Ruido intrínseco en dispositivos electrónicos
Índice

1.- Concepto de ruido.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

3.- Tipos de ruido intrínseco.

4.- Análisis de ruido.

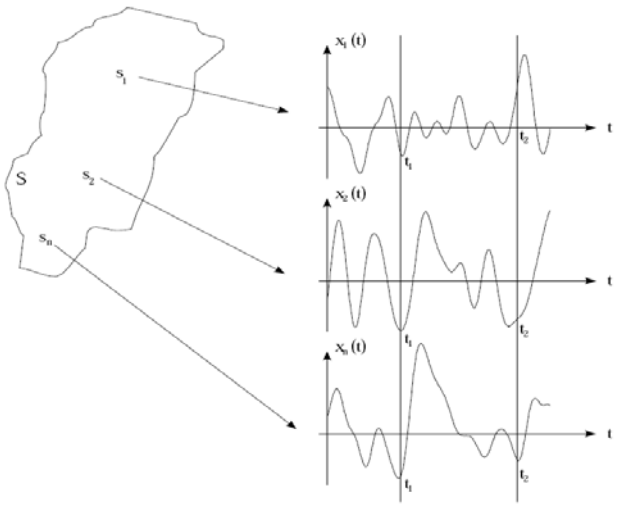
5.- Amplificadores Lock-In.

6.- Mediadores de señal.

1.- Concepto de ruido.

Ruido → Cualquier señal indeseada que se suma a la que transporta la información útil.

- El ruido un **proceso estocástico**: sucesión de variables aleatorias que evolucionan en función de otra variable (tiempo). Cada una de las variables aleatorias del proceso tiene su propia función de distribución de probabilidad y, entre ellas, pueden estar correlacionadas o no.



Problema complejo: en cada instante de tiempo se tiene que evaluar una función aleatoria distinta

En la práctica, los ruidos que se producen en un circuito electrónico se pueden considerar **estacionarios en sentido amplio**: sus dos primeros momentos (media y varianza) son independientes del tiempo.

1.- Concepto de ruido.

Tipos de ruido en función de sus características y origen:

- **Ruido interno o intrínseco:**

  - Generado internamente en los dispositivos electrónicos debido a los diferentes fenómenos físicos que tienen lugar en ellos.

  - Determinante en aplicaciones en las que la información es de amplitud reducida y/o elevado ancho de banda.

  - Es de naturaleza aleatoria.

- **Ruido externo o interferencias:**

  - Señales que se acoplan a los sistemas electrónicos generadas por otros sistemas naturales (tormentas, etc.) o construidos por el hombre (motores, instrumentación, etc.)

  - Caracterizado por las señales del sistema que las genera y por el método de acoplo.

  - Debe considerarse en todas las aplicaciones electrónicas.

  - Puede ser periódico, intermitente o aleatorio.

1.- Concepto de ruido.

Métodos para evitar/eliminar el ruido

- **Ruido externo o interferencias:**

  - Se puede reducir utilizando blindajes electrostáticos y/o magnéticos (según campo predominante). No se degradan las prestaciones del sistema.

  - También se reduce utilizando las técnicas de diseño adecuadas.

- **Ruido interno o intrínseco:**

  - La forma de reducirlo es mediante **métodos de filtrado** y **promediado de señal**. Estas técnicas pueden afectar a las prestaciones del sistema (ancho de banda).

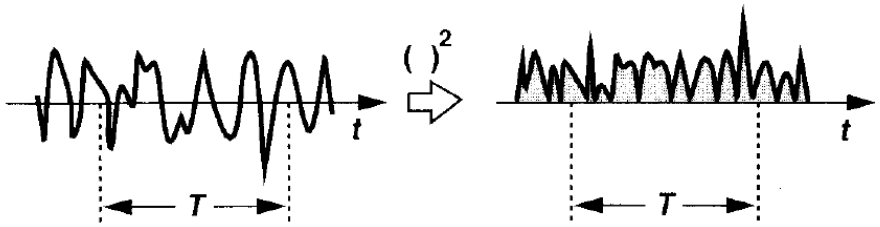
  - Realizar diseños cuidadosos desde el punto de vista de ruido y emplear elementos de bajo ruido.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Propiedades estadísticas que permiten cuantificar el nivel de ruido

Dominio del tiempo.

- **Valor cuadrático medio (RMS, *Root Mean Square*).**



Se calcula como:

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

Siendo *T* una medida de tiempo adecuada a la información que se desea extraer.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio del tiempo (cont.)

- **Potencia de ruido (Potencia normalizada).**

  - El cuadrado del valor cuadrático medio RMS (tensión o intensidad) representa la potencia media disipada sobre una resistencia de 1 Ω.

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

- **Función de distribución.**

  - Es una función que asigna a cada suceso definido sobre la variable aleatoria la probabilidad de que dicho suceso ocurra.

  - La derivada de la función distribución es la **función densidad de probabilidad**.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio del tiempo (cont.)

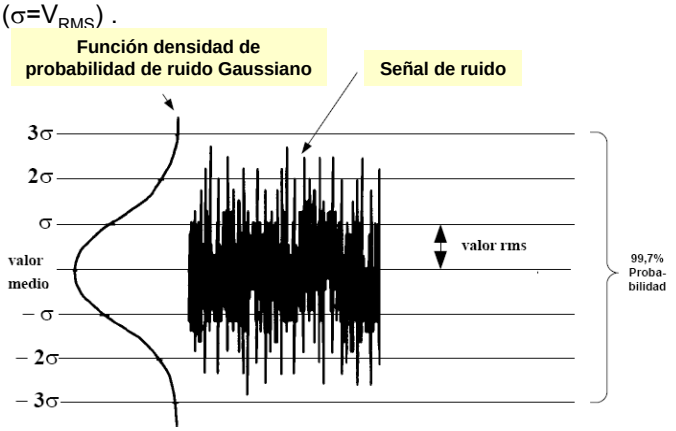
Función densidad de probabilidad de amplitudes (f.d.p).

- Función que representa cómo se distribuye la probabilidad de que el ruido presente unos niveles de amplitud determinados.

- La función de densidad de probabilidad se utiliza en estadística con el propósito de conocer **cómo se distribuyen las probabilidades de un suceso** o evento, en relación al resultado del suceso.

-Todos los ruidos intrínsecos estudiados tienen una f.d.p gaussiana de media cero y cuya desviación típica es igual al valor eficaz de la amplitud del ruido ($\sigma=V_{RMS}$) .

$$p(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-V^2/2\sigma^2}$$



2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio del tiempo (cont.)

• Factor de cresta.

- Relación entre la amplitud de pico de una señal y su valor eficaz.

- Para ruidos gaussianos se le debe asociar una probabilidad:

  Ejemplo: Un factor de cresta de 2,56 sería el necesario para asegurar que durante el 99% del tiempo de observación de la señal, su amplitud de pico no supera 2.56 veces su valor eficaz.

- Según la aplicación es necesario considerar un factor de cresta u otro, siendo habitual utilizar un valor 3 ó 4 para el ruido.

Dominio del tiempo (cont.)

- **Suma de ruidos.**

- Cuando se suman en un punto del sistema varias señales, el valor cuadrático medio equivalente viene dado por:

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

$$E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + 2\,c_{12}E_{n1}E_{n2}}$$

Siendo c_{12} el coeficiente de correlación entre las variables estocásticas $e_{n1}(t)$ y $e_{n2}(t)$ ($-1 \le c_{12} \le +1$):

- Si $c_{12}=0$ → Variables incorreladas → $E_n = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2}$

- Si $c_{12}= \pm 1$ → Variables totalmente correladas, por ejemplo dos variables aleatorias que estén producidas por el mismo fenómeno físico. Las fuentes correladas pueden sumar o restar su contribución de ruido.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio del tiempo (cont.)

