Perturbación de la señal

Perturbación de la señal

Contenido

Perturbaciones

Todo sistema de transmisión de señales se ve afectado siempre por tres problemas fundamentales:

- **Retardo**: la velocidad de propagación es finita, y la señal invierte un cierto tiempo en llegar al receptor.
- **Atenuación**: la señal va perdiendo potencia a medida que se propaga. La magnitud de la pérdida depende del medio de transmisión utilizado.
- **Perturbación**: la señal se va deformando a medida que se propaga, en función del medio de transmisión empleado.

Se podrían definir las **perturbaciones** como *todo aquel fenómeno que provoca que la señal recibida sea distinta de la emitida* (sin considerar los efectos de retardo o atenuación constante en frecuencia).

Clasificación de las perturbaciones

Distorsión: Depende de la señal y de cómo esta es deformada por el sistema. Varios tipos:

- lineal $\begin{cases} \text{de amplitud} \\ \text{de fase} \end{cases}$
- no lineal $\{$ de frecuencia

Diafonía: Perturbación aditiva procedente del mismo sistema o de sistemas próximos.

Interferencia: Perturbación aditiva procedente de otros sistemas.

Ruido: Perturbación aleatoria aditiva. Se considera que el ruido engloba al resto de las posibles perturbaciones de origen electromagnético que sufre la señal.

Se habla de perturbaciones **internas** cuando se generan dentro del mismo sistema, y **externas** en caso contrario.

Se habla de sistemas **perturbados** cuando sufren la perturbación y **perturbadores** cuando la generan.

Distorsión lineal

Tal como se estudió al hablar de los medios ideales, un medio de transmisión que se puede modelar como un sistema lineal e invariante tiene una función de transferencia:

$$H(f) = |H(f)|e^{j\varphi(f)}$$

Se produce distorsión lineal cuando:

- $|H(f)| \neq \text{cte}$ $\Rightarrow$ distorsión lineal de amplitud.
- $\varphi(f) \neq -\omega t_o = \text{cte'} \cdot f$ $\Rightarrow$ distorsión lineal de fase.

La distorsión lineal no crea nuevas componentes espectrales de la señal de entrada, aunque sí puede modificar la fase o la amplitud de la señal.

Distorsión no lineal

La distorsión no lineal es precisamente aquella producida por los sistemas cuya respuesta es **no lineal**.

La no linealidad del sistema produce la aparición de **nuevas componentes espectrales**, diferentes de las originales de la señal de entrada.

Este efecto se produce típicamente en los amplificadores, cuando su punto de trabajo se sitúa en los límites de la linealidad. En esta situación, su respuesta se puede aproximar por un polinomio del tipo:

$$y(t) \approx a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + ...$$

siendo $y(t)$ la respuesta a la entrada $x(t)$.

Para cuantificar la distorsión no lineal se realizan dos tipos de análisis:

1. Análisis **monotono** (**distorsión**[1]), utilizando como señal de entrada al sistema un tono:
$$x(t) = v \cos \omega_0 t$$
2. Análisis **multitono** (**intermodulación**), utilizando como señal de entrada al sistema dos o más tonos:

   De misma amplitud: $x(t) = v\,(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$

   De distinta amplitud: $x(t) = v_1 \cos \omega_1 t + v_2 \cos \omega_2 t + v_3 \cos \omega_3 t$

[1] Distorsión armónica.

Análisis para un tono: distorsión

Sea un sistema no lineal:

$$y(t) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \cdots$$

Si se utiliza un tono como entrada al sistema:

$$\begin{aligned} x(t) &= v \cos \omega_0 t \Rightarrow \\ y(t) &= a_0 + a_1 v \cos \omega_0 t + a_2 v^2 \cos^2 \omega_0 t + \ldots \\ &= v_0 + v_1 \cos \omega_0 t + v_2 \cos 2\omega_0 t + \ldots \end{aligned}$$

siendo v_n, $n > 0$, la amplitud del **armónico** n**-ésimo**:

$$\begin{aligned} v_0 &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 v^2 + \frac{3}{8} a_4 v^4 + \ldots \\ v_1 &= \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 v^2 + \ldots \right) v \\ v_2 &= \left(\frac{1}{2} a_2 + \frac{1}{2} a_4 v^2 + \ldots \right) v^2 \\ v_3 &= \left(\frac{1}{4} a_3 + \frac{1}{8} a_5 v^3 + \ldots \right) v^3 \\ &\vdots \end{aligned}$$

Hipótesis de **cuasilinealidad** ($a_1 \gg a_2 \gg a_3 \gg \ldots$): Para los niveles de señal considerados, domina el primer término en las expresiones de v_n. La amplitud[1] del **armónico** n**-ésimo** queda:

$$v_n[\mathrm{V}] \approx \frac{1}{2^{n-1}} a_n v^n \qquad (n > 0)$$

siendo:

v_1 el primer armónico o **fundamental**

v_0 la componente continua, que no condiciona la información.

[1] No son valores eficaces.

Distorsión: coeficientes de distorsión

Coeficiente de distorsión del armónico *n*-ésimo:

$$d_n = \frac{v_n}{v_1} = \frac{1}{2^{n-1}} \frac{a_n}{a_1} v^{n-1} \quad (n > 1) \quad [\text{Adimensional}]$$

$$d_n(\%) = d_n \cdot 100$$

$$D_n[\text{dB}] = 20 \log d_n$$

Coeficiente de distorsión global:

$$d = \sqrt{\sum_{i>1} d_i^2}$$

$$d(\%) = d \cdot 100$$

Atenuación del armónico *n*-ésimo respecto al fundamental:

$$A_n[\text{dB}] = 20 \log \frac{v_1}{v_n} = -D_n$$

Distorsión: coeficientes de modulación

Los coeficientes de modulación caracterizan la no linealidad de manera independiente del nivel de tensión de entrada.

- **Coeficientes de modulación de tensión**. Se definen considerando los valores **eficaces** del armónico n-ésimo y del fundamental:

$$m_n = \left(\frac{v_{n_{\text{eff}}}}{v^n_{1_{\text{eff}}}}\right)^2 = \frac{1}{2^{n-1}} \left(\frac{a_n}{a_1^n}\right)^2 \quad \text{[Adimensional]}$$

$$M_n[\text{dB}] = 10 \log m_n$$

- **Coeficientes de modulación de potencia**. Se definen considerando las potencias del armónico n-ésimo y del fundamental **en mW**:

$$m_n^* = \frac{p_n}{p_1^n} = m_n \left(\frac{R}{1000}\right)^{n-1}$$

$$M_n^*[\text{dB}] = 10 \log m_n^* = 10 \log \left[m_n \left(\frac{R}{1000}\right)^{n-1} \right]$$

Los coeficientes de modulación en tensión y potencia solo coinciden para $R = 1000\ \Omega$.

La potencia del armónico n-ésimo en función de la potencia del fundamental, corregido por M^* (solo depende del circuito, no de la señal de entrada), es:

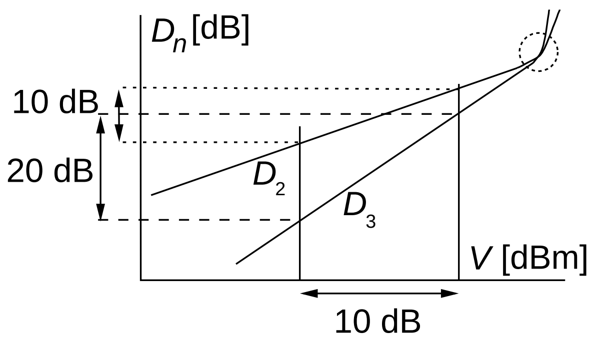
$$P_n[\text{dBm}] = M_n^* + nP_1[\text{dBm}]$$

Distorsión: variación con la señal de entrada

En condiciones de **cuasilinealidad**, si la entrada, v, aumenta Δ dB:

- el nivel del fundamental, v_1, aumenta Δ dB.
- el nivel del armónico n-ésimo, v_n, aumenta $n\Delta$ dB.
- el coeficiente de distorsión n-ésimo, D_n, aumenta $(n-1)\Delta$ dB.

