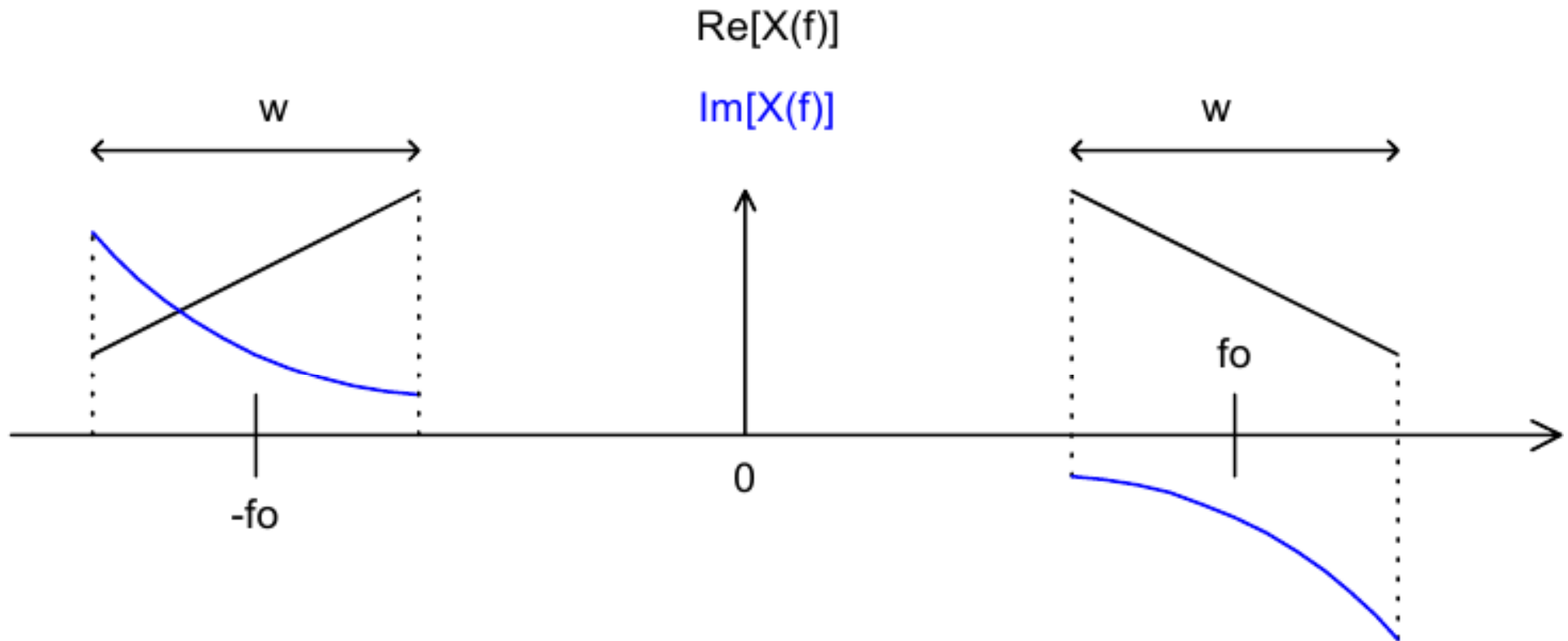


Unidad 2: SEÑALES ELÉCTRICAS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA:

