductores que transfieren señal se produce un interferencia como consecuencia del acoplo entre los nudos eléctricos que representan por la existencia de una capacidad entre ellos.

Para analizar cualitativamente el efecto de las interferencias eléctricas, consideremos el caso de dos conductores metálicos pertenecientes a diferentes circuitos que se encuentran acoplados mediante una capacidad C_{12} .

La tensión en el circuito 2 inducido por el primer circuito es,

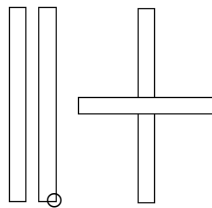
$$V_{RL2} = V_{RL1} \frac{(R_{L2} \parallel R_{S2})}{(R_{L2} \parallel R_{S2}) + (j\omega C_{12})^{-1}}$$

en el caso de que $R_{L2} \parallel R_{S2} \ll 1/\omega C$,

$$V_{RL2} = j\omega(R_{L2} \parallel R_{S2})C_{12}V_{RL1}$$

De acuerdo con este resultado, se puede reducir la interferencia, utilizando los siguientes criterios:

- Reduciendo la capacidad entre los conductores. Lo cual se puede realizar, bien alejando los conductores, o disminuyendo el área de superposición.

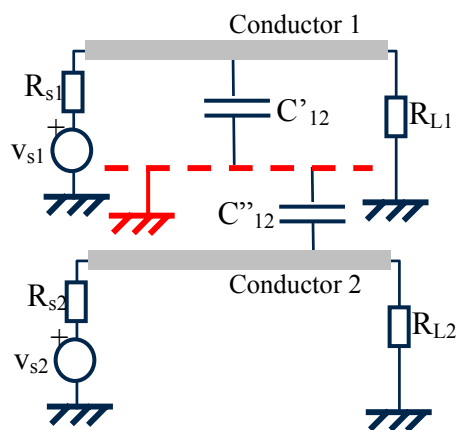
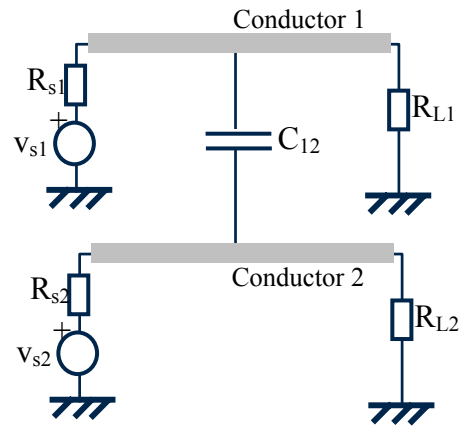


- Reduciendo la impedancia del circuito afectado. Ya sea por disminución de la resistencia de carga R_{L2} o de la resistencia de fuente R_{S2} .
- Disminuyendo el nivel de señal del circuito que genera la interferencia.
- Disminuyendo la frecuencia de la fuente de ruido. Lo cual no suele ser habitualmente posible.

El método más eficaz de reducir el acoplo capacitativo es introduciendo un blindaje de apantallamiento entre ambos conductores, y conectando este a tierra.

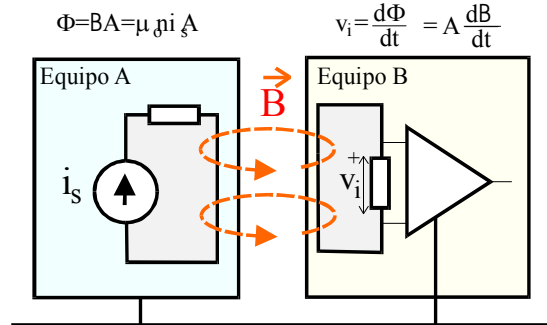
El blindaje de apantallamiento solo es efectivo si se encuentra conectado a tierra.

Un blindaje flotante puede incrementar la interferencia ya que puede incrementar el acoplamiento capacitativo entre los conductores que separa.



INTERFERENCIA MAGNETICA

La interferencia magnética se produce cuando el campo magnético generado por el circuito fuente, atraviesa un bucle cerrado del circuito afectado. Esta interferencia depende del flujo de campo que atraviesa el bucle del segundo circuito, y esto es función del ángulo entre el campo y el plano del bucle y del área de este.



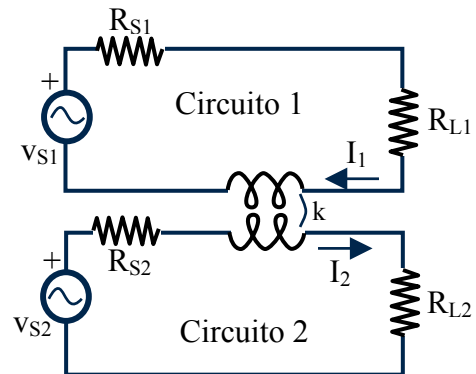
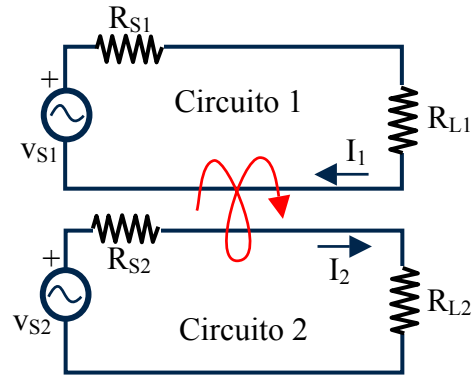
Considérese el caso de dos circuitos con forma de bucle, que se encuentran magnéticamente acoplados.