Función correlación ($R_{NX}(\tau)$).

- Es un método de análisis que cuantifica la similitud entre dos señales (n(t) y x(t)), comparándolas en función de un desplazamiento temporal τ.

$$R_{NX}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} n(t)x(t+\tau)\,dt$$

- Cuando las dos señales comparadas son la misma se habla de función de **autocorrelación**.

- Autocorrelación para un ruido blanco → cero salvo para $\tau=0$ que coincide con la potencia del ruido.

- Autocorrelación para un ruido paso bajo → disminuye conforme se incrementa τ.

  Indica que la relación entre las amplitudes de la señal en un tiempo t y otro t+τ disminuye conforme τ se incrementa.

-Transformada de Fourier de la función autocorrelación →Densidad espectral de potencia de la señal.

  La información presente en la función autocorrelación es la misma que la proporcionada por la función densidad espectral de potencia, la primera en el dominio del tiempo y la segunda en el de la frecuencia.

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio de la frecuencia.

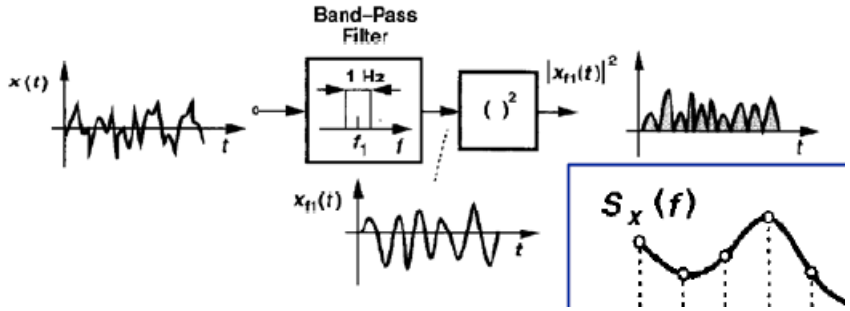
Función densidad espectral de potencia de ruido (S(f)).

- Refleja cómo se distribuye la potencia de ruido en función de la frecuencia. Define por tanto la potencia de la señal de ruido por unidad de banda de frecuencia:

$$p_n(f) = \frac{e_n^2(f)}{(1\Omega)} = i_n^2(f) \quad (1\Omega) \quad \text{siendo} \quad e_n^2(f) = \frac{dE_n^2}{df} \qquad i_n^2(f) = \frac{dI_n^2}{df}$$

$e^2_n(f)$ e $i^2_n(f)$ son las densidades espectrales al cuadrado de tensión y corriente en V^2/Hz y A^2/Hz, respectivamente

- Se puede definir también como el valor medio de la potencia de ruido normalizada en un ancho de banda de 1 Hz y se mide en V^2/Hz (A^2/Hz).



2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio de la frecuencia (cont.)

Función densidad espectral de potencia de ruido (S(f)) (Cont.).

- La potencia de ruido se distribuye por todo el espectro de frecuencia: por esto no se puede calcular la densidad espectral de potencia de ruido (se requeriría un registro de señal infinito), se puede "estimar" mediante distintas técnicas.

- A las magnitudes $e_n(f)$ e $i_n(f)$ se les denomina **densidades espectrales de ruido de tensión y corriente** respectivamente. Se miden en $V/\sqrt{Hz}$ y $A/\sqrt{Hz}$.

- Los fabricantes de componentes utilizan indistintamente la densidad espectral de potencia de ruido en tensión $e_n^2(f)$ o intensidad en $i_n^2(f)$ medidas en V^2/Hz o A^2/Hz, respectivamente, 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.

- 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:

$$E_n = \sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2(f)\, df} \qquad In = \sqrt{\int_{f_l}^{f_H} i_n^2(f)\, df}$$

$$\left.\begin{matrix} e_n^2(f) \\ i_n^2(f) \end{matrix}\right\}$$

Transformada de Fourier de la función autocorrelación de $e_n(t)$ e $i_n(t)$ según el teorema de *Wiener-Khinchin*

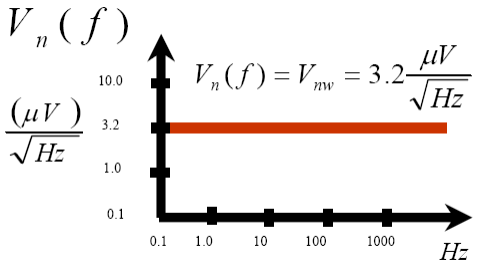
2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio de la frecuencia (cont.)

Tipos de ruido según su densidad espectral.

Ruido Blanco

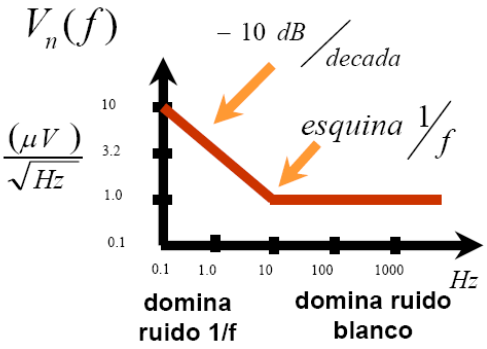
Aquel cuya densidad espectral de ruido es constante.



Ruido Rosa

- Aquel cuya densidad espectral de tensión de ruido varía de manera inversamente proporcional con la frecuencia. También recibe el nombre de ruido *1/f*.

En la práctica se superponen varias fuentes de ruido dando lugar a densidades espectrales en las que se combinan ruido de baja frecuencia y ruido blanco.



2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio de la frecuencia (cont.)

Ancho de banda equivalente de ruido.

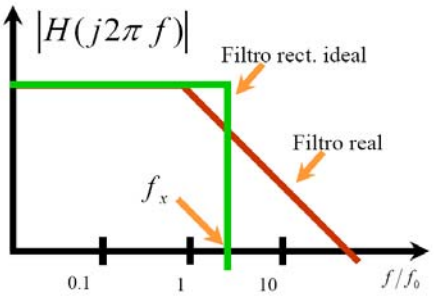
-La densidad espectral $e^2_n(f)$ de una fuente de ruido se ve alterada cuando atraviesa un filtro de función de transferencia H(f), de la siguiente manera:

$$e^2_{no}(f) = e^2_n(f)\left|H(f)\right|^2$$

-La potencia de ruido normalizada a la salida viene dada por → $E^2_{no} = \int_0^\infty e^2_n(f)\left|H(f)\right|^2 df$

-En los análisis de ruido es muy común considerar tan sólo las fuentes de ruido blanco, con lo que los análisis se simplifican.

Ancho de banda equivalente de ruido: ancho de banda de un filtro ideal rectangular que daría el mismo valor de ruido cuadrático medio (la misma potencia normalizada de ruido) en la salida frente a un ruido blanco en la entrada (se asume que ambos filtros tienen la misma ganancia en la banda pasante).



Universidad de Alcalá
Instrumentación Electrónica

2.- Modelado y cuantificación del ruido.

Dominio de la frecuencia (cont.)