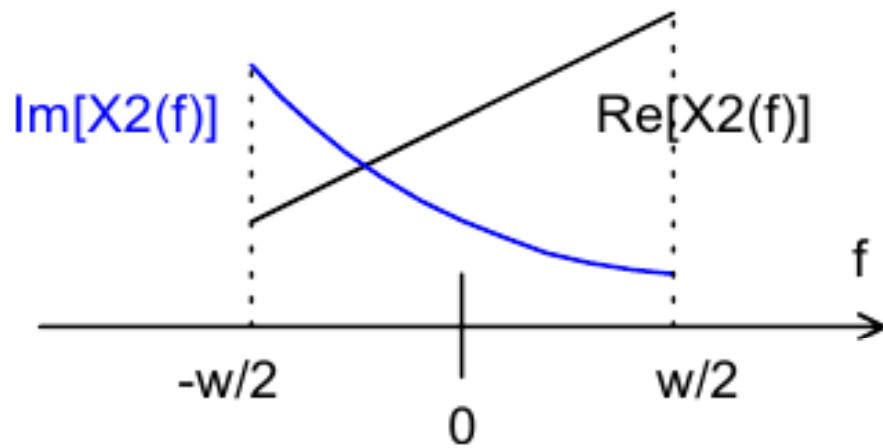
Series de Fourier. Trigonometría y exponencial
Transformada de Fourier. Teorema de Parseval.
Espectros de densidad energía/potencia.
Teoremas relacionados con la Transformada de Fourier. Delta de Dirac, propiedades, aplicaciones.
Espectros de señales periódicas. La transformada discreta de Fourier. Señales aleatorias en dominio de frecuencia. Espectro de densidad de potencia.
Función de autocorrelación. **Señales de banda angosta, características y modelado.**

Espectro de Fourier de una señal de banda estrecha:

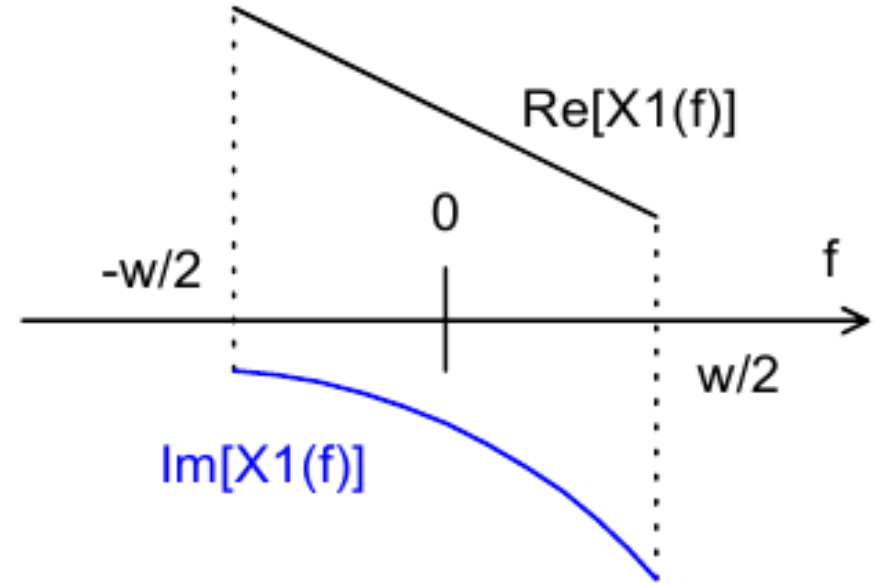


$$X(f) = X_1(f - f_0) + X_2(f + f_0) \Leftrightarrow x_1(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} + x_2(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t}$$

$$X(f) = X_1(f - f_0) + X_2(f + f_0) \Leftrightarrow x_1(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} + x_2(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t}$$