En la figura inferior se muestra el modelo equivalente, en función de las autoinducciones de cada circuito y de la inducción mutua entre ambos. En el caso de que los circuitos tengan forma de una espira, los valores de los parámetros inductivos son:

$$L_1 = k_1 \mu A_1 \quad L_2 = k_2 \mu A_2 \quad M = k_{12} \sqrt{L_1 L_2}$$

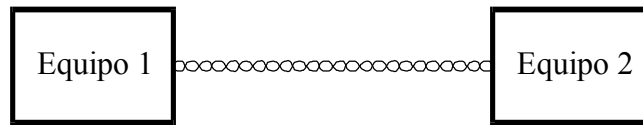
La fuerza electromotriz en el segundo circuito, es también función de la fuerza electromotriz inducida en L_2 por la intensidad I_1 .

$$V_2 = V_{S2} + j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1$$



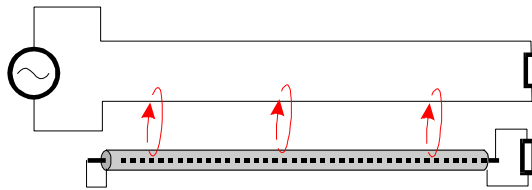
Aspectos importantes para evitar la interferencia magnética en los equipos, son:

- Se deben reducir las áreas de los bucles de los circuitos. Para ello, las líneas de cables largos deben estar trenzados.

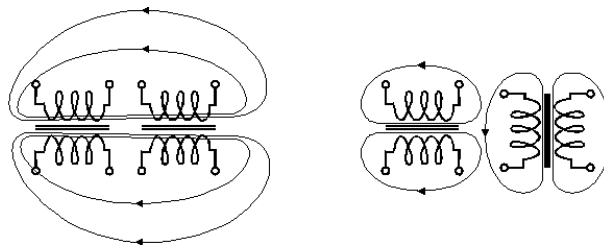


- La utilización de un cable coaxial también elimina el acoplo magnético, no por el apantallamiento que supone, sino por la simetría de los conductores evita la presencia de bucles.

○



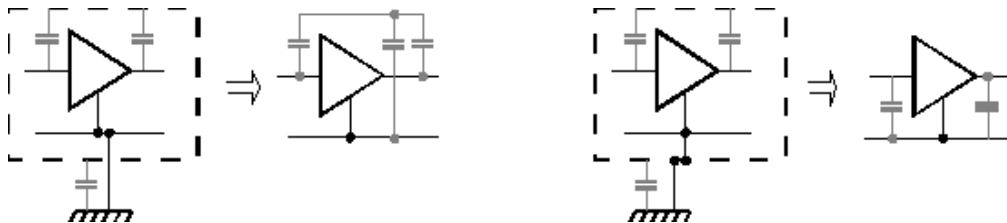
- Se deben reducir los niveles de corriente, para lo que hay que incrementar los valores de las impedancias de los circuitos.
- Se deben orientar los circuitos de forma que los factores de acoplo entre ellos se reduzcan.



- Los blindajes y apantallamientos metálicos habituales, son ineficaces a efecto de eliminar interferencias magnéticas. Se necesitaría utilizar materiales magnéticos.

4.6 BLINDAJES, APANTALLAMIENTOS Y PUESTAS A TIERRA.

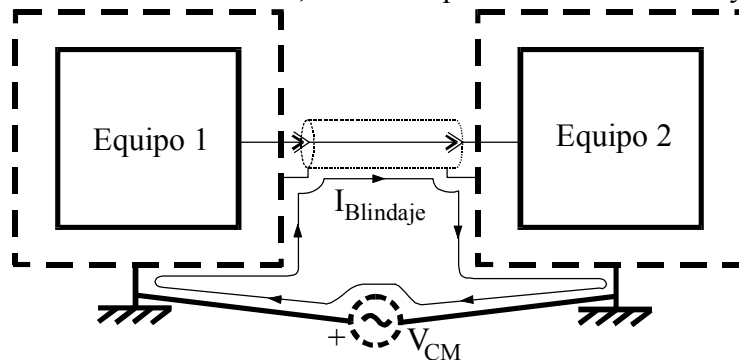
Se ha planteado la necesidad de introducir blindajes de cables y apantallamientos de equipos para eliminar las interferencias eléctricas por acoplamiento capacitivo, y así mismo, la necesidad de que los blindajes y los apantallamientos estén conectados a tierra para que sean eficaces.