Se dice que el sistema ha entrado en **sobrecarga** por **saturación** de algún elemento del sistema si hay incrementos superiores a $n\Delta$ dB en algún armónico (deja de haber una relación lineal entre v y v_n en unidades logarítmicas).



Normalmente, los sistemas se diseñan para funcionar en régimen de cuasilinealidad, por lo que a efectos prácticos solo hay que considerar las distorsiones del **segundo** y **tercer** armónicos.

Para minimizar el efecto de la distorsión en señales limitadas en banda $[f_1, f_2]$, se eligen zonas del espectro adecuadas.

Por ejemplo, una señal situada en la banda de $[60\,,108]$ kHz no tiene distorsión, ya que:

$$2 \times f_1 = 2 \times 60 > f_2 = 108$$

No obstante, existirá la **intermodulación**.

Análisis para dos tonos: intermodulación

Sea un sistema no lineal:

$$y(t) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) + \cdots$$

Si se utiliza como entrada al sistema una señal compuesta por dos tonos de la misma amplitud:

$$x(t) = v\left(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t\right)$$

se obtiene:

$$\begin{aligned}
y(t) &= \left(a_0 + a_2 v^2 + \cdots\right) \\
&+ \left(a_1 v + \tfrac{9}{4} a_3 v^3 + \cdots\right)\left(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t\right) \\
&+ \left(\tfrac{1}{2} a_2 v^2 + \cdots\right)\left(\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t\right) \\
&+ \left(\tfrac{1}{4} a_3 v^3 + \cdots\right)\left(\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t\right) \\
&+ \cdots \\
&+ a_2 v^2 \left[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t\right] \\
&+ \left(\tfrac{3}{4} a_3 v^3 + \cdots\right)\left[\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \right. \\
&\qquad\qquad \left. \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t\right] \\
&+ \cdots
\end{aligned}$$

Se puede expresar como:

$$\begin{aligned}
y(t) &= v_0 \\
&+ v_1(\cos\omega_1 t + \cos\omega_2 t) \\
&+ v_{d_2}(\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) \\
&+ v_{d_3}(\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) \\
&+ \cdots \\
&+ v_{i_2}\left[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t\right] \\
&+ v_{i_3}\left[\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \right. \\
&\qquad \left. \cos(\omega_1 + 2\omega_2)t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2)t\right] \\
&+ \cdots
\end{aligned}$$

Intermodulación: coeficientes de intermodulación

Se observan dos tipos de términos:

- **Armónicos** $n\omega_1$ y $n\omega_2$: Distorsión de orden n y amplitud v_{d_n} (ya vistos).
- **Productos de intermodulación** $p\omega_1 \pm q\omega_2$, originados por la mezcla o batido de las frecuencias f_1 y f_2: Intermodulación de orden $n = p + q$ y amplitud v_{i_n}.

La amplitud de las componentes de **intermodulación de orden** $\boldsymbol{n}$ suponiendo la condición de cuasilinealidad queda:

$$v_{i_n}[\mathrm{V}] \approx \frac{n}{2^{n-1}} a_n v^n = n\, v_{d_n} \qquad (n > 1) \quad \Rightarrow \quad (v_{i_n} > v_{d_n})$$

Coeficiente de intermodulación del producto n-ésimo:

$$i_n = \frac{v_{i_n}}{v_1} = n\, d_n \quad (n > 1) \quad [\text{Adimensional}]$$

$$I_n[\mathrm{dB}] = 20 \log i_n = D_n + 20 \log n \quad \Rightarrow \quad (I_n > D_n)$$

Coeficiente de intermodulación global:

$$i = \sqrt{\sum_{j>1} i_j^2} \qquad ; \qquad i(\,\%) = i \cdot 100$$

En condiciones de cuasi-linealidad, si v aumenta Δ dB:

- el nivel del fundamental, v_1, aumenta Δ dB.
- el nivel del producto de intermodulación n-ésimo, v_{i_n}, aumenta $n\Delta$ dB.
- el coeficiente de intermodulación n-ésimo, I_n, aumenta $(n-1)\Delta$ dB.

El sistema entra en **sobrecarga** cuando algún producto de intermodulación aumenta más que $n\Delta$ dB (se observa que la relación entre v_{i_n} y v, en escala logarítmica, deja de ser lineal).

Análisis para tres tonos de distinta amplitud

Sea un sistema no lineal:

$$y(t) = a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t)$$

Si se utiliza como entrada al sistema una señal compuesta por tres tonos de distinta amplitud:

$$x(t) = A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t + C\cos\omega_3 t$$

se obtiene:

$$\begin{aligned}
y(t) &= a_1(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t + C\cos\omega_3 t) && (x_1)\\
&+ \tfrac{a_2}{2}(A^2 + B^2 + C^2) && (y_1)\\
&+ a_2\left[AB\cos(\omega_1 \pm \omega_2)t + AC\cos(\omega_1 \pm \omega_3)t + BC\cos(\omega_2 \pm \omega_3)t\right] && (y_2)\\
&+ \tfrac{a_2}{2}(A^2\cos 2\omega_1 t + B^2\cos 2\omega_2 t + C^2\cos 2\omega_3 t) && (y_3)\\
&+ \tfrac{a_3}{4}(A^3\cos 3\omega_1 t + B^3\cos 3\omega_2 t + C^3\cos 3\omega_3 t) && (z_1)\\
&+ \tfrac{3}{4}a_3\left[A^2B\cos(2\omega_1 \pm \omega_2)t + A^2C\cos(2\omega_1 \pm \omega_3)t + B^2A\cos(2\omega_2 \pm \omega_1)t + \right.\\
&\qquad \left. B^2C\cos(2\omega_2 \pm \omega_3)t + C^2A\cos(2\omega_3 \pm \omega_1)t + C^2B\cos(2\omega_3 \pm \omega_2)t\right] && (z_2)\\
&+ \tfrac{3}{2}a_3 ABC\cos(\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3)t && (z_3)\\
&+ \tfrac{3}{4}a_3(A^3\cos\omega_1 t + B^3\cos\omega_2 t + C^3\cos\omega_3 t) && (z_4)\\
&+ \tfrac{3}{2}a_3\left[A(B^2 + C^2)\cos\omega_1 t + B(A^2 + C^2)\cos\omega_2 t + C(A^2 + B^2)\cos\omega_3 t\right] && (z_5)
\end{aligned}$$

(x_1): 3 fundamentales con amplificación lineal a_1

(y_1): 3 componentes de continua

(y_2): 6 sumas y diferencias de componentes de intermodulación del tipo $(a \pm b)$

(y_3): 3 armónicos de segundo orden (frecuencias el doble que las de entrada)

(z_1): 3 armónicos de tercer orden (frecuencias el triple que las de entrada)

(z_2): 12 sumas y diferencias de componentes de intermodulación del tipo $(2a \pm b)$

(z_3): 4 sumas y diferencias de componentes de intermodulación del tipo $(a \pm b \pm c)$

(z_4): 3 fundamentales con amplitud determinada por la amplitud de la propia señal de entrada al cubo

(z_5): 3 fundamentales con amplitud determinada por la amplitud de la propia señal de entrada y por el cuadrado de las señales de entrada de distinta frecuencia

Análisis para tres tonos de distinta amplitud: expansión y compresión

Análisis de los fundamentales:

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1(A\cos\omega_1 t + B\cos\omega_2 t + C\cos\omega_3 t) & (x_1)\\ &+ \tfrac{3}{4}a_3(A^3\cos\omega_1 t + B^3\cos\omega_2 t + C^3\cos\omega_3 t) & (z_4)\\ &+ \tfrac{3}{2}a_3\left[A(B^2+C^2)\cos\omega_1 t + B(A^2+C^2)\cos\omega_2 t + C(A^2+B^2)\cos\omega_3 t\right] & (z_5)\\ &+ \ldots \end{aligned}$$

Expansión: Si $a_3 > 0$, (z_4) y (z_5) se suman a las componentes de 1.^er^ orden $\Rightarrow$ hay incremento de ganancia.

- **Autoexpansión**. Al aumentar la amplitud de un tono aumenta su ganancia total (z_4)
- **Expansión cruzada**. Al aumentar la amplitud de los otros tonos aumenta la ganancia total del tono (z_5)

Compresión: Si $a_3 < 0$, (z_4) y (z_5) se restan a las componentes de 1.^er^ orden $\Rightarrow$ hay decremento de ganancia.