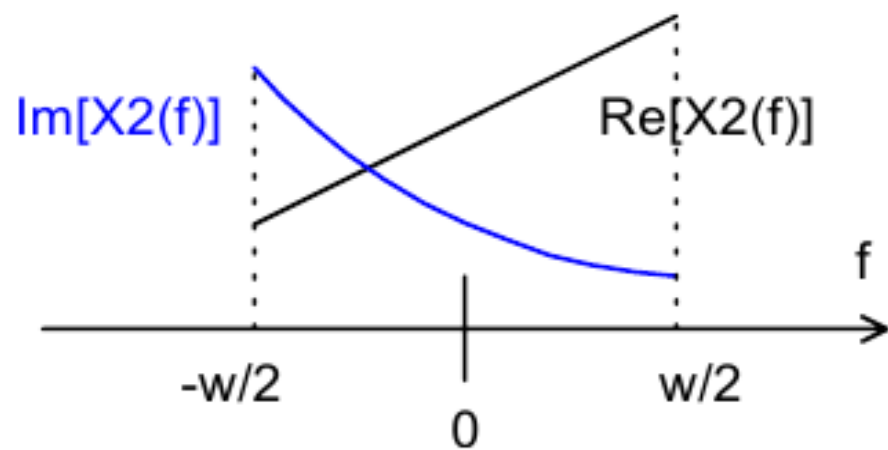
$X_2(f)$



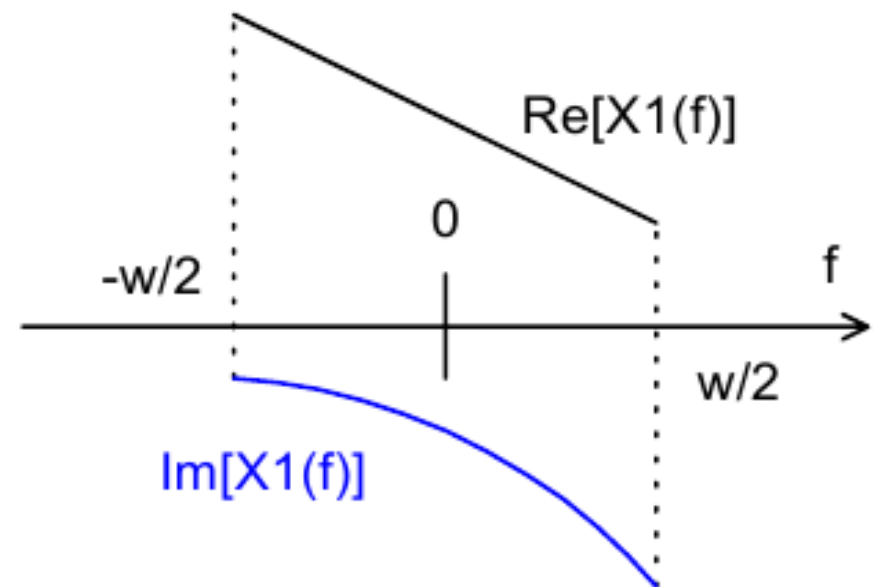
$X_1(f)$

$$\operatorname{Re}[X_2(f)] = \operatorname{Re}[X_1(-f)]$$

$$\operatorname{Im}[X_2(f)] = -\operatorname{Im}[X_1(-f)] \quad \therefore X_2(f) = X_1^*(-f)$$