Así mismo, se ha planteado que para evitar las interferencias conductivas y las interferencias magnéticas, se deben evitar las conexiones múltiples entre equipos, que provocan corrientes de deriva, y bucles que captan campos magnéticos.

Ambas condiciones son a veces contradictorias.

Ejemplo: Considérese el caso de dos equipos interconectados a través de un cable blindado y conectado a dos puntos de tierra diferentes, entre los que como es común hay una diferencia de potencial de 2 voltios. Supóngase que la resistencia de los apantallamientos y de los blindajes entre los dos puntos de masa es de 0.5 ohmios.

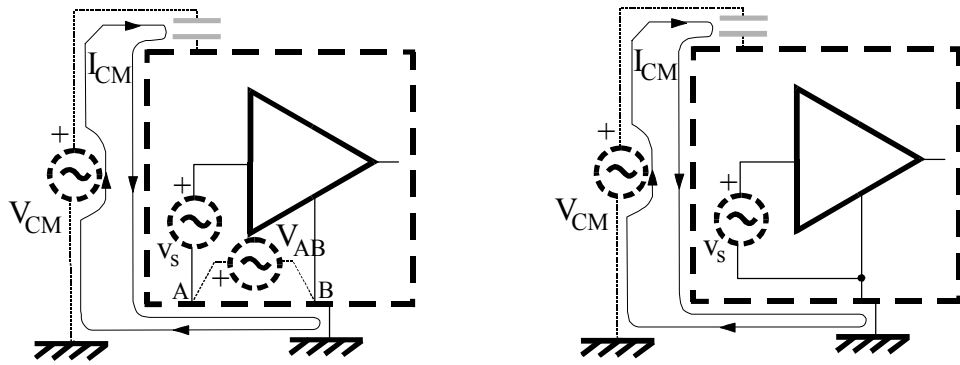


En este caso la intensidad que fluye por el blindaje es,

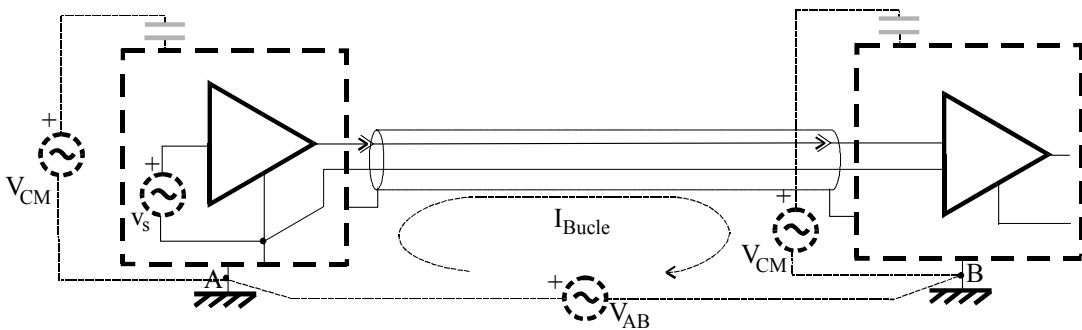
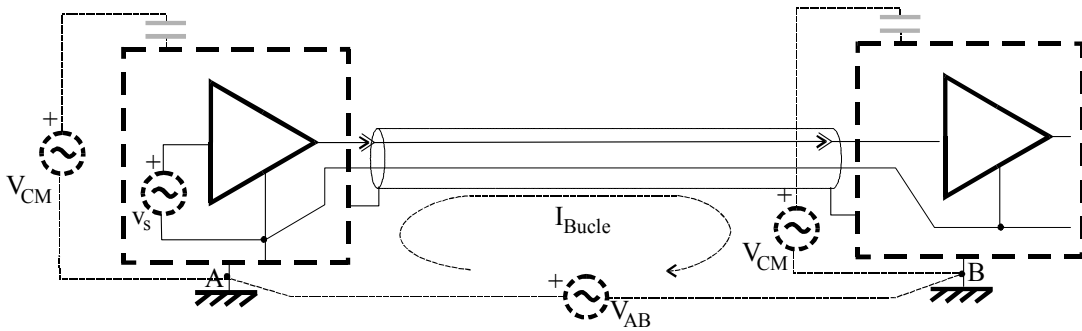
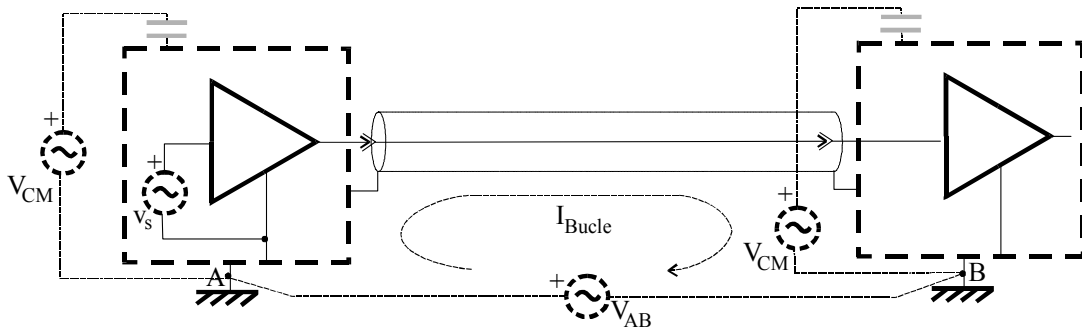
$$I_{blindaje} = \frac{V_{CM}}{R_{blindaje}} = \frac{2V}{0.5\Omega} = 4A.$$

Estas intensidades tan elevadas, producen interferencias conductivas importantes, y así mismo, fluyendo en puntos tan próximos a las líneas de señal, produce intensas interferencias magnéticas.