- **Autocompresión**. Al aumentar la amplitud de un tono disminuye su ganancia total (z_4)
- **Compresión cruzada**. Al aumentar la amplitud de los otros tonos disminuye la ganancia total del tono (z_5)

La expansión y compresión cruzadas (modulación cruzada) es la causante de la interferencia entre canales de TV en los cables coaxiales.

Nota: se ha supuesto que a_1, a_2 y a_3 son constantes para las frecuencias de entrada (no ocurre en las medidas reales en los amplificadores, pero no invalida la utilidad del desarrollo realizado)

Intermodulación: ejemplo de ICT

Las Infraestructuras Comunes de Telecomunicaciones (ICT) deben garantizar, entre otras, la calidad de la señal que llega a la toma de los usuarios en el interior de los edificios, por medio de los siguientes parámetros:

- Nivel de potencia de la señal, S [dBm]
- Relación señal a ruido, S/N [dB]
- Relación señal a intermodulación, S/I [dB]

La intermodulación de tercer orden es la más importante:

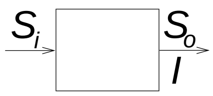
- $(2f_2 - f_1)$ y $(2f_1 - f_2)$ caen dentro de la banda de trabajo
- En la práctica solo se considera un único producto de intermodulación

ICT: relación señal a intermodulación (1)

En condiciones de cuasilinealidad las amplitudes del fundamental y del producto de intermodulación son:

$$v_1 = a_1 v \qquad\qquad v_{i_3} = \frac{3}{4} a_3 v^3$$

Considerando la potencia de las señales en unidades logarítmicas:



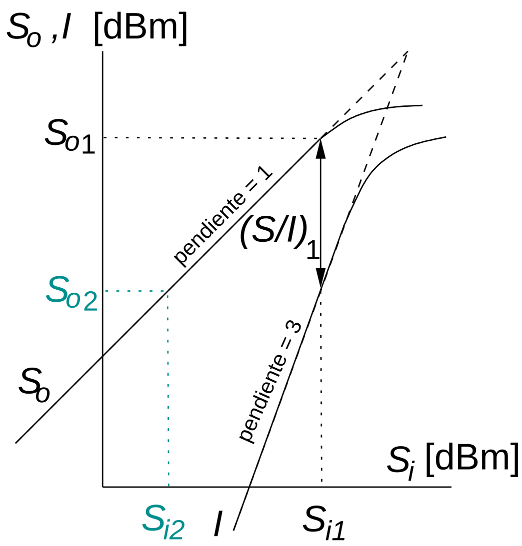
$$S_o[\mathrm{dBm}] = \mathrm{cte} + S_i[\mathrm{dBm}]$$

$$I[\mathrm{dBm}] = \mathrm{cte}' + 3S_i[\mathrm{dBm}]$$

Donde:

- S_i: potencia de la señal de entrada
- S_o: potencia de salida del fundamental
- I: potencia de salida del producto de intermodulación de 3.$^{\text{er}}$ orden

Gráficamente:



Por tanto, para un valor dado de $(S/I)_1$ se puede establecer:

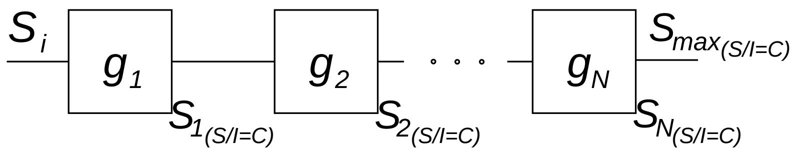
- S_{i1}: potencia de entrada máxima que cumple con ese valor de S/I
- S_{o1}: potencia de salida máxima que cumple con ese valor de S/I

Por otro lado, para diferentes valores de S_i se obtienen diferentes S/I:

$$(S/I)_2 = (S/I)_1 + 2(S_{i1} - S_{i2})$$

ICT: relación señal a intermodulación (2)

Dada una conexión en cascada de N cuadripolos, ¿cuál es la S_{max} de salida que garantiza un valor $S/I = C$ dB a la salida?



Datos:

- Los productos de intermodulación de 3.er orden se suman en tensión
- Para cada elemento k-ésimo se conoce:
  - g_k: ganancia de potencia en unidades naturales
  - $s_{k(S/I=C \text{ dB})}$: potencia máxima en unidades naturales que puede dar a su salida para garantizar una $S/I = C$ dB a su salida.

Resolviendo con esos datos se obtiene, en unidades naturales:

$$\frac{1}{s_{max(S/I=C \text{ dB})}} = \frac{1}{s_{N(S/I=C \text{ dB})}} + \frac{1}{s_{N-1(S/I=C \text{ dB})} g_N} + \cdots + \frac{1}{s_{1(S/I=C \text{ dB})} g_N \cdots g_2}$$

Consideraciones:

- Un atenuador pasivo (cable) no introduce intermodulación $\Rightarrow$ $s_{(S/I=C \text{ dB})} = \infty$, pero sí atenúa $\Rightarrow g_i = \dfrac{1}{a_i}$.

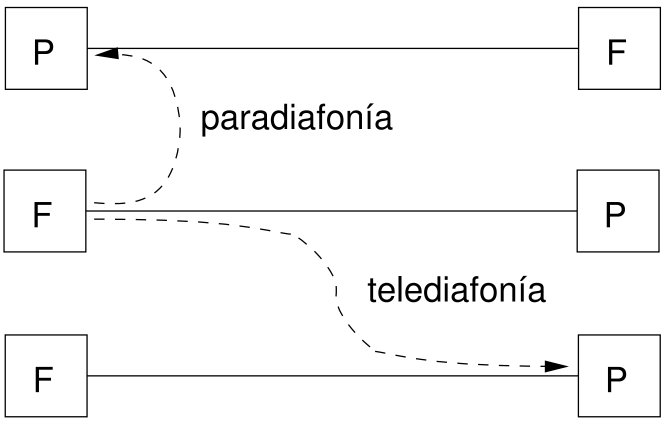
Diafonía

Es la transferencia indeseada de energía de una señal (perturbadora) a otra (perturbada), cursadas por el mismo sistema de transmisión o por sistemas próximos y de la misma naturaleza, y causadas por inducción, conducción o no linealidades.

Fundamentalmente se produce en las líneas metálicas, con o sin apantallamiento.

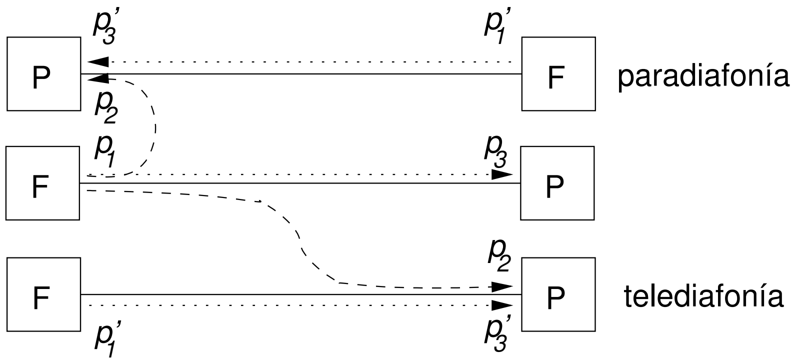
Tipos:

- **Directa** o **indirecta**. En la indirecta, la señal perturbadora pasa por un sistema intermedio antes de llegar al perturbado, y puede ser:
  - Transversal: Si la señal no circula por el sistema intermedio.
  - Longitudinal: Si la señal circula por el sistema intermedio.
- **Paradiafonía**[1] o **telediafonía**[2], según la fuente perturbadora esté, respectivamente, en el mismo extremo que la presentación perturbada o en el otro extremo.



[1] Near End CrossTalk (NEXT).
[2] Far End CrossTalk (FEXT).

Diafonía: medida



p_1, p_3: potencia aparente de la señal en el sistema perturbador

p'_1, p'_3: potencia aparente de la señal en el sistema perturbado

p_2: potencia aparente de la señal de diafonía

Relación de diafonía: relación entre la potencia de la señal perturbadora en el sistema perturbado, p_2, y la potencia de la señal perturbadora en el sistema perturbador, p_1:

$$R_d[\text{dB}] = 10 \log \frac{p_2}{p_1}$$

En unidades naturales, indica la proporción de p_1 que se transmite al sistema perturbado.