$$X_2(f)$$



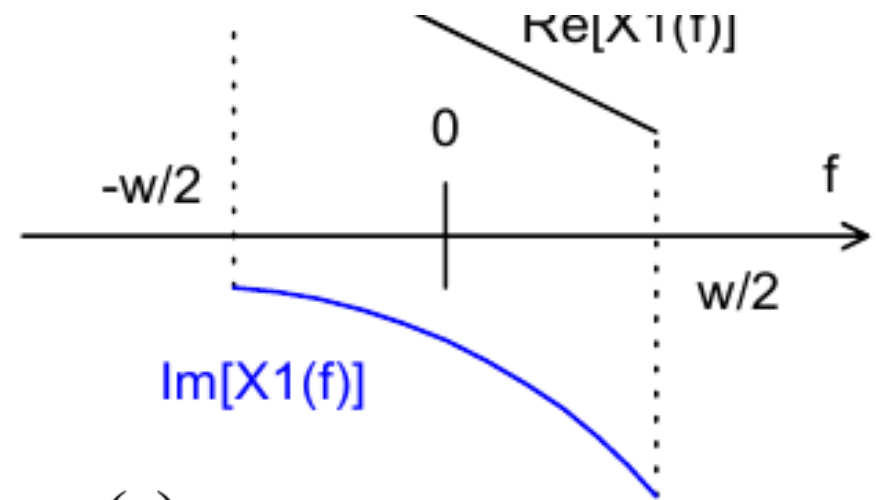
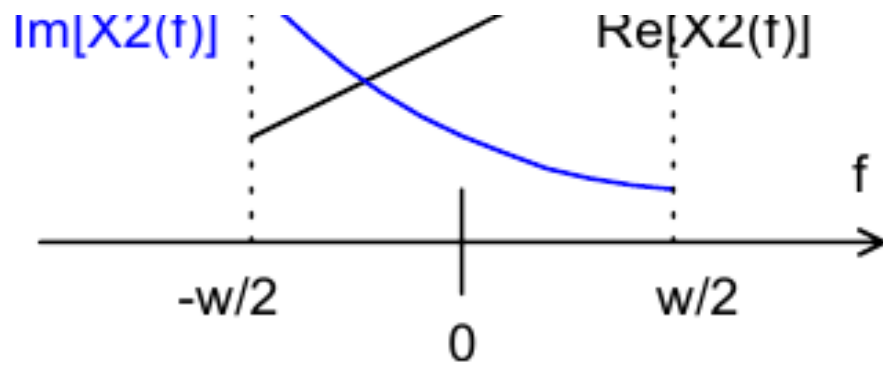
$$X_1(f)$$

$$\text{Re}[X_2(f)] = \text{Re}[X_1(-f)]$$

$$\text{Im}[X_2(f)] = -\text{Im}[X_1(-f)] \quad \therefore X_2(f) = X_1^*(-f)$$

$$x_1(t) = x_{1real}(t) + j \cdot x_{1imag}(t)$$

$$x_2(t) = x_1^*(t) = x_{1real}(t) - j \cdot x_{1imag}(t)$$



$$x_1(t) = x_{1real}(t) + j \cdot x_{1imag}(t)$$

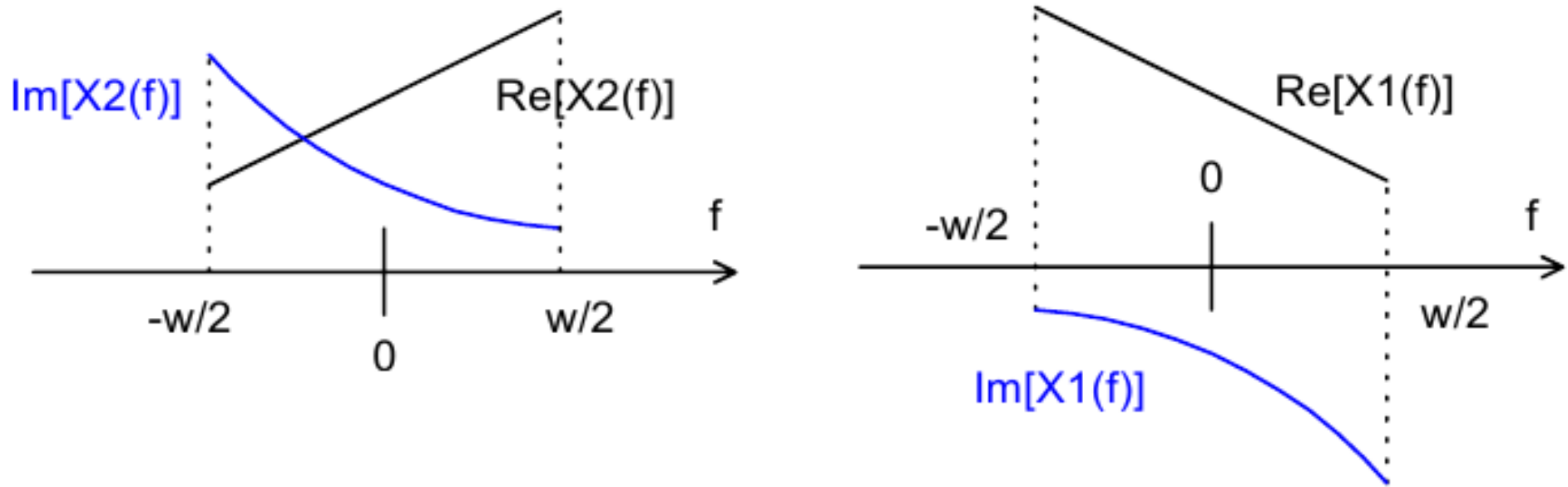
$$x_2(t) = x_1^*(t) = x_{1real}(t) - j \cdot x_{1imag}(t)$$