En el caso de un equipo con un único apantallamiento, es importante que la interconexión del nudo de referencia del circuito, con el apantallamiento del equipo, solo se realice en un punto. En caso contrario, la caídas de tensión conductivas a través del blindaje produce un efecto de interferencia.

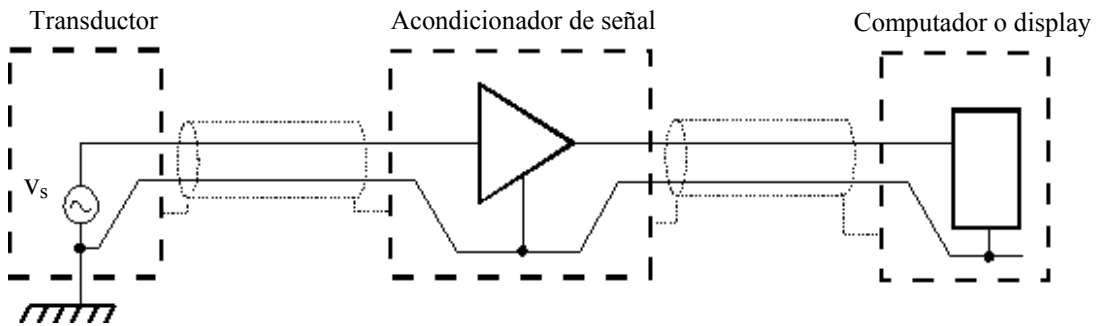


En el caso de sistemas con múltiples cajas de apantallamientos, también es adecuado buscar que en el conjunto de equipos solo haya una conexión entre el nudo común de señal y el apantallamiento. En este caso hay que utilizar cables blindados de múltiples hilos, para transferir la línea de referencia común.

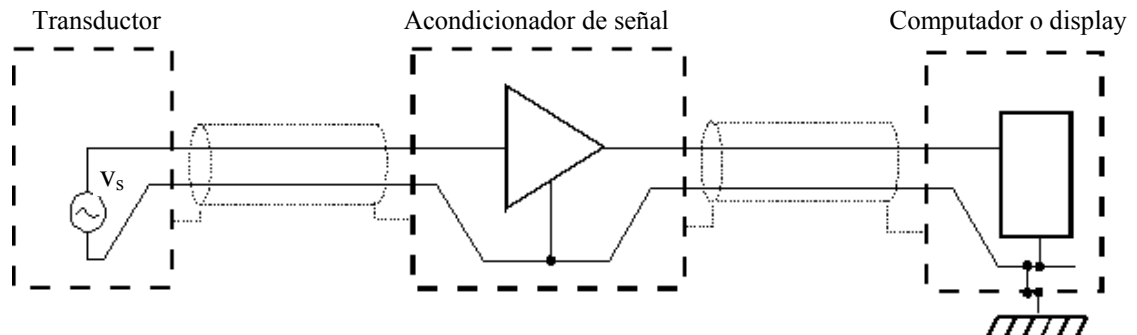


BLINDAJES Y TIERRAS EN SISTEMAS CON MÚLTIPLES EQUIPOS.

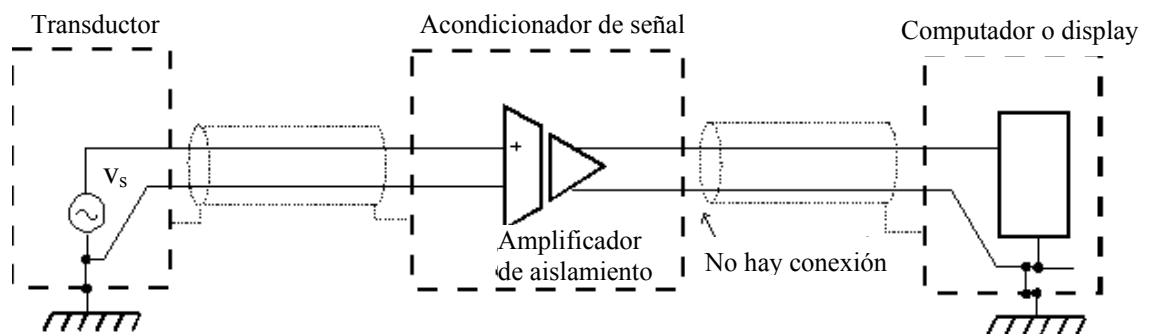
Sistema con conexión a tierra solo en la fuente



Sistema con conexión a tierra solo en el equipo de medida.