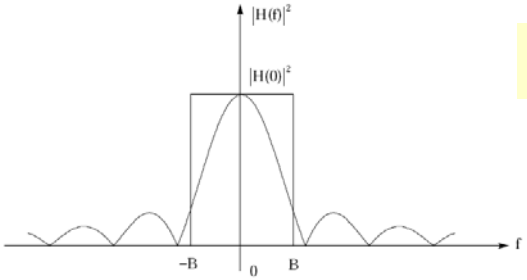
Cálculo del ancho de banda equivalente de ruido.

- Densidad espectral de potencia de ruido a la entrada → $e^2_n(f) = \frac{N_0}{2}$

- Función de transferencia del filtro real → *H(f)*

- Potencia de ruido normalizado a la salida del filtro real → $E^2_{no} = \frac{N_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty}|H(f)|^2 df = N_0\int_0^{\infty}|H(f)|^2 df$ **(1)**

- Potencia de ruido normalizado a la salida del filtro ideal paso bajo con ancho de banda *B* y amplitud en el origen la misma que el filtro real |*H(0)*| → $E^2_{no} = N_0 B|H(0)|^2$ **(2)**



Igualando las expresiones (1) y (2) para que la potencia de ruido sea la misma se obtiene el valor del ancho de banda equivalente:

$$B = \frac{\int_0^{\infty}|H(f)|^2}{|H(0)|^2}$$

3.- Tipos de ruido intrínseco.

- **Ruido térmico o Johnson.**

  - Originado por la agitación térmica de los electrones en un elemento resistivo.
  - Presenta una distribución de amplitudes gaussiana.
  - Densidad espectral de potencia de ruido térmico:

$$v^2_{Nt} = 4kTR(V^2/Hz)$$

T: Temperatura en Kelvin.

R: Valor de la resistencia en Ω.

K: Constante de Boltzmann (k=1.38x10^{-23} J/K).

- Esta aportación de ruido no depende de la calidad del elemento resistivo e impone el nivel mínimo de ruido introducido por un resistor ideal.
- Independiente de la frecuencia (ruido blanco).

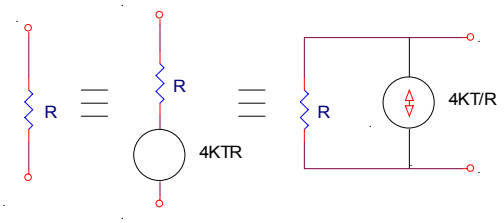
3.- Tipos de ruido intrínseco.

- **Ruido térmico o Johnson (Cont.)**

  - Orden de magnitud de la densidad espectral de ruido térmico para diferentes valores de resistencia y para una temperatura T=298ºK.

R (Ω)	50	100	1000	100K	1M
v_N(nV/√Hz)	0.9	1.3	4.1	40.6	128.3

  - Circuitos equivalentes:

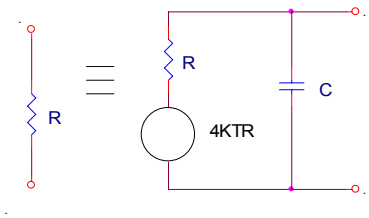


Equivalente en tensión y corriente del ruido térmico de una resistencia sin considerar la capacidad parásita asociada a R.

3.- Tipos de ruido intrínseco.

- **Ruido térmico o Johnson (Cont.)**

  - Circuitos equivalentes:



$$Bn_{eq} = \frac{\pi}{2}\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{4RC}$$

Equivalente de ruido real de un resistor considerando la capacidad parásita (C) asociada a R.

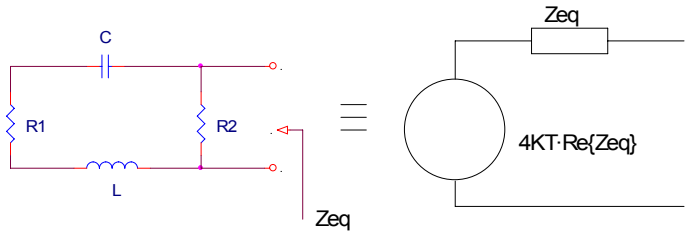
La potencia total de ruido generada es independiente del valor de R:

$$v_{Nt}^2 = 4kTR\left|\frac{1/jwC}{R+1/jwC}\right|^2 = \frac{4kTR}{1+(wRC)^2}(V^2/Hz) \rightarrow V_{Nt}^2 = \int_0^\infty v_{Nt}^2\,df = \frac{kT}{C}(V^2)$$

3.- Tipos de ruido intrínseco.

- **Ruido térmico o Johnson (Cont.)**

  - Cálculo del equivalente de tensión de ruido entre dos puntos cualesquiera de una red formada por diferentes elementos pasivos:



  $Z_{eq:}$ Impedancia equivalente entre los dos puntos

  Densidad espectral de potencia: Producida por la parte real de dicha impedancia.

El ruido térmico aparece en cualquier dispositivo que presente resistencias en su equivalente real: condensadores, inductores, transistores, etc.

3.- Tipos de ruido intrínseco.

- **Ruido Shot.**

  - Se genera siempre que una corriente atraviesa una barrera de potencial (uniones pn, por ejemplo).

  - Debido a las fluctuaciones de corriente producidas por la generación y difusión aleatorias de portadores de carga.

  - Densidad espectral de potencia de ruido Shot:

$$i_{Nsh}^2 = 2qI_{DC}(A^2/Hz)$$

  q: carga de un electrón (1.6×10^{-19} coulombs)

  I_{DC}: valor medio de la corriente que atraviesa la barrera de potencial en amperios.

3.- Tipos de ruido intrínseco.

• Ruido Shot.

- Características del ruido Shot (las mismas que las del ruido térmico):

  • Distribución de amplitud gaussiana.

  • Densidad espectral de potencia constante con la frecuencia y su valor no es función de las características reales del dispositivo.

  • Al igual que el ruido térmico, la capacidad asociada al dispositivo limita el ancho de banda del ruido y su potencia total.

- Densidad espectral de corriente de ruido para diferentes valores de corriente atravesando la barrera de potencial.

I_{DC} (pA)	1	10	1000	10nA	1000nA
i_N(fA/√Hz)	0.57	1.79	17.9	56.6	566

3.- Tipos de ruido intrínseco.

• Ruido de contacto (ruido en exceso, i/f ó flicker).

- Su procedencia mas común es como consecuencia de las fluctuaciones en la conductividad que se producen en contactos imperfectos entre dos materiales:

  • Contactos de un relé.

  • Unión del terminal de un componente con la pista de un circuito impreso (mala soldadura).

  • Unión entre dos semiconductores, etc.

-Densidad espectral de ruido de contacto:

$$i_{N1/f}^2 = K\frac{I_{DC}^2}{f}(A^2/Hz)$$

→

-Función de la frecuencia (ruido rosa).

- Más intenso en bajas frecuencias.

- Su valor depende de las características del dispositivo marcadas por el proceso de fabricación.

- Función de distribución de amplitudes gaussiana.

I_{DC}: Corriente media que atraviesa la unión.

f: Frecuencia.

-El ruido 1/f es el mas importante en aplicaciones de baja frecuencia.

3.- Tipos de ruido intrínseco.

• Ruido Popcorn.

- Se produce como consecuencia de imperfecciones producidas por el proceso de fabricación de los dispositivos.

- Este ruido se produce por un defecto en la unión de un dispositivo semiconductor (impurezas metálicas).

- El ruido se genera en ráfagas y produce un cambio discreto del nivel de la señal afectada.

- La duración de los pulsos puede estar entre microsegundos y segundos, no siendo periódicos.