$$x(t) = x_1(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} + x_2(t) \cdot e^{-j2\pi f_0 t} = (x_1(t) + x_2(t)) \cdot \cos 2\pi f_0 t + j \cdot (x_1(t) - x_2(t)) \cdot \sin 2\pi f_0 t$$

$$x(t) = 2 \cdot x_{1real}(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t - 2 \cdot x_{1imag}(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t = a(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t - b(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t$$

$$a(t) = 2 \cdot x_{1real}(t) \quad \text{y} \quad b(t) = 2 \cdot x_{1imag}(t)$$

$$\langle x^2 \rangle = \frac{1}{2} \cdot \langle a^2 \rangle + \frac{1}{2} \cdot \langle b^2 \rangle$$



$$a(t) = 2 \cdot x_{1\text{real}}(t) \quad \text{y} \quad b(t) = 2 \cdot x_{1\text{imag}}(t)$$

$$\langle x^2 \rangle = \frac{1}{2} \cdot \langle a^2 \rangle + \frac{1}{2} \cdot \langle b^2 \rangle$$

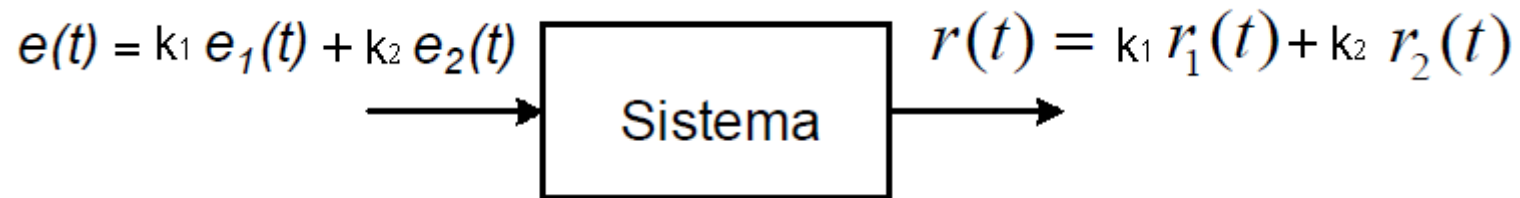
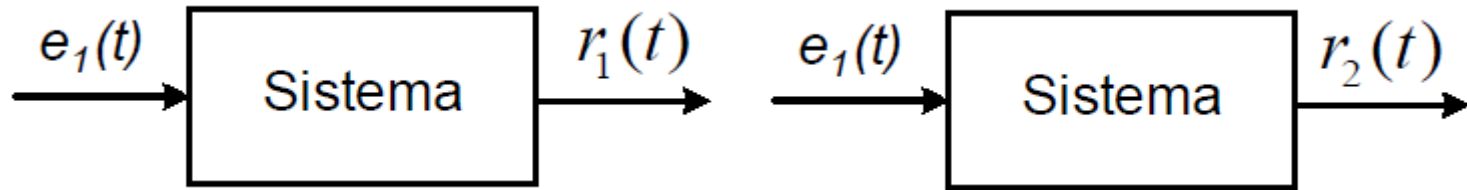
La potencia de la señal de banda estrecha queda en función de las componentes real e imaginaria de banda base.