Sistema con conexión a tierra en la fuente y en el equipo de medida.



4.7 AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO.

Los amplificadores de aislamiento son amplificadores en los que las etapas de entrada, de salida y de alimentación están eléctricamente aisladas. Esto supone que entre las entradas, salidas y alimentaciones, se pueden mantener diferencias de tensiones muy elevadas (cientos o millares de voltios).

Con los amplificadores de aislamiento se resuelven tres problemas:

- 1) Se asegura el aislamiento eléctrico entre diferentes equipos. Entre ellos solo fluye la señal. Esto es a veces requerido por normas de seguridad.
- 2) Permite operar con niveles en modo común muy elevados.
- 3) Aísla físicamente los diferentes equipos, y con ello se eliminan interferencias, conductivas y magnéticas.

En la siguiente tabla se comparan las características de un amplificador de instrumentación y un amplificador de aislamiento.

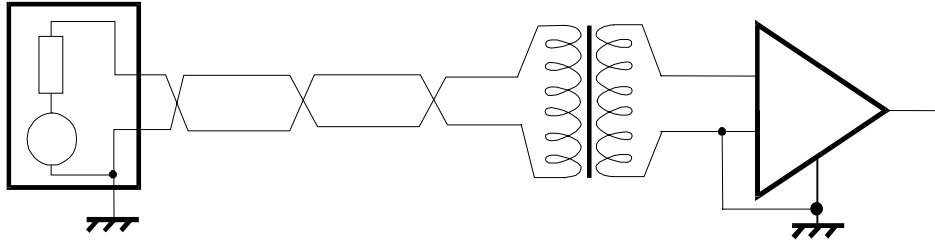
Concepto	Amplificador de aislamiento	Amplificador de instrumentación
CMR en ganancia unitaria (dc a 100 Hz)	115 dB	80 dB
Rango de voltaje en modo común	± 2.5 KV dc (± 7.5 KV pico)	± 10 V
Rango de voltaje diferencial de entrada	240 V rms (± 6.5 KV pico)	± 10 V
Configuración de terminales de entrada	Requiere solo dos conductores de entrada	Requiere tres conductores de entrada (uno de retorno)
Anchura de banda (pequeña señal)	DC a 2 kHz	Dc to 1.5 MHz
Nolinealidad en la ganancia	0.05 %	0.01 %
Dependencia de la ganancia de la temperatura	± 0.01 %/°C	± 0.0015 %/°C
Dependencia del offset de la temperatura	± 300 μ V/°C	± 150 μ V/°C

Existen diferentes tecnologías para diseñar amplificadores de aislamiento:

- Basados en transformadores y acoplos inductivos.
- Basados dispositivos optoelectrónicos.
- Basados en acoplos capacitativos.

AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO BASADOS EN TRANSFORMADORES

La señal se transfiere entre la etapa de entrada y la etapa de salida por inducción a través de un transformador. Esto limita fuertemente la anchura de banda del amplificador.



Como ejemplo de amplificador basado en transformadores se muestran las características del amplificador de aislamiento AD204 de Analog Devices. Este es un amplificador de aislamiento de propósito general que puede ser utilizados en una amplia gama de aplicaciones en las que las señales de entrada deben ser medida sin conexión galvánica.



Low Cost, Miniature Isolation Amplifiers

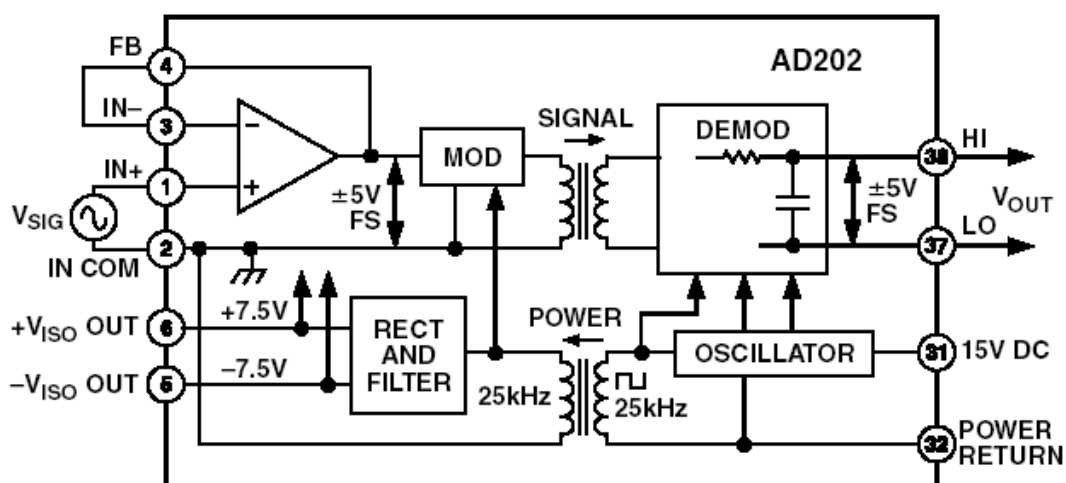
AD202/AD204

FEATURES

- Small Size: 4 Channels/Inch
- Low Power: 35 mW (AD204)
- High Accuracy: $\pm 0.025\%$ Max Nonlinearity (K Grade)
- High CMR: 130 dB (Gain = 100 V/V)
- Wide Bandwidth: 5 kHz Full-Power (AD204)
- High CMV Isolation: ± 2000 V pk Continuous (K Grade) (Signal and Power)
- Isolated Power Outputs
- Uncommitted Input Amplifier