- Su amplitud, típicamente, está entre 2 y 100 veces la amplitud del ruido térmico.

- La densidad espectral de potencia de ruido tiene una función del tipo $1/f^n$, con n de valor típico 2.

- La tensión de ruido producida es mas alta en los circuitos que presentan alta impedancia, por ejemplo, el circuito de entrada de un amplificador operacional.

4.- Análisis de ruido.

Análisis de ruido en un circuito.

• Se realiza introduciendo los equivalentes de ruido de los diferentes dispositivos y sumando las aportaciones en potencia de cada uno de ellos.

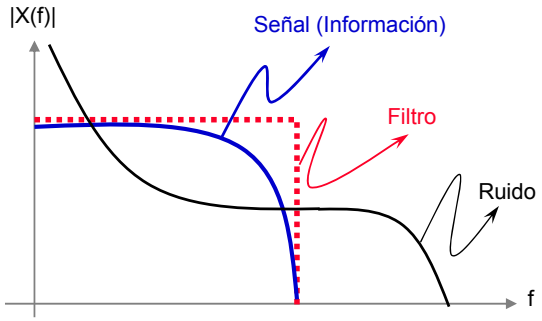
• Se aplica superposición para todos aquellos generadores de ruido que estén incorrelados.

• Lo más cómodo es que los generadores de ruido representen densidades espectrales: entonces el ruido total se calcula, posteriormente, integrando la densidad espectral total calculada en el punto de interés.

5.- Amplificador Lock-In.

Información en banda base.

• El ruido de baja frecuencia (offset y 1/f) es un problema en muchos sistemas de medida en los que la información es también de baja frecuencia.



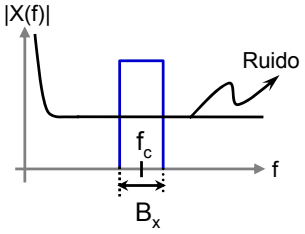
• Realizando un filtrado paso bajo no podemos "separar" el ruido de la señal.

Solución → Modular la información y realizar un filtrado paso bajo para eliminar el ruido de baja frecuencia.

5.- Amplificador Lock-In.

Información paso banda.

• Cuando la información está modulada y viene acompañada de un ruido intenso de banda ancha, la SNR puede ser muy reducida.



• En algunas ocasiones, para conseguir la SNR necesaria se debe filtrar la señal mediante un filtro paso banda muy selectivo con un elevado factor de calidad Q ($Q=f_c/B_x$):

Ejemplo: Si f_c es 1 MHz y B_x 100 Hz → $Q = \frac{f_c}{B_x} = \frac{10^6\,Hz}{100\;Hz} = 10.000$

• Un filtro paso banda de estas características presenta importantes problemas de estabilidad en su frecuencia central → la información podría quedar fuera del ancho de banda del filtro o como mínimo, atenuada en un valor indeterminado.

• En la práctica, para un correcto funcionamiento, se pueden construir filtros con un factor de calidad ≈ 50.

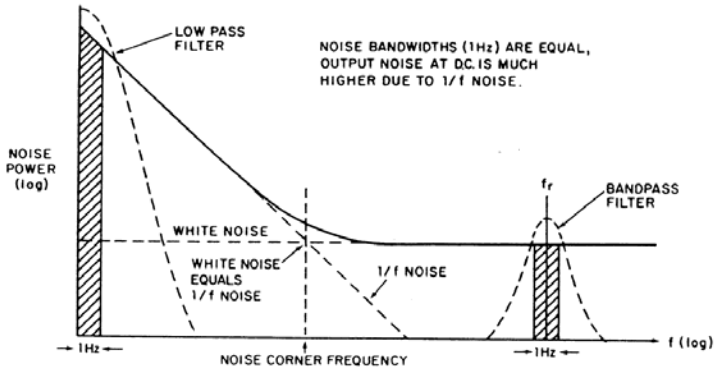
Opción más adecuada → Utilizar un amplificador Lock-In

5.- Amplificador Lock-In.

Amplificador Lock-In:

− Permite efectuar mediciones precisas aún cuando la pequeña señal de interés se encuentre superpuesta a un ruido muy intenso.

− Su uso está pensado para recuperar informaciones moduladas en amplitud.



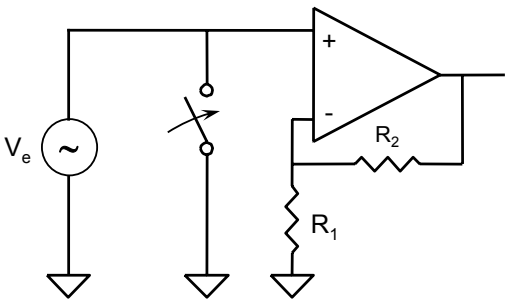
− Realizan una demodulación síncrona mediante un PSD (detector sensible a la fase).

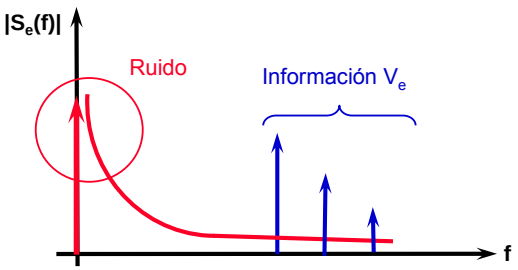
− Las señales de ruido fuera de la banda de interés, son rechazadas y no afectan a la medición.

5.- Amplificador Lock-In.

Ejemplo de información modulada: Operacional estabilizado por chopeado.

− Ruido de baja frecuencia (1/f) y offset en A.O CMOS.



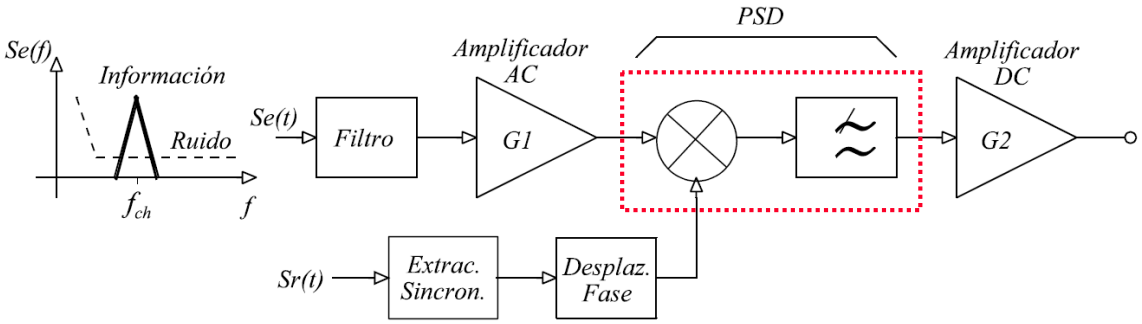


- Se ha separado la información del ruido.

- Posteriormente se amplifica y con un Lock-In se demodula y elimina el ruido de baja frecuencia.

5.- Amplificador Lock-In.

Esquema general de un amplificador Lock-In



• **Núcleo del amplificador Lock-In:** Detector Sensible a la fase (PSD) formado por un modulador y un filtro paso bajo.

PSD

⬇

Traslada (demodula) la información centrada en f_{ch} al origen de frecuencias y la selecciona mediante un filtro paso-bajo del ancho de banda necesario para asegurar la SNR requerida en la medida.