¿Cómo queda esto, por ejemplo, para AM?

Unidad 3: TRANSMISIÓN DE SEÑALES A TRAVÉS DE CUADRIPOLOS LTI

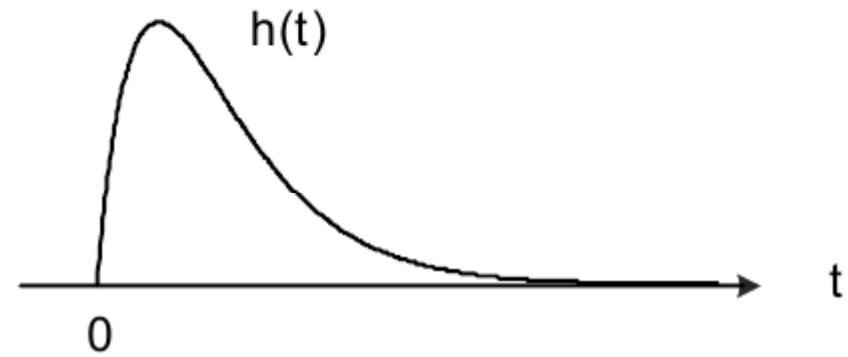
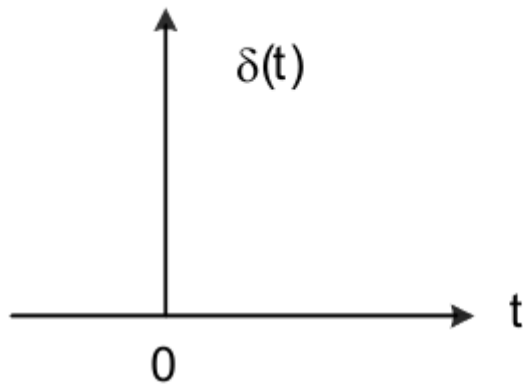
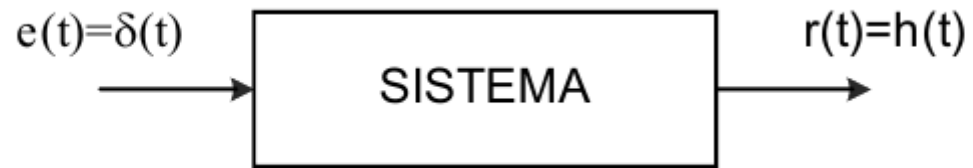
Análisis en dominio de tiempo. Convolución. Convolución discreta. Análisis en frecuencia. Función de transferencia, amplitud y fase. Ancho de banda equivalente. Distorsión de amplitud y fase. Condiciones necesarias para transmisión sin distorsión. Retardos de fase y grupo. Efecto de alinealidades leves. Modelado de la distorsión no lineal. Análisis en tiempo y frecuencia. Punto de intercepción de segundo y tercer orden. Ruido térmico. Modelo de resistencia ruidosa. Caracterización del ruido térmico en sistemas lineales. Número de ruido y Temperatura equivalente de ruido. Cascada de cuadripolos. Relación señal/ruido. Rango dinámico.