APPLICATIONS

- Multichannel Data Acquisition
- Current Shunt Measurements
- Motor Controls
- Process Signal Isolation
- High Voltage Instrumentation Amplifier



AD202 Functional Block Diagram

AD202—SPECIFICATIONS (Typical @ 25°C and $V_S = 15\text{ V}$ unless otherwise noted.)

Model	AD202J	AD202K
GAIN		
Range	*	*
Error	*	*
vs. Temperature	*	*
vs. Time	*	*
vs. Supply Voltage	$\pm 0.01\%/V$	$\pm 0.01\%/V$
Nonlinearity ($G = 1\text{ V/V}$) ¹	$\pm 0.05\%$ max	$\pm 0.025\%$ max
Nonlinearity vs. Isolated Supply Load	*	*
INPUT VOLTAGE RATINGS		
Input Voltage Range	*	*
Max Isolation Voltage (Input to Output)		
AC, 60 Hz, Continuous	750 V rms	1500 V rms
Continuous (AC and DC)	$\pm 1000\text{ V Peak}$	$\pm 2000\text{ V Peak}$
Isolation-Mode Rejection Ratio (IMRR) @ 60 Hz		
$R_S \leq 100\ \Omega$ (HI and LO Inputs) $G = 1\text{ V/V}$	105 dB	105 dB
$G = 100\text{ V/V}$	*	*
$R_S \leq 1\text{ k}\Omega$ (Input HI, LO, or Both) $G = 1\text{ V/V}$	100 dB min	100 dB min
$G = 100\text{ V/V}$	*	*
Leakage Current Input to Output @ 240 V rms, 60 Hz	*	*
INPUT IMPEDANCE		
Differential ($G = 1\text{ V/V}$)	*	*
Common-Mode	*	*
INPUT BIAS CURRENT		
Initial, @ 25°C	*	*
vs. Temperature (0°C to 70°C)	*	*
INPUT DIFFERENCE CURRENT		
Initial, @ 25°C	*	*
vs. Temperature (0°C to 70°C)	*	*
INPUT NOISE		
Voltage, 0.1 Hz to 100 Hz	*	*
$f > 200\text{ Hz}$	*	*
FREQUENCY RESPONSE		
Bandwidth ($V_O \leq 10\text{ V p-p}$, $G = 1\text{ V-50 V/V}$)	2 kHz	2 kHz
Settling Time, to $\pm 10\text{ mV}$ (10 V Step)	*	*
OFFSET VOLTAGE (RTI)		
Initial, @ 25°C Adjustable to Zero	$(\pm 15 \pm 15/G)\text{ mV max}$	$(\pm 5 \pm 5/G)\text{ mV m}$
vs. Temperature (0°C to 70°C)	*	*
RATED OUTPUT		
Voltage (Out HI to Out LO)	*	*
Voltage at Out HI or Out LO (Ref. Pin 32)	*	*
Output Resistance	7 k Ω	7 k Ω
Output Ripple, 100 kHz Bandwidth	*	*
5 kHz Bandwidth	*	*
ISOLATED POWER OUTPUT²		
Voltage, No Load	*	*
Accuracy	*	*
Current	400 μA Total	400 μA Total
Regulation, No Load to Full Load	*	*
Ripple	*	*
OSCILLATOR DRIVE INPUT		
Input Voltage	N/A	N/A
Input Frequency	N/A	N/A
POWER SUPPLY (AD202 Only)		
Voltage, Rated Performance	15 V \pm 5%	15 V \pm 5%
Voltage, Operating	15 V \pm 10%	15 V \pm 10%
Current, No Load ($V_S = 15\text{ V}$)	5 mA	5 mA
TEMPERATURE RANGE		
Rated Performance	*	*
Operating	*	*
Storage	*	*
PACKAGE DIMENSIONS⁴		
SIP Package (Y)	*	*
DIP Package (N)	*	*

AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO BASADOS EN FOTOACOPLADORES

Los amplificadores de aislamiento basados en fotoacopladores, se basa en transferir la señal entre la etapa de entrada y de salida mediante una señal luminosa, con lo que ambos circuitos quedan perfectamente eléctricamente aislados. Las ventajas de los amplificadores de aislamiento basados en fotoacopladores, frente a los basados en transformador, se pueden observar en la siguiente tabla.