Atenuación de diafonía: la inversa de la relación anterior:

$$A_d[\text{dB}] = -R_d = 10 \log \frac{p_1}{p_2}$$

Relación de señal/cruce: suponiendo que el sistema perturbador y perturbado transmiten la misma potencia:

$$R_{sc}[\text{dB}] = 10 \log \frac{p'_3}{p_2}$$

Interferencia

La interferencia es una perturbación aditiva producida por señales externas similares a la señal perturbada (p.ej.: reutilización de frecuencias en propagación por radio).

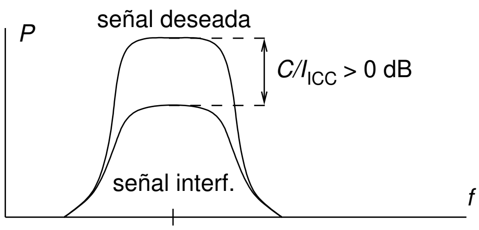
En la transmisión por radio, debido a la compartición del medio de transmisión por varios canales de distintos servicios, tendremos:

- **Interferencia cocanal (ICC)**: Ocasionada por transmisores que operan en el mismo canal que el receptor afectado.
- **Interferencia de canal adyacente (ICA)**: Se produce cuando parte de la energía transmitida por un determinado canal desborda hacia los canales próximos en el espectro.

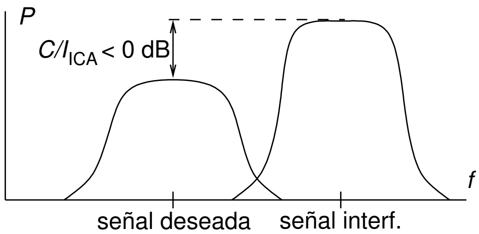
  Aunque este fenómeno es inherente a la multiplexación en frecuencia (dado que no se puede generar señales estrictamente limitadas en banda), resulta más grave en comunicación por radio, ya que, si el transmisor perturbador se encuentra más cerca del receptor que el transmisor del sistema perturbado, la señal interfiriente puede tener una potencia mucho mayor que la interferida.

La robustez de un receptor frente a estas perturbaciones se mide por la relación de protección: el valor mínimo de la relación, en dB, entre la señal deseada y la señal no deseada a la entrada del receptor que garantiza una calidad de recepción determinada a la salida del receptor, bajo condiciones específicas:

- Relación de protección para ICC:
  $RP_{\text{ICC}}[\text{dB}] = \left(P_{\text{deseada}}[\text{dBm}] - P_{\text{ICC}}[\text{dBm}]\right)_{\text{min}}$



- Relación de protección para ICA:
  $RP_{\text{ICA}}[\text{dB}] = \left(P_{\text{deseada}}[\text{dBm}] - P_{\text{ICA}}[\text{dBm}]\right)_{\text{min}}$



Ruido

Perturbación **aleatoria** indeseada, de naturaleza diferente a la producida por fenómenos de diafonía, distorsión, intermodulación o interferencia.

Tipos de ruido:

- **Interno**: generado por los componentes propios del sistema de comunicación (resistencias, transistores, etc.).
    - **Ruido térmico o Johnson**: debido a la agitación térmica de los electrones en los conductores. Depende de la temperatura del elemento.
    - **Ruido granalla o *shot***: debido a las corrientes aleatorias de los portadores en los semiconductores. Depende de la corriente que atraviesa el semiconductor y, por tanto, del circuito de polarización exterior.
- **Externo**: Proveniente de fuentes externas al sistema:
    - **Atmosférico**: descargas eléctricas naturales, asociadas con las tormentas.
    - **Cósmico**: debido a la energía radiada por los cuerpos celestes de alta temperatura, fundamentalmente el Sol, y las estrellas, aunque con menor energía.
    - **Industrial**: incluye cualquier ruido provocado por elementos desarrollados por el hombre, tal como descargas en líneas de alta tensión, chispas en motores eléctricos, etc.

Ruido térmico (1)

Johnson y Nyquist demostraron, por separado, que el movimiento aleatorio de los electrones en un conductor, debido a la agitación térmica, produce una corriente de ruido, cuyo valor cuadrático medio es:

$$< i_n^2 > [\mathrm{A}^2] = \frac{4ktb}{R}$$

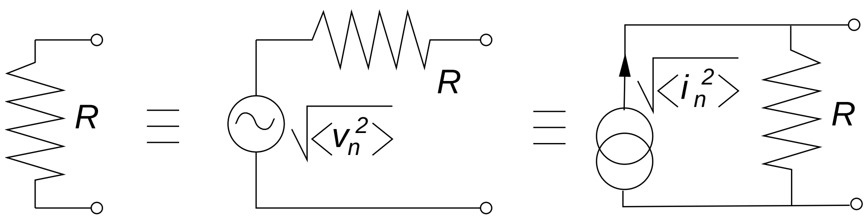
siendo

- k: Constante de Boltzmann ($k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K).
- t: Temperatura absoluta (K).
- b: Ancho de banda (Hz).
- R: Resistencia del conductor (Ω).

Una resistencia real R se puede ver, desde el punto de vista del ruido térmico, como una resistencia no ruidosa más un generador de ruido, cuya tensión tiene un valor cuadrático medio:

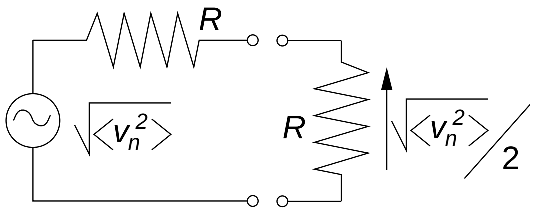
$$< v_n^2 > [\mathrm{V}^2] =< i_n^2 > R^2 = 4ktbR$$

Los circuitos equivalentes Thévenin y Norton son:



Ruido térmico (2)

La máxima potencia de ruido se obtendrá cuando exista adaptación de impedancias.



En esas condiciones, la potencia media disponible de ruido $<n>$ disipada en la resistencia R es:

$$< n > [\mathrm{W}] = \frac{\left(\sqrt{< v_n^2 >}/2\right)^2}{R} = \frac{< v_n^2 >}{4R} = \frac{4ktbR}{4R} = ktb$$

- La potencia disponible es independiente de R cuando hay adaptación de impedancias.
- Siempre se asumirá que el diseño del circuito se ha realizado para las condiciones óptimas de funcionamiento y que, por consiguiente, existe adaptación de impedancias.

Ruido de granalla (*shot*)

En algunos elementos activos se verifica que, además del ruido térmico, se produce otro tipo de ruido debido al carácter aleatorio del número de electrones que atraviesan las uniones $p - n$ de los semiconductores.

Si la corriente media que circula por el elemento semiconductor es i_s, el valor cuadrático medio de la corriente de ruido generada es:

$$< i_n^2 > [\mathrm{A}^2] = 2\ e\ i_s b$$

siendo

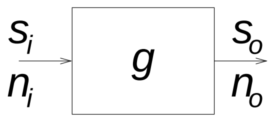
- e: Carga del electrón ($1{,}602 \cdot 10^{-19}$ C).
- b: Ancho de banda (Hz).

$< i_n^2 >$ no depende de la temperatura del dispositivo, sino del nivel de la señal.

Caracterización de cuadripolos

Independientemente de los mecanismos de generación del ruido (térmico o granalla), los cuadripolos se caracterizan por el ruido que introducen.