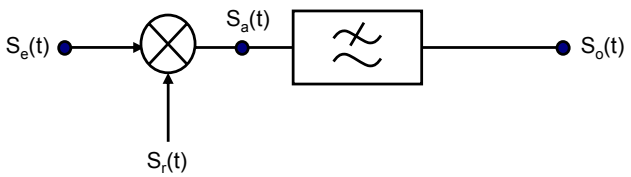
La frecuencia utiliza para demodular la información debe ser **igual** a la de su portadora.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In

• **PSD.**

- Se trata de un demodulador síncrono o coherente:



Donde:

- $S_e(t)$ → Señal de entrada modulada en amplitud.
- $S_r(t)$ → Referencia para la demodulación (Señal de referencia).

- La referencia $S_r(t)$ suele ser:

a) Una señal senoidal.

b) Una señal cuadrada.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

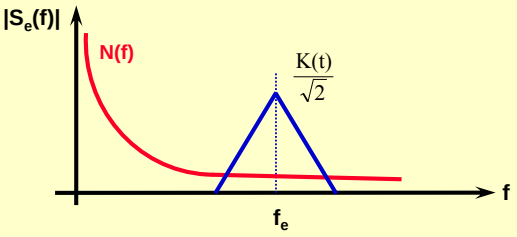
- **PSD: Referencia senoidal.**

Señal de entrada al PSD

$S_e(t) = K(t)\ sen(w_e t + \phi_e) + N(t)$

Modulación de la información

Información del sistema de medida



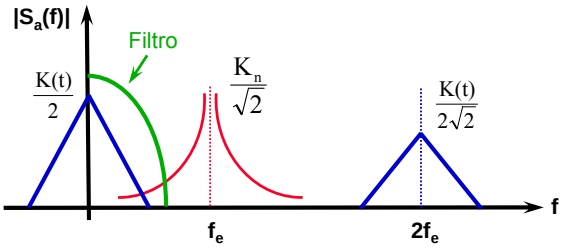
Referencia demodulador síncrono

$S_r(t) = sen(w_r t + \phi_r)$.

Señal a la salida del multiplicador

$$S_a(t) = \frac{K(t)}{2}[\cos\{(w_e - w_r)t + (\phi_e - \phi_r)\} - \cos\{(w_e + w_r)t + (\phi_e + \phi_r)\}] + N(t)S_r(t)$$

Si se cumple que : $w_e = w_r$, $\phi_e = \phi_r$ ➔ $S_a(t) = \frac{K(t)}{2}[1 - \cos(2w_e t + 2\phi_e)] + N(t)S_r(t)$



A la salida del filtro ➔ $S_O(t) = \frac{K(t)}{2} + N'(t)$ ➔ La información queda ponderada por 1/2

- El BW del filtro puede ser todo lo selectivo que se desee para eliminar el ruido fuera de banda y preservar la información.

PROBLEMA → El multiplicador introduce problemas de linealidad y exactitud.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

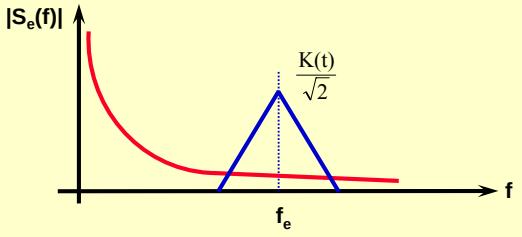
- **PSD: Referencia señal cuadrada.**

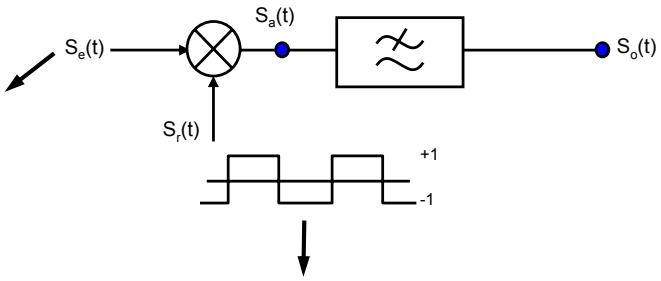
Señal de entrada al PSD

$S_e(t) = K(t)\ sen(w_e t) + N(t)$

Modulación de la información

Información del sistema de medida





Referencia demodulador síncrono (Desarrollo en serie de Fourier)

$$S_r(t) = \frac{4}{\pi}\sum_{0}^{\infty}\frac{1}{2n+1}\,sen[(2n+1)w_r t + (2n+1)\phi]$$

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

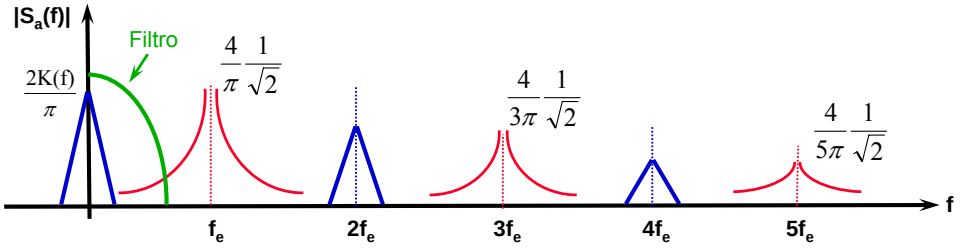
- **PSD: Referencia señal cuadrada.**

Señal a la salida del multiplicador

$$S_a(t) = \frac{2K(t)}{\pi}\left[\sum_0^{\infty}\frac{1}{2n+1}\cos\{[(2n+1)w_r - w_e]t + (2n+1)\phi\} - \sum_0^{\infty}\frac{1}{2n+1}\cos\{[(2n+1)w_r + w_e]t + (2n+1)\phi\}\right] + N(t)S_r(t)$$

- Para demodular la señal se tienen infinitas posibilidades → $(2n+1)f_r = f_e$.

- Como interesa máxima sensibilidad → $f_r = f_e$



- La referencia $S_r(t)$ no debe tener componente continua, de lo contrario parte del ruido de baja frecuencia se mantendría a la salida empeorando por tanto SNR.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

- **PSD: Referencia señal cuadrada.**

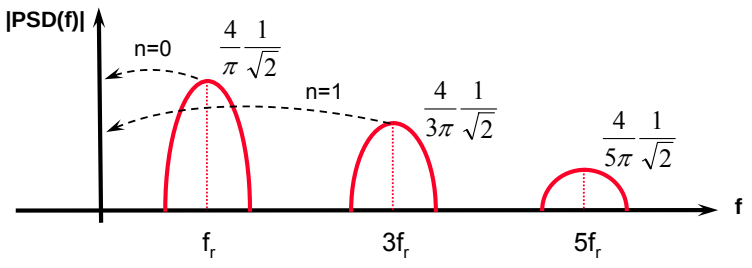
Señal a la salida del filtro

Información ponderada por un factor 2/π

Ruido residual debido a las "colas" de las densidades espectrales de ruido, mas el ruido que viene en la misma banda que la señal.

$$S_o(t) = \frac{2K(t)}{\pi}\cos\phi + N'(t) \xrightarrow{\text{Ajustando } \phi=0} S_o(t) = \frac{2K(t)}{\pi} + N'(t)$$

A la salida aparece un ruido residual con las siguientes ponderaciones:



5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

PSD: Relación S/R referencia senoidal vs referencia señal cuadrada.

- Con respecto a la modulación utilizando como portadora un seno, la demodulación con señal cuadrada incrementa el ruido a la salida.