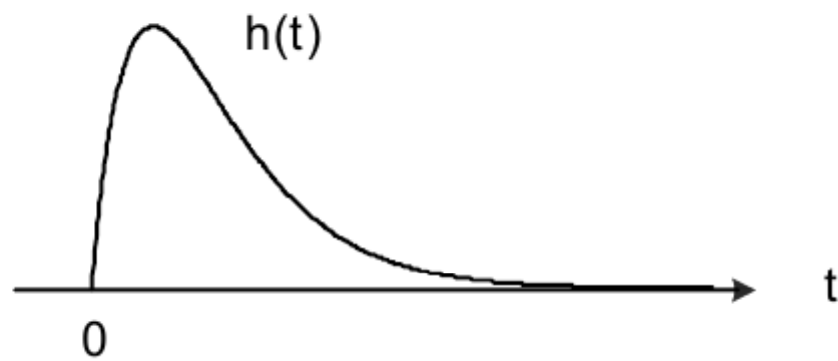
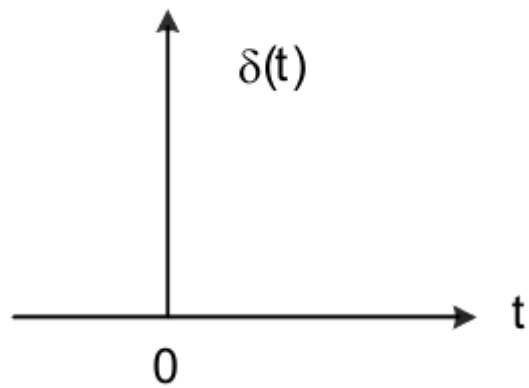
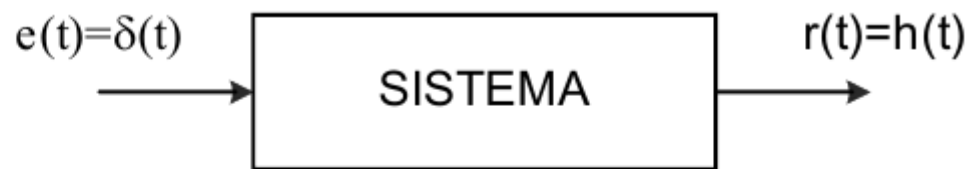
Sistemas lineales invariantes en el tiempo

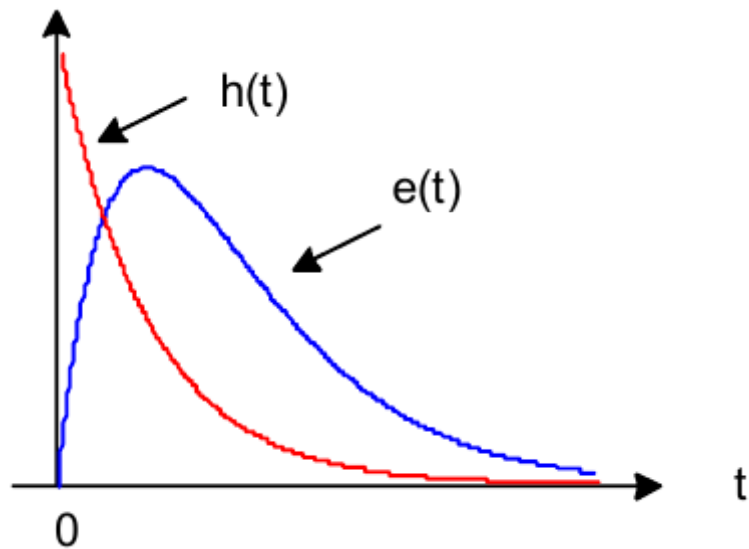
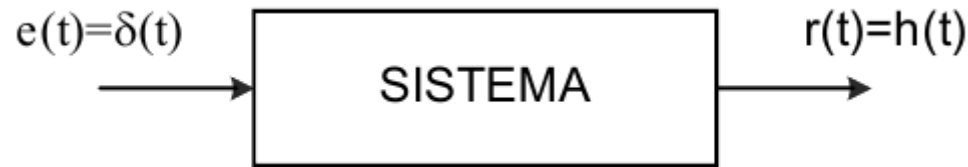


	entrada	salida
1	$e(t)$	$r(t)$
2	$k.e(t)$	$k.r(t)$
3	$k.e(t - \tau)$	$k.r(t - \tau)$
4	$k.\frac{d}{dt}.e(t)$	$k.\frac{d}{dt}.r(t)$
5	$k.\int_{-\infty}^t e(z).dz$	$k.\int_{-\infty}^t r(z).dz$

Respuesta el impulso