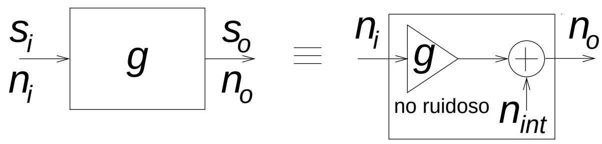
Sea un cuadripolo de ganancia en potencia g y nivel de señal de entrada s_i:



La potencia de ruido a la salida n_o es **mayor** que la debida a la entrada gn_i, ya que el cuadripolo genera ruido internamente (térmico y granalla):

$$\begin{aligned} s_o &= g s_i \\ n_o &= g n_i + n_{int} \end{aligned}$$

El circuito equivalente a la expresión anterior es:



Por tanto, la relación s/n siempre se va deteriorando con cada dispositivo.

$$\left(\frac{s}{n}\right)_o = \frac{g s_i}{g n_i + n_{int}} = \frac{s_i}{n_i + n_{int}/g} \leq \left(\frac{s}{n}\right)_i$$

Existen dos parámetros para caracterizar el ruido interno n_{int}:

- **temperatura equivalente de ruido**: t_e
- **factor de ruido**: f

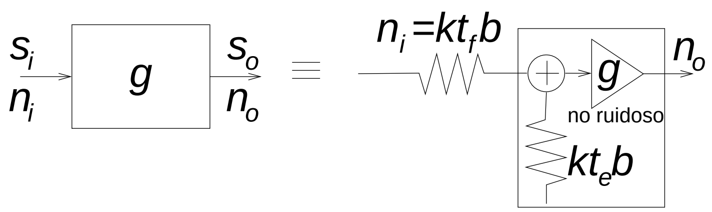
Cuadripolos: temperatura equivalente de ruido

Se asume un cuadripolo **ideal** (sin ruido), y que el ruido interno lo genera una resistencia (virtual) colocada a su entrada, a la **temperatura equivalente** t_e:

$$n_{int} = kt_e bg \;\Rightarrow\; t_e = \frac{n_{int}}{kbg}$$

El ruido a la entrada, n_i, se modela por una resistencia a la **temperatura de la fuente** t_f:

$$n_i = kt_f b$$



Por lo tanto:

$$n_o = gn_i + n_{int} = gkt_f b + gkt_e b = gkb(t_f + t_e)$$

- Es un modelo aditivo.
- t_e es el valor que hay que sumar a la temperatura de fuente t_f para obtener a la salida la potencia de ruido n_o, suponiendo que el cuadripolo no introduce ruido (es ideal).

Cuadripolos: factor de ruido

El factor de ruido[1] f es el cociente entre la relación s/n a la entrada y a la salida del cuadripolo cuando $n_i = kt_0b$, siendo t_0 una temperatura de fuente de ruido de referencia (normalmente $t_0 = 290$ K)[2]:

$$f = \left.\frac{(s/n)_i}{(s/n)_o}\right|_{t_f=t_0} = \left.\frac{s_i/n_i}{gs_i/n_o}\right|_{t_f=t_0} = \left.\frac{n_o}{gn_i}\right|_{t_f=t_0}$$

$$\Rightarrow \qquad n_o = fgn_i|_{t_f=t_0} = fgkt_0b$$

Es un factor multiplicativo que indica el incremento de potencia de ruido introducido por el cuadripolo con respecto al debido exclusivamente a la entrada cuando $n_i = kt_0b$.

Relación entre f y t_e:

$$\left.\begin{aligned} n_o|_{t_f=t_0} &= fgn_i = fgkt_0b \\ n_o|_{t_f=t_0} &= gkb(t_0+t_e) \end{aligned}\right\} ft_0 = (t_0+t_e) \quad \Rightarrow \quad \left\{\begin{aligned} f &= 1 + \frac{t_e}{t_0} \\ t_e &= t_0(f-1) \end{aligned}\right.$$

El factor de ruido f:

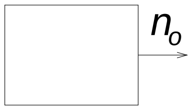
- depende solo del cuadripolo (g y n_{int}).
- no depende de la potencia de ruido a la entrada del cuadripolo n_i, ya que la definición de f impone la condición de $t_f = t_0$.
  cuando $t_f \neq t_0 \;\Rightarrow\; n_o \neq fgn_i$.
- verifica que $f > 1$ en cuadripolos reales: $(s/n)_i > (s/n)_o$.
- en unidades logarítmicas es: $F[\text{dB}] = 10 \log f$

[1] El factor de ruido, f, en inglés se llama *noise factor* o *noise figure* (cifra de ruido, que casi siempre traducen como figura de ruido). El nombre de *noise figure* (figura de ruido) se suele reservar para F[dB].

[2] 0 K $= -273{,}15$ °C.

Dipolos: factor de ruido y temperatura equivalente

Un dipolo solo presenta terminales de salida



Para dipolos que no sean resistencias (p.ej.: una antena) se define su **temperatura de fuente** (temperatura de una resistencia que produjese una potencia de ruido):

$$n_o = k t_f b \quad \Rightarrow \quad t_f = \frac{n_o}{kb}$$

y su **factor de ruido de la fuente**:

$$n_o = f_{nf} k t_0 b \quad \Rightarrow \quad f_{nf} = \frac{n_o}{k t_0 b} = \frac{t_f}{t_0}$$

Esta temperatura equivalente de ruido se suele utilizar para caracterizar la potencia de ruido disponible en bornas de una antena que capta fuentes de ruido naturales (atmosférico, cósmico, etc.) o artificiales (ruido industrial), denominándose generalmente **temperatura de antena**[1].

[1] Temperatura equivalente de ruido de la antena, temperatura de fuente de la antena, temperatura de ruido de la antena.

Ruido interno de un atenuador pasivo (resistivo)

Si el atenuador es pasivo, el ruido interno generado n_{int} se deberá exclusivamente al efecto del *ruido térmico*.

La potencia de ruido interno total n_{int} generado por el atenuador crecerá a medida que sube la temperatura media del atenuador t_{at}, según una relación lineal del tipo:

$$n_{int} = \text{cte} \cdot t_{at}$$

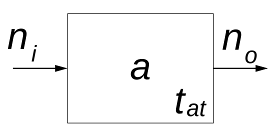
o, lo que es lo mismo, la temperatura equivalente del atenuador t_e será también proporcional a la temperatura del atenuador:

$$t_e = \frac{n_{int}}{gkb} = \frac{\text{cte} \cdot t_{at}}{gkb} \Longrightarrow t_e = \text{cte}' \cdot t_{at}$$

Para determinar el valor de la constante de proporcionalidad se va a plantear el siguiente caso particular:

Sea un atenuador (cuadripolo) pasivo a la temperatura t_{at} con:

- atenuación de potencia a ($g = 1/a$)
- $t_f = t_{at}$
- adaptación a la red



$n_i = kt_{at}b$

$n_o = kt_{at}b$ (por la adaptación al resto de la línea, el cuadripolo se ve como una resistencia a t_{at})

t_e y f de un atenuador pasivo (resistivo)

$$\left.\begin{aligned} n_o &= \frac{1}{a}\,n_i + n_{int} = \frac{k t_{at} b}{a} + \frac{k t_e b}{a} = \frac{kb}{a}(t_{at} + t_e) \\ n_o &= k t_{at} b \end{aligned}\right\} t_{at} = \frac{t_{at} + t_e}{a}$$

$$\Rightarrow \quad t_e = t_{at}(a-1)$$

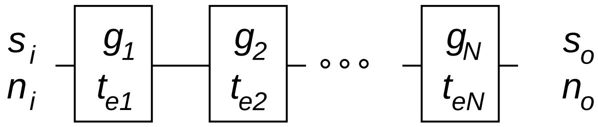
$$\left.\begin{aligned} & t_e = t_{at}(a-1) \\ & f = 1 + \frac{t_e}{t_0} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \quad f = 1 + (a-1)\frac{t_{at}}{t_0}$$

Para el caso particular de $t_{at} = t_0$:

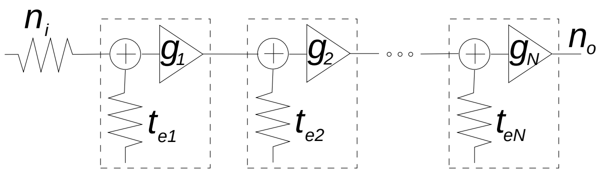
$$f = 1 + (a-1)\frac{t_0}{t_0} = a$$

Cadena de cuadripolos (1)

Sea una cadena de cuadripolos conectados en cascada:



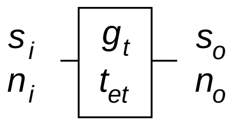
Potencia de ruido a la salida:



$$n_o = g_1 g_2 \dots g_N n_i + g_1 g_2 \dots g_N k t_{e1} b + g_2 \dots g_N k t_{e2} b + \dots + g_N k t_{eN} b$$