- Si el ruido en $S_e(t)$ es plano por encima de f_e, la potencia de ruido para las dos modulaciones supuesto que el filtro tiene un ancho de banda equivalente de ruido B_{neq} será:

Potencia de ruido demodulando con señal seno (de amplitud el tono principal de la cuadrada, esto es Vp=4/π):

$$P_N = \frac{K_n^2}{(\sqrt{2})^2}\cdot(\frac{4}{\pi})^2 B_{neq} = \frac{8\cdot K_n^2}{\pi^2} B_{neq}$$

Potencia de ruido demodulando con señal cuadrada:

$$P_N = \frac{K_n^2}{(\sqrt{2})^2}(\frac{4}{\pi})^2 \overbrace{\sum_0^\infty (\frac{1}{2n+1})^2}^{\frac{\pi^2}{8}} B_{neq} = K_n^2 B_{neq}$$

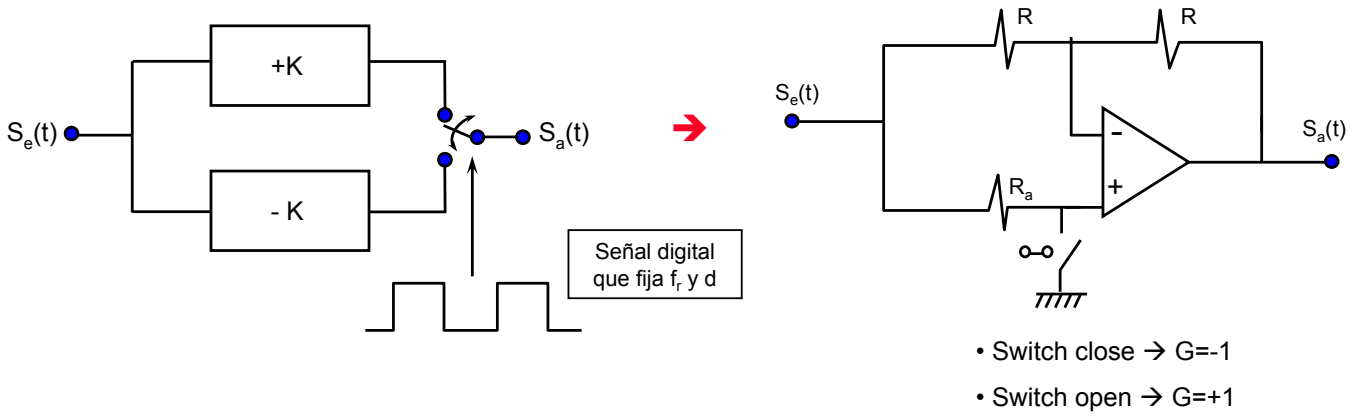
La amplitud de la información demodulada sería igual en las dos situaciones, por lo que la SNR empeora en un factor $\pi^2/8$ (1.23, equivalente a 0.9dB)), que en la práctica no es importante.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

- **PSD: Implementación.**

- Para implementar el PSD con moduladora ($S_r(t)$) cuadrada o rectangular se puede utilizar el siguiente circuito:



- Switch close → G=-1
- Switch open → G=+1

Ventaja: No utiliza multiplicador lo que reduce las alinealidades y errores de continua.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

- **Filtro de entrada.**

  - Función → Reducir el nivel de ruido que acompaña a la señal antes de ser amplificada.

- **Amplificador de alterna.**

  - La ganancia que es necesario aplicarle a la señal de entrada debe repartirse objetivamente entre el amplificador de alterna y el de continua de salida.

  -Sistemas de medida → interesa que las señales que llevan la información presenten la máxima amplitud posible durante su tránsito por el sistema, para reducir las aportaciones relativas de error de los diferentes módulos.

  - Por tanto, la ganancia de este amplificador debe acercarse lo máximo posible a la necesaria para conseguir la sensibilidad final del sistema, pero evitando la saturación y alinealidad que puede producir el ruido que acompaña a la información.

- **Amplificador de continua.**

  - Suministra la ganancia final necesaria para conseguir la sensibilidad deseada a la salida, atendiendo a lo comentado para el amplificador de alterna.

  - Suele presentar muy buenas características de continua.

5.- Amplificador Lock-In.

Elementos de un amplificador Lock-In (Cont.)

- **Referencia para la demodulación.**

  - La mejor SNR se consigue utilizando una referencia con la misma forma de onda con la que llega la información a la entrada del PSD, supuesto que el ruido que la acompaña tiene un espectro plano.

- **Extractor de sincronismo.**

  - El extractor de sincronismo es el circuito encargado de extraer de $S_r(t)$ una señal adecuada para el PSD, en amplitud y requisitos temporales.

- **Desplazador de fase.**

  - Como se dedujo anteriormente, para conseguir la mayor sensibilidad a la salida del PSD se debe asegurar que la portadora para la demodulación presente la misma fase que la señal de entrada que lleva la información.

  - Aún en el supuesto de que la portadora que moduló la información se genere en el mismo sistema en el que está integrado el amplificador lock-in, en muchos casos esta portadora no es válida para la demodulación como consecuencia del desplazamiento de fase producido por el filtro de entrada y el amplificador de alterna.

  - Por lo tanto, suele ser necesario modificar la fase para conseguir máxima sensibilidad.

  - Según la aplicación, este desplazamiento puede ser fijo y predeterminado, o puede ser necesario un ajuste manual.

6.- Mediado de señal.

* TÉCNICA PARA MEJORAR S/N EN SEÑALES PASO BAJO Y EN SEÑALES REPETITIVAS.

* PRINCIPIO: ACUMULAR PORCIONES DE SEÑAL + RUIDO ADITIVO

  - LA INFORMACIÓN SE SUMA DE MANERA COHERENTE.
  - EL RUIDO (SUPUESTAMENTE INCORRELADO) SE SUMA DE MANERA INCOHERENTE.

↓

LA INFORMACIÓN CRECE MÁS RÁPIDAMENTE QUE EL RUIDO

↓

MEJORA LA SNR DE LA MEDIDA.

6.- Mediado de señal.

APLICACIONES:

1. PARA INFORMACIONES PASO BAJO: ALTERNATIVA AL FILTRADO TRADICIONAL MEDIANTE FILTROS POLINÓMICOS

2. PARA INFORMACIONES REPETITIVAS: ES LA ÚNICA SOLUCIÓN DISPONIBLE PARA MEJORAR SNR.

RESTRICCIÓN: LOS DESARROLLOS ASUMEN QUE EL RUIDO PRESENTA UNA FUNCIÓN DENSIDAD DE PROBABILIDAD DE AMPLITUDES NORMAL.

TIPOS MEDIADO:
- MEDIADO LINEAL.
- MEDIADO EXPONENCIAL.

6.- Mediado de señal.

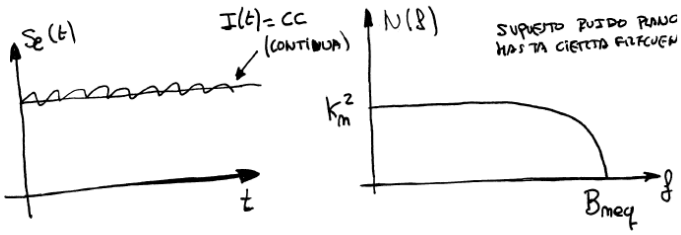
MEDIADO LINEAL

CONCEPTO → TODAS LAS PORCIONES ACUMULADAS DE SEÑAL TIENEN EL MISMO PESO EN EL RESULTADO.