Características	Acoplo inductivo	Acoplo óptico
	Modulación amplitud	Modulación intens-luz
Nolinealidad max. (%)	0.03 - 0.3	0.05 - 0.2
Tensión aislamiento	> 7.5 KV	> 5 KV
CMR (60 Hz) y (0 dB)	> 120 dB	> 120 dB
Anchura de banda	2.5 KHz	10 - 30 KHz
Interferencia generada	Baja	Ninguna
Suceptibilidad HF	Alta	Muy baja
Tamaño (cm ³)	75 - 150	< 1
Precio	> 5.000 pts	> 2.500 pts

En la figura se muestra la estructura interna de un amplificador de aislamiento basado en fotoacopladores comercial. Los fotodiodos D_1 y D_2 son de características idénticas, lo que garantiza la linealidad del amplificador:

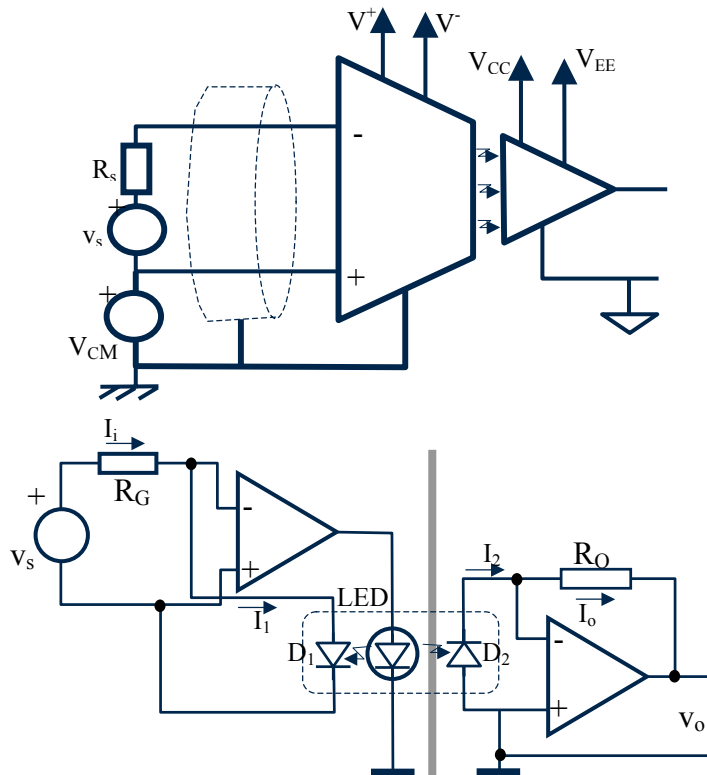
$$I_1 = I_i$$

$$I_1 = -I_2 = \frac{V_s}{R_G}$$

$$I_o = I_2$$

$$v_o = -I_o R_o = V_s \frac{R_o}{R_G}$$

En este caso el circuito no incluye las fuentes de alimentación de las etapas de entrada y de salida. Estas hay que proporcionarlas externamente, y en entre ellas se debe garantizar el aislamiento.





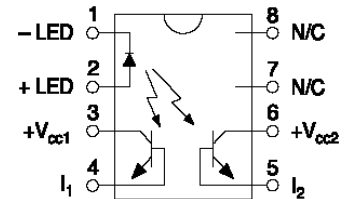
Features

- 8 Pin Flatpack or DIP Package (PCMCIA Compatible)
- Couples Analog and Digital Signals
- Wide Bandwidth (>200kHz)
- High Gain Stability
- Low Input/Output Capacitance
- Low Power Consumption
- 0.01% Servo Linearity
- THD 87dB Typical
- Machine Insertable, Wave Solderable
- Surface Mount and Tape Reel Versions Available

Applications

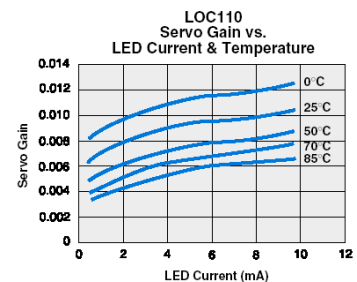
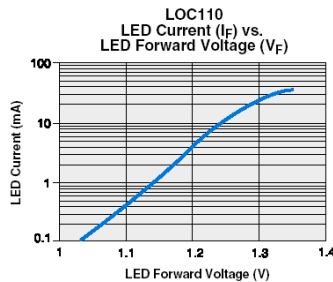
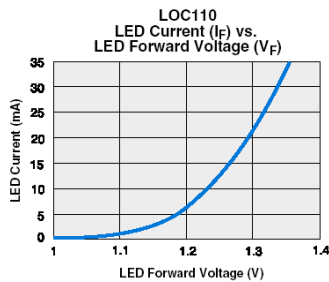
- Modem Transformer Replacement With No Insertion Loss
- Digital Telephone Isolation
- Power Supply Feedback Voltage/Current
- Medical Sensor Isolation
- Audio Signal Interfacing
- Isolation of Process Control Transducers