Se puede modelar como un solo cuadripolo con:

- ganancia total $g_t = g_1 g_2 \dots g_N$
- temperatura equivalente total t_{et}
- factor de ruido total f_t



$$n_o = g_1 g_2 \dots g_N n_i + g_1 g_2 \dots g_N k t_{et} b$$

Igualando las dos expresiones de n_o:

$$t_{et} = t_{e1} + \frac{t_{e2}}{g_1} + \frac{t_{e3}}{g_1 g_2} + \frac{t_{e4}}{g_1 g_2 g_3} + \dots + \frac{t_{eN}}{g_1 g_2 g_3 \cdots g_{N-1}}$$

Cadena de cuadripolos (2)

Como $t_e = t_0(f-1)$:

$$f_t - 1 = f_1 - 1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \ldots$$

$\Rightarrow$ Fórmula de Friis:

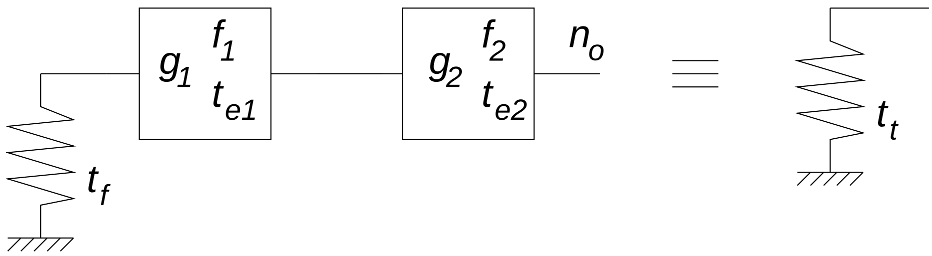
$$f_t = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \ldots + \frac{f_N - 1}{g_1 g_2 \cdots g_{N-1}}$$

En términos de ruido, el primer cuadripolo (f_1 y g_1) es crítico $\Rightarrow$ debería tener:

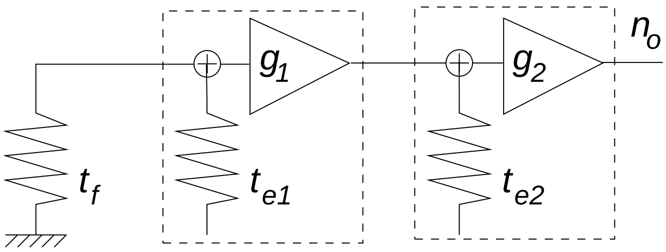
- diseño con tecnología de bajo ruido ($f_1 \downarrow$).
- alta ganancia ($g_1 \uparrow$).

Temperatura total de ruido

Temperatura total de ruido t_t de un sistema: temperatura a la que se encontraría una resistencia que produjera la misma potencia de ruido n_o que el sistema considerado.



Uno de los procedimientos para determinar t_t consiste en plantear el circuito **ideal** equivalente al real considerado:



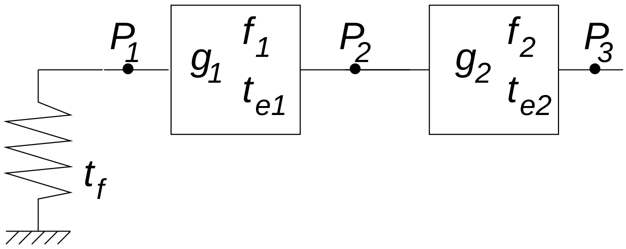
$$t_t = \left(\left(t_f + t_{e1}\right) g_1 + t_{e2}\right) g_2$$

La potencia total de ruido a la salida del sistema es:

$$n_o = k t_t b$$

Temperatura de ruido referida a un punto

Temperatura de ruido de un sistema referida a un punto: temperatura de una resistencia situada en ese punto del sistema, que produciría la misma temperatura total de ruido t_t a la salida del sistema, considerando ideales el resto de elementos (sin contribución de ruido).



$$t_t = \left(\left(t_f + t_{e1}\right) g_1 + t_{e2}\right) g_2$$

La temperatura de ruido referida a los puntos P_i del sistema:

Referida a P_3: $$t_{P_3} = \left(\left(t_f + t_{e1}\right) g_1 + t_{e2}\right) g_2 = t_t$$

Referida a P_2: $$t_{P_2} = \frac{t_{P_3}}{g_2} = \left(t_f + t_{e1}\right) g_1 + t_{e2}$$

Referida a P_1: $$t_{P_1} = \frac{t_{P_2}}{g_1} = \frac{\left(t_f + t_{e1}\right) g_1 + t_{e2}}{g_1} = \left(t_f + t_{e1}\right) + \frac{t_{e2}}{g_1}$$

Aditividad de las perturbaciones

Habitualmente, todo sistema de transmisión analógica se ve afectado por la presencia de diferentes tipos de perturbaciones (diafonía, ruido térmico, etc.), que se van acumulando a lo largo de la línea.

Para determinar la potencia total de ruido[1], sería necesario conocer la expresión analítica de las diferentes componentes del ruido, con el fin de poder determinar el valor de la potencia media de ruido total a partir de las funciones de correlación cruzada de los diferentes tipos de ruido.

Dado que el desarrollo analítico anterior no suele ser posible, se suele aplicar hipótesis que permiten **aproximar** el valor de la potencia media de ruido total. Los criterios habituales son los siguientes:

- Se suman en **potencia** (señales incoherentes):
  - El **ruido térmico**.
  - Las perturbaciones de **intermodulación de segundo orden**.
  - La mayoría de las perturbaciones debidas a **diafonía**.
- Se suman en **tensión** (señales totalmente coherentes):
  - Las **reflexiones** de las señales.
  - Las perturbaciones de **intermodulación de tercer orden**.

Ejemplos:

Suma de N señales incoherentes, todas de nivel $L[\text{dBm}]$:

$$L_T[\text{dBm}] = L[\text{dBm}] + 10 \log N$$

Suma de N señales coherentes, todas de nivel $L[\text{dBm}]$:

$$L_T[\text{dBm}] = L[\text{dBm}] + 20 \log N$$

Suma de N señales parcialmente coherentes, todas de nivel $L[\text{dBm}]$:

$$L_T[\text{dBm}] \approx L[\text{dBm}] + 15 \log N$$

[1] De forma genérica se llama ruido aunque incluye los otros tipos de perturbaciones.

Problema 4.1

Para medir la distorsión e intermodulación que introduce un canal de característica de transferencia $y(t) = x(t) + kx^3(t)$ se envían por él, simultáneamente, dos tonos en fase de igual amplitud A y frecuencias f_1 y f_2 $(f_2 > f_1)$, contenidas en su banda de paso.

1.) Calcular[1] todos los coeficientes de distorsión e intermodulación posibles si $k \lll 1$ $(a_3 \lll a_1)$.

2.) Indicar los valores numéricos de distorsión e intermodulación que se medirían realmente para: $k = 1/4$, $f_1 = 1$ kHz y $f_2 = 2$ kHz, comentando suficientemente los resultados, en el caso de que los tonos introducidos en el canal estuviesen normalizados $(A = 1)$, y este tuviese una banda de paso de:

a.) 300 a 3400 Hz.

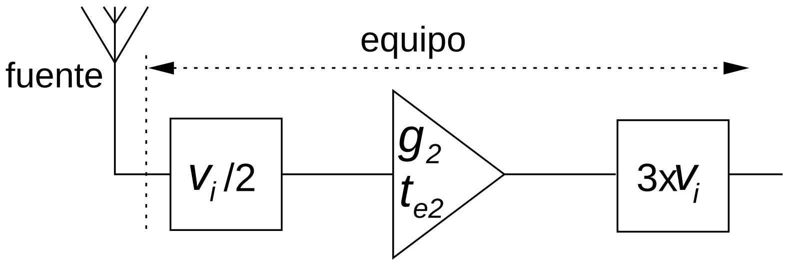
b.) 300 a 5200 Hz.