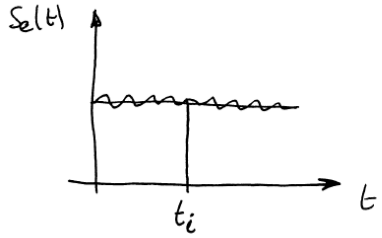
CASO 1: INFORMACIÓN PASO BAJO

$$S_e(t) = I(t) + N(t)$$

INFORMACIÓN RUIDO



* RELACIÓN SNR TOMANDO UNA MUESTRA DE FORMA DIGITAL



$$SNR\Big|_{1\ MUESTRA} = \frac{CC^2}{\sigma_N^2} = \frac{CC^2}{K_m^2 \cdot B_{meq}}$$

POTENCIA DE UN RUIDO GAUSSIANO = VARIANZA

σ_N (DESVIACIÓN TÍPICA)

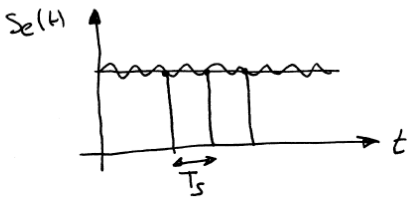
INCERTIDUMBRE EN LA MEDIDA → $I\Big|_{1\ MUESTRA} = \frac{K_m \cdot \sqrt{B_{meq}}}{CC}$

6.- Mediado de señal.

MEDIADO LINEAL (CONT.)

CASO 1: INFORMACIÓN PASO BAJO (CONT.)

* RELACIÓN SNR TOMANDO "m" MUESTRAS



$$P_{SEÑAL} = CC^2$$

$$P_{RUIDO} = \left(\frac{1}{m}\right)^2 \sum_1^m \sigma_N^2 = \frac{\sigma_N^2}{m}$$

$$SNR\Big|_{m\ MUESTRAS} = m\,\frac{CC^2}{\sigma_N^2}$$

$$SNR\Big|_{m\ MUESTRAS} = m \cdot SNR\Big|_{1\ MUESTRA}$$

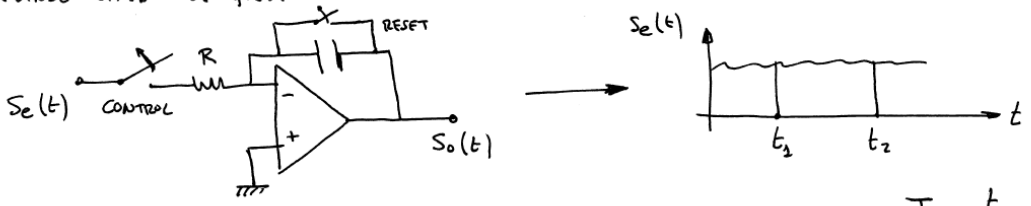
CONCLUSIÓN: LA SNR EN POTENCIAS ES DIRECTAMENTE PROPORCIONAL AL NÚMERO DE MUESTRAS.

Para que las muestras de ruido estén aproximadamente incorreladas se debe muestrear por debajo de la frecuencia de Nyquist:

$$T_S \geq \frac{1}{2B_{meq}}$$

6.- Mediado de señal.

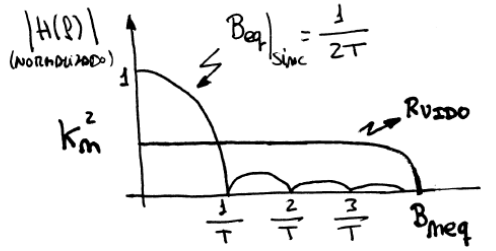
EL MEDIADO LINEAL SE PUEDE REALIZAR DE FORMA ANALÓGICA MEDIANTE UN INTEGRADOR:



SE TOMA UNA MUESTRA DE LA SEÑAL DURANTE UN PERIODO DE TIEMPO $T = t_2 - t_1$:

$$V_o(t) = \int_{t_1}^{t_2} S_e(t)\,dt = cc\cdot(t_2-t_1) + \int_{t_1}^{t_2} N(t)\,dt \xrightarrow[\text{NORMALIZANDO}]{} V_o(t) = cc + \frac{1}{t_2-t_1}\int_{t_1}^{t_2} N(t)\,dt$$

CÁLCULO SNR DEL INTEGRADOR → CONSIDERACIÓN: LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA INTEGRAL DEFINIDA ES UNA SINC DE ANCHO DE BANDA EQUIVALENTE $\frac{1}{2T}$



SUPUESTO $B_{neq} \gg \frac{1}{2T}$

$$SNR = \frac{cc^2}{K_m^2 \frac{1}{2T}} = \frac{cc^2}{K_m^2}\cdot 2T$$

6.- Mediado de señal.

LA TENSIÓN DE RUIDO EFICAZ SERÁ → $V_{n,rms} = \sqrt{K_m^2 \cdot \frac{1}{2T}\cdot T^2} = K_m\sqrt{\frac{T}{2}}$

CON EL MEDIADO ANALÓGICO CON INTEGRADOR SE PUEDE TENER UN CONTROL SOBRE LA GANANCIA DE LA SEÑAL AJUSTANDO EL TIEMPO DE INTEGRACIÓN A LAS NECESIDADES:

SI $V_o(t) = \int_T S_e(t)\,dt = T\cdot cc$ (CONSIDERANDO SOLO INFORMACIÓN) →

- SI LA SEÑAL ES DÉBIL Y CON MALA SNR SE INTEGRA DURANTE MÁS TIEMPO. SE INCREMENTA LA AMPLITUD DE LA SEÑAL Y LA SNR.
- SI LA AMPLITUD DE LA INFORMACIÓN ES ELEVADA (BUENA SNR) SE PUEDE INTEGRAR MENOS TIEMPO Y ADAPTAR ASÍ LA AMPLITUD AL VALOR NECESARIO.

SNR. PROCESADO ANALÓGICO Vs PROCESADO DIGITAL

MUESTREANDO EN EL LÍMITE PARA QUE NO SE CUMPLA EL TEOREMA DE NYQUIST Y PODER CONSIDERAR QUE LAS MUESTRAS DE RUIDO ESTÁN INCORRELADAS $\left(T_s \geq \frac{1}{2B_{meq}}\right)$ LA SNR OBTENIDA MEDIANTE EL FILTRADO ANALÓGICO Y EL PROCESAMIENTO DIGITAL (MUESTREANDO Y SUMANDO) ES LA MISMA

VELOCIDAD MÁXIMA DE MUESTREO PARA PODER CONSIDERAR RUIDO INCORRELADO $\rightarrow T_{s_{MIN}} = \frac{1}{2B_{meq}}$

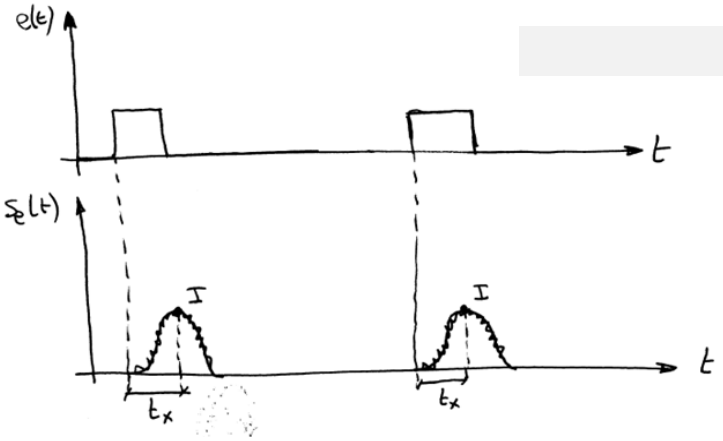
NÚMERO DE MUESTRAS OBTENIDAS DURANTE EL TIEMPO T $\Rightarrow m = \frac{T}{T_{SMIN}} = 2TB_{meq}$

$$SNR\Big|_{DIGITAL} = \frac{cc^2}{k_m^2 B_{meq}} \cdot m = \frac{cc^2}{k_m^2 B_{meq}} \cdot 2TB_{meq} = \frac{cc^2}{k_m^2} \cdot 2T = SNR\Big|_{ANALÓGICO}$$

MEDIADO LINEAL (CONT)

CASO 2: INFORMACIÓN REPETITIVA

- EL SISTEMA DE MEDIDA APLICA UN ESTÍMULO Y SE OBTIENE UNA RESPUESTA EN LA QUE ESTÁ LA INFORMACIÓN.
- EL PROCESO SE PUEDE REPETIR TANTAS VECES COMO SEA NECESARIO.
- LOS ESTÍMULOS NO TIENEN PORQUÉ SER periódicos, AUNQUE SUELE SER LO MÁS HABITUAL POR COMODIDAD.



e(t): ESTÍMULO

$Se(t) = R(t) + N(t)$

R(t): RESPUESTA CON LA INFORMACIÓN DE INTERÉS EN t_x

I: INFORMACIÓN.

N(t): RUIDO.

MEDIADO LINEAL (CONT.)

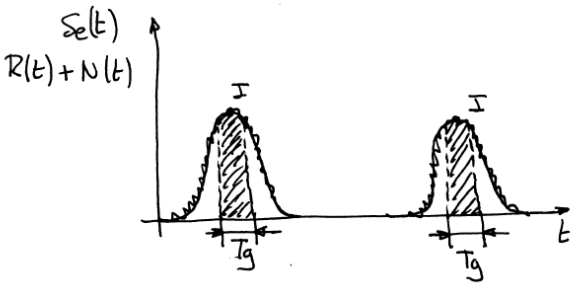
CASO 2: INFORMACIÓN REPETITIVA (CONT.)

- PROCESADO DIGITAL → $SNR|_{1\ \text{MUESTRA}} = \frac{I^2}{\sigma_N^2} = \frac{I^2}{k_m^2 B_{neq}}$ → SUPUESTO RUIDO PASO BAJO.

$SNR|_{\text{"m" MUESTRAS}} = M \cdot SNR|_{1\ \text{MUESTRA}}$ → SUPUESTO LAS MUESTRAS DE RUIDO INCORREL.

- PROCESADO ANALÓGICO

- SE REALIZA UNA INTEGRACIÓN DURANTE UN TIEMPO T_g ENTORNO A t_x.
- EL VALOR DE T_g DEPENDERÁ DE LA APLICACIÓN: SI T_g PUEDE SER ELEVADO SE MEJORA LA SNR EN CADA INTEGRACIÓN Y POR TANTO SE CONSIGUE LA SNR NECESARIA CON MENOS REPETICIONES



- "1" INTEGRACIÓN:

$$S_0(t) = \frac{1}{T_g}\int_{T_g} R(t)+N(t)\,dt = I + \frac{1}{T_g}\int_{T_g} N(t)\,dt$$

$$SNR|_1 = \frac{I^2}{k_m^2}\,2\cdot T_g \quad (\text{SUPUESTO RUIDO PLANO})$$

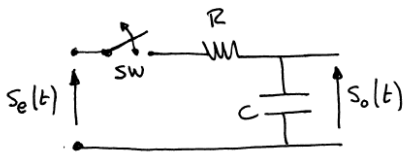
- "m" INTEGRACIONES → $SNR|_m = m\,SNR|_1 = \frac{I^2}{k_m^2}\cdot 2\cdot T_g \cdot m$

CUANDO SE HA REPETIDO EL PROCESO EL NÚMERO "m" DE VECES NECESARIO SE CAPTURA EL RESULTADO Y SE RESETEA EL CIRCUITO

6.- Mediado de señal.

MEDIADO EXPONENCIAL

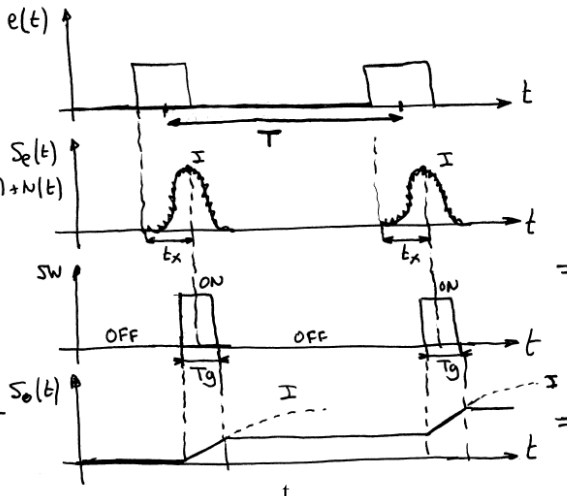
- VENTAJA SOBRE MEDIADO LINEAL → - SIMPLICIDAD DEL CIRCUITO.
  - NO REQUIERE CONTABILIZAR EL NÚMERO DE MEDIDAS REALIZADAS NI RESETEAR EL CIRCUITO.
  - LA SALIDA SE VA "ADAPTANDO" A LA SEÑAL Y POR ESO NO REQUIERE RESET.



- SE DEBE CUMPLIR QUE $R \cdot C \gg T_g$
- EL CIRCUITO SELECCIONA LA INFORMACIÓN Y LA APLICA AL FILTRO, FILTRANDO TANTO EL RUIDO COMO LAS VARIACIONES DE LA INFORMACIÓN.

$$S_0(t) = S_{0f} + (S_i - S_{0f})\cdot e^{-t/\tau_{ef}}$$

$$\tau_{ef} = RC\,\frac{T}{T_g}$$



⇒ EL SW ESTÁ CERRADO UN TIEMPO T_g

$$\tau_{ef} = \frac{T}{T_g}RC$$

- LA SALIDA TIENDE A I SIN NECESIDAD DE RESETEAR NI CONTABILIZAR.

$$n = \frac{t_{est}}{T_g}$$

MEDIADO EXPONENCIAL (CONT.)

- EL ANCHO DE BANDA DEL FILTRADO DEL RUIDO Y DE LAS VARIACIONES DE LA INFORMACIÓN "I" ES EL MARCADO POR LA CÉLULA RC:

$$BW_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} \quad ; \quad B_{meq} = \frac{\pi}{2} f_c = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{4RC}$$

- SNR OBTENIDA:

$$SNR = \frac{I^2}{k_m^2 B_{meq}} \quad (\text{SUPUESTO RUIDO PLANO})$$

- CIRCUITO DE CARGA EXPONENCIAL:

  - EL TIEMPO PARA ALCANZAR EL VALOR FINAL ES ∞
  - LO QUE SE HACE ES CALCULAR EL TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO PARA UN ERROR DETERMINADO.

EJEMPLO: TIEMPO DE ESTABLECIMIENTO PARA UN ERROR DETERMINADO $4\tau \rightarrow t_{est} = 4\tau \rightarrow n = \frac{t_{est}}{Tg}$

ENTONCES $\rightarrow 4\tau = m \cdot Tg$

TIEMPO TOTAL DE INTEGRACIÓN $\rightarrow mT$ SIENDO T EL PERIODO DE REPETICIÓN.