Pin Configuration



Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Units
Input Characteristics @ 25°C						
LED Voltage Drop	$I_F=2-10mA$	V_F	0.9	1.2	1.4	V
Reverse LED Current	$V_R=5V$	I_R	-	-	10	μA
Coupler/Detector Characteristics @ 25°C						
Dark Current	$I_F=0mA, V_{CC}=15V$	I_D	-	1	25	nA
K1, Servo Gain (I_2/I_1)	$I_F=2-10mA, V_{CC}=15V$	K1	0.004	0.007	0.030	-
K2, Forward Gain (I_2/I_F)	$I_F=2-10mA, V_{CC}=15V$	K2	0.004	0.007	0.030	-
K3, Transfer Gain (K_2/K_1)	$I_F=2-10mA, V_{CC}=15V$	K3	0.550	1.0	1.426	-
$\Delta K3$, Transfer Gain Linearity (non-servoed)	$I_F=2-10mA$	$\Delta K3$	-	-	1.0	%
K3 Temperature Coefficient	$I_F=2-10mA, V_{det}=-5V$	$\Delta K3/\Delta T$	-	0.005	-	%/°C
Common Mode Rejection Ratio	$V=20V_{p-p}, R_L=2K\Omega, F=100Hz$	CMRR	-	130	-	dB
Total Harmonic Distortion	$F_0=350Hz, 0dBm$	THD	-96	-87	-80	dB
Frequency Response	Photoconductive Operation	BW (-3dB)	-	200	-	kHz
	Photovoltaic Operation	BW (-3dB)	-	40	-	kHz
Input/Output Capacitance	-	$C_{i/o}$	-	3	-	pF



AMPLIFICADORES DE AISLAMIENTO CON ACOPLOS CAPACITATIVOS

Son amplificadores de aislamiento que incorporan una técnica de modulación/demodulación en frecuencia, y transmite la señal a través de 2pF que constituyen la barrera de aislamiento. La barrera no afecta a la integridad de la señal y da lugar a una fiabilidad excelente y una completa inmunidad al ruido externo.

Un ejemplo de este tipo de amplificador de aislamiento es el modelo ISO124 de Burr Brown, cuyo diagrama de bloques y principales características se muestra,

ISO124

Precision Lowest-Cost ISOLATION AMPLIFIER

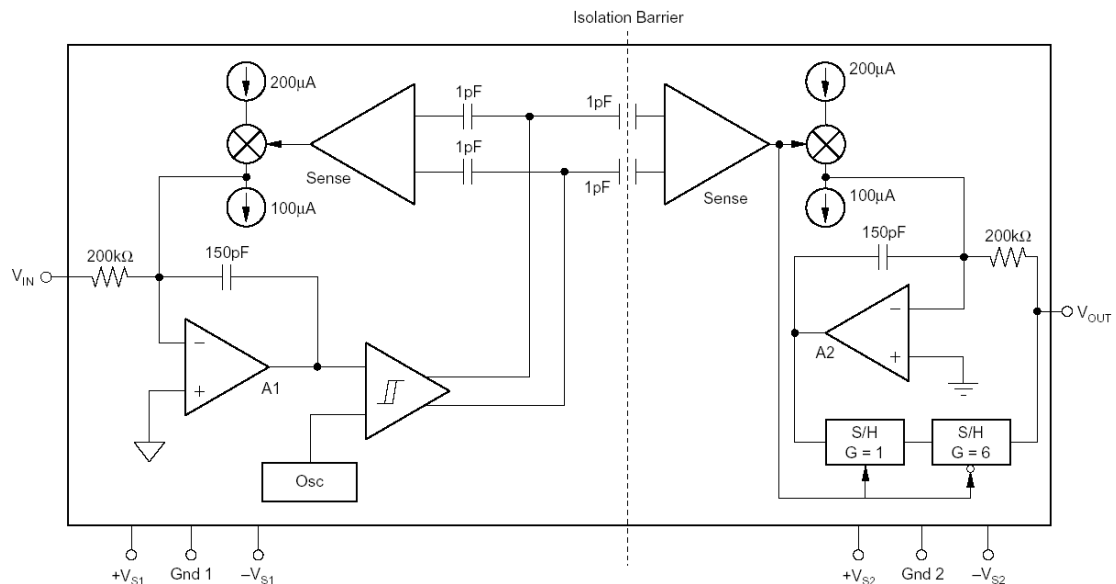


FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_O = \pm 10V$
- DIP-16 AND SO-28
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4-20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ISO124

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test ⁽¹⁾ Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1s, 5pc PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18	0.5	Vac Vac dB $\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity ⁽²⁾	$V_O = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\text{Hz}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage ⁽³⁾		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small-Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40	100 65	+85 +85 +125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

REFERENCIAS

Fuentes y caracterización del ruido intrínseco

- [FRA88] FRANCO S.: "Design with operational amplifiers and analog integrated circuits". Mc Graw Hill, 1988
- [BUC92] BUCHLA D. y McLACHLAN W.: "Applied Electronic Instrumentation and Measurement" MacMillan Publishing Co., 1992.

Interferencias

- [JAC93] JACOB J.M.: "Industrial Control Electronics: Applications and design" Prentice Hall, 1993.
- [PUT88] PUTTEN A.: "Electronic measurement systems" Prentice Hall, 1988.