[1] $(A + B)^2 = A^2 + B^2 + 2AB$
$(A + B)^3 = (A + B)^2(A + B) = \cdots = A^3 + B^3 + 3A^2B + 3AB^2$
$\cos(a \pm b) = \cos a \, \cos b \mp \operatorname{sen} a \, \operatorname{sen} b$
$\cos a \, \cos b = \frac{1}{2}(\cos(a + b) + \cos(a - b))$
$\cos^2 a = \frac{1}{2}(\cos 2a + 1)$
$\cos^3 a = \cos^2 a \, \cos a = \cdots = \frac{3}{4}\cos a + \frac{1}{4}\cos 3a$

Problema 4.2

El circuito de la figura modela el receptor de un sistema de transmisión compuesto por:

- Un divisor de tensión ($v_o = v_i/2$) **pasivo** (resistivo puro).
- Un amplificador de potencia, de temperatura equivalente de ruido $t_{e2} = 800$ K, que genera una potencia de ruido interno $N_{int2} = -120$ dBm.
- Un multiplicador de tensión ($v_o = 3v_i$) con factor de ruido $f_3 = 4$.



Sabiendo que la temperatura física de los tres módulos es 17 °C, calcular:

1.) La ganancia del amplificador de potencia, g_2, en unidades naturales.

2.) La temperatura equivalente de ruido del equipo, t_e, referida a la entrada del divisor de tensión.

3.) La temperatura total de ruido del sistema completo, t_t, a la salida del multiplicador de tensión.

4.) El factor de ruido del equipo, f_e.

5.) El nuevo valor del factor de ruido del equipo, f'_e si la ganancia del multiplicador de tensión se incrementa 3 dB.

Datos adicionales:

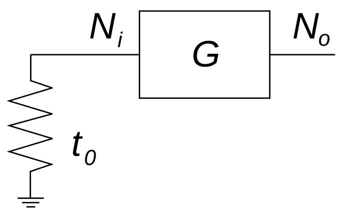
- Se supone adaptación de impedancias en el sistema.
- Constante de Boltzmann: $k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- Ancho de banda de la señal recibida: $b = 18$ kHz.
- Temperatura de ruido captada por la antena: $t_f = 270$ K.
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290$ K.

Problema 4.3

Se desea caracterizar un amplificador de ganancia G dB para un sistema de transmisión analógica, con la fuente a temperatura t_0. Sabiendo que la potencia de ruido a la salida del amplificador es $N_o = N_i + 6$ dB, siendo N_i dBm la potencia de ruido a la entrada del amplificador, escribir las expresiones de:

1.) La temperatura equivalente de ruido del amplificador t_e K.

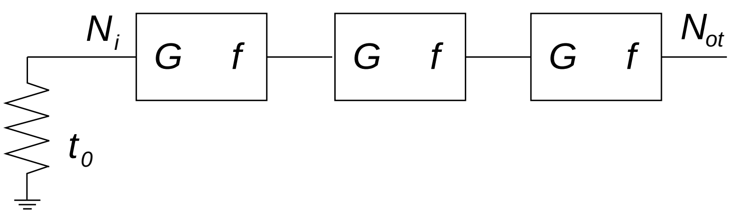
2.) La potencia de ruido interno n_{int}, en mW.



En una configuración diferente, también con la fuente a temperatura t_0, se utilizan tres amplificadores iguales entre sí, de ganancia G dB, en cascada. Si el factor de ruido de cada amplificador es f en unidades naturales, y la potencia de ruido a la entrada del primer amplificador es N_i dB, escribir las expresiones de:

3.) La potencia de ruido a la salida del tercer amplificador n_{ot}, en mW.

4.) La potencia de ruido interno n_{int} de cada amplificador, en mW.

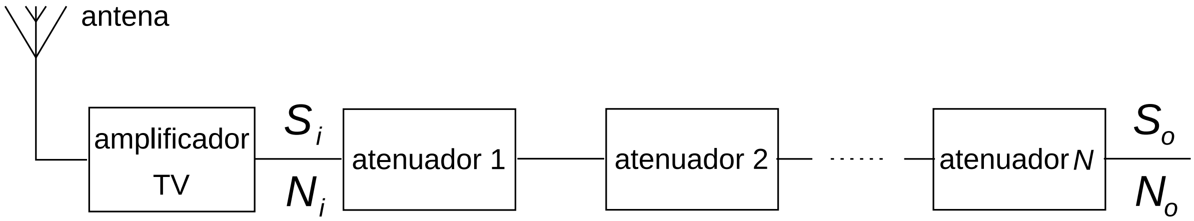


Dato adicional:

- Temperatura del amplificador = temperatura de referencia t_0 K.

Problema 4.4

La Dirección General de Telecomunicaciones, en su Instrucción DGT/7 sobre propuestas técnicas de instalaciones de antenas colectivas, establece que la relación señal/ruido de la señal de TV que se recibe en cualquier punto de la instalación debe ser siempre superior a 43 dB.



Sabiendo que una instalación de antena colectiva concreta se puede asimilar al conjunto de la figura, formado por la antena receptora, un amplificador de vídeo, y N atenuadores de vídeo pasivos e iguales (uno por cada piso del edificio), caracterizado cada atenuador por su ganancia G dB y su factor de ruido F dB, determínese el máximo valor permitido para F en función de N si la relación señal/ruido a la salida del amplificador es $S_i/N_i = 55$ dB.

Hipótesis de partida:

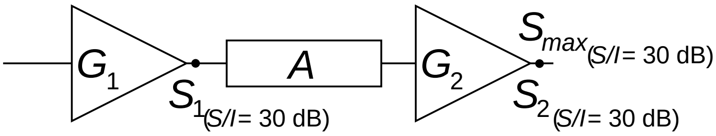
- Para cada atenuador, considérese que $F[\text{dB}] = -G[\text{dB}]$.
- Se suponen cables ideales, sin pérdidas.
- $n_i = kt_0b$ (ruido conjunto antena/amplificador).

Dato adicional:

- Suma de términos de una progresión geométrica: $S = \dfrac{a_n r - a_1}{r - 1}$.

Problema 4.5

La cadena de cuadripolos de la figura modela un sistema de transmisión compuesto por:

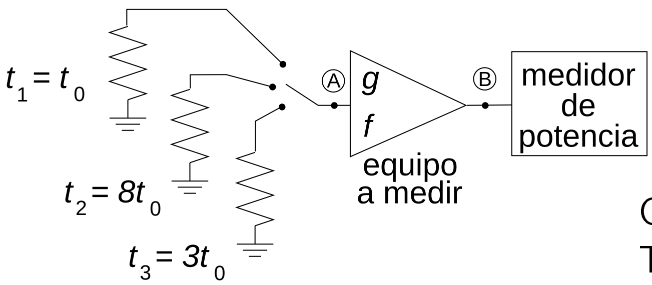


- Un amplificador de potencia con valores:
  - Ganancia $G_1 = 15$ dB.
  - Nivel de potencia máxima que puede dar a su salida para garantizar $S/I = 30$ dB a su salida: $S_{1_{(S/I=30\text{ dB})}} = -30$ dBm.
- Un cable metálico con atenuación $A = 10$ dB.
- Un amplificador de potencia con valores:
  - Ganancia $G_2 = 20$ dB.
  - Nivel de potencia máxima que puede dar a su salida para garantizar $S/I = 30$ dB a su salida: $S_{2_{(S/I=30\text{ dB})}} = -10$ dBm.

Calcular el nivel potencia máxima a la salida de la cadena, S_{max}, que garantice una $(S/I)_{total} = 30$ dB a su salida.

Problema J17T2

Un sistema de medidas de equipos dispone de varias fuentes de ruido y de un medidor de potencia. Se considera que cada fuente de ruido se puede modelar como una resistencia a una temperatura determinada.



Cte. de Boltzmann: $k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K
Temp. de referencia: $t_0 = 290$ K

Se desea caracterizar un amplificador para lo cual se realizan varias medidas.

1.) Al realizar dos medidas con las fuentes de ruido de $t_1 = t_0$ y $t_2 = 8t_0$ se obtiene (en el punto B) que la potencia medida en el segundo caso es tres veces la del primero. Calcular la temperatura equivalente y el factor de ruido del amplificador.

2.) Al realizar una medida con la fuente de ruido $t_3 = 3t_0$ se obtiene que la potencia medida a la salida (punto B) es 250 veces la potencia medida a su entrada (punto A). Calcular la ganancia del amplificador.

3.) Sabiendo que el ancho de banda del amplificador que se analiza es 10 MHz, calcular el valor del ruido interno del mismo en W.

Suponer a partir de ahora que el amplificador medido tiene $f = 3$ y $g = 100$.

4.) Si se forma una cadena con tres amplificadores del mismo tipo que el indicado, calcular el factor de ruido global de dicha cadena.

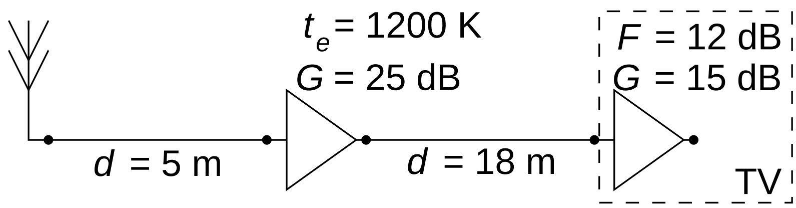
5.) Ahora se desea caracterizar un atenuador pasivo (resistivo) que se comporta como un divisor de tensión de factor $1/3$ y está a una temperatura física $t_{at} = 300$ K. Calcular su temperatura equivalente y su factor de ruido.

6.) Calcular la temperatura total de ruido al final de la cadena formada por una fuente con una temperatura de ruido $t_f = 315$ K, un amplificador de los caracterizados y un atenuador resistivo de los caracterizados, en el orden citado.

Problema J15T2

El sistema de recepción de televisión mostrado en la figura está formado por:

- Antena.
- Tramo de cable coaxial de 5 m con $\alpha = 20$ dB/(100 m).
- Amplificador repetidor con temperatura equivalente de ruido $t_e = 1200$ K y ganancia $G = 25$ dB.
- Tramo de cable coaxial de 18 m con $\alpha = 20$ dB/(100 m).
- Receptor de televisión que tiene integrado en la entrada un amplificador con factor de ruido $F = 12$ dB, y ganancia $G = 15$ dB.



Datos adicionales:

- Constante de Boltzmann: $k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K.
- Temperatura de referencia: $t_0 = 290$ K.

Se pide:

1.) Calcular la atenuación total de cada tramo de cable coaxial en unidades naturales.

2.) Calcular el factor de ruido del equipo (cables, amplificador repetidor y receptor de televisión) si se considera que el equipo se encuentra a una temperatura de 310 K.

A partir de ahora, **considerar que el factor de ruido del equipo $f_T = 6{,}5$**.

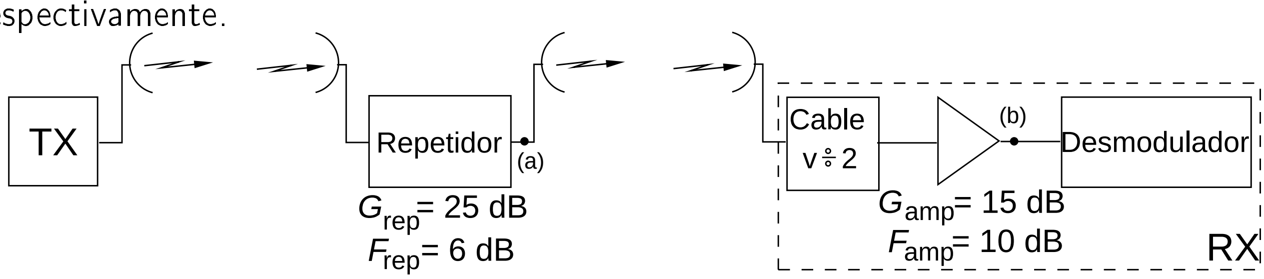
3.) Calcular la temperatura equivalente de ruido del equipo referida a la entrada del primer tramo de cable.

4.) Calcular la potencia total de ruido, en dBm, a la salida del amplificador del receptor de televisión para una temperatura de fuente de ruido captada por la antena de 290 K. Considérese un ancho de banda de señal de 8 MHz.

5.) Calcular la relación señal a ruido, en dB, a la salida del amplificador del receptor de televisión si la potencia de señal captada a pie de antena es de –41 dBm.

Problema E17P1

La figura representa un radioenlace digital formado por dos vanos de longitudes $d_1 = 50$ km y $d_2 = 25$ km con pérdidas de propagación $L_1 = 86$ dB y $L_2 = 80$ dB respectivamente.



Todas las antenas son iguales y hay un repetidor activo entre ambos vanos que, además de cambiar la frecuencia, tiene un amplificador con ganancia $G_{rep} = 25$ dB y factor de ruido $F_{rep} = 6$ dB. El sistema de recepción (RX) consta de tres módulos: cable de conexión (resistivo puro) que divide la tensión de la señal de entrada por un factor de 2; amplificador de potencia con ganancia $G_{amp} = 15$ dB y factor de ruido $F_{amp} = 10$ dB; y desmodulador.

Se pide calcular:

1.) La temperatura de ruido del conjunto formado por el primer vano y el repetidor, a la salida del repetidor.

2.) La temperatura de ruido del conjunto formado por el segundo vano y el cable+amplificador del sistema de recepción, a la salida del amplificador de este.

3.) El factor de ruido del sistema de recepción.

4.) La temperatura de ruido del sistema de transmisión completo a la salida del amplificador del sistema de recepción (entrada del desmodulador).

5.) La relación señal a ruido del sistema a la entrada del desmodulador en función de la potencia transmitida p_t.

6.) Justificar si el sistema de transmisión diseñado es viable para una $p_t = 1$ W.

Datos adicionales:

- Temperatura de referencia: $t_0 = 290$ K.
- Temperatura física de los módulos del sistema de recepción: $t_{RX} = t_0$.
- Temperatura de ruido captado por cualquier antena del radioenlace: t_0.
- Se supone adaptación de impedancias en el sistema.
- Ancho de banda del sistema: $b = 10$ MHz.
- Constante de Boltzmann: $k = 1{,}381 \cdot 10^{-23}$ J/K.

Soluciones (1)

4.1

1.) $d_3 = 4\,\%$; $i_3 = 12\,\%$

2.a.) $d = 4\,\%$; $i = 12\,\%$

2.b.) $d = 4\,\%$; $i = 20{,}8\,\%$

4.2

1.) $g_2 = 5$

2.) $t_e = 4\,766$ K

3.) $t_t = 56\,655$ K

4.) $f_e = 17{,}43$

5.) $f'_e = f_e$ (no depende de g_3)

4.3

1.) $t_e = \left(\dfrac{4}{g} - 1\right) t_0$

2.) $n_{int} = (4 - g)n_i$

3.) $n_{ot} = \left(f + \dfrac{f-1}{g} + \dfrac{f-1}{g^2}\right) g^3 n_i$

4.) $n_{int} = g\, n_i(f - 1)$

4.4

$F_{max} < 12/N$ dB

4.5

$S_{max} = -20{,}4$ dBm

J17T2

1.) $t_e = 2{,}5\, t_0$; $f = 3{,}5$

2.) $g = 136{,}363$

3.) $n_{\text{int}} = 13{,}653$ pW

4.) $f_t = 3{,}02$

5.) $t_{e_a} = 2\,400{,}0$ K ; $f_a = 9{,}276$

6.) $t_t = 10\,211{,}11$ K.

J15T2

1.) $a_1 = 1{,}2589$; $a_3 = 2{,}2909$

2.) $f_T = 6{,}6270$

3.) $t_{e_T} = 1\,595$ K

4.) $P_o = -61{,}4140$ dBm

5.) $(S/N)_o = 55{,}8140$ dB.

Soluciones (2)

E17P1

1.) $t_{S1} = 365\,085$ K

2.) $t_{S2} = 91\,706{,}7$ K

3.) $f_{RX} = 40$

4.) $t_{T} = 91{,}70 \cdot 10^3$ K

5.) $\frac{s}{n} = 4{,}96 \cdot 10^{-3}\ p_t[\mathrm{W}]$

6.) No es viable dada la baja relación s/n a la entrada del desmodulador ($s/n = 5 \cdot 10^{-3}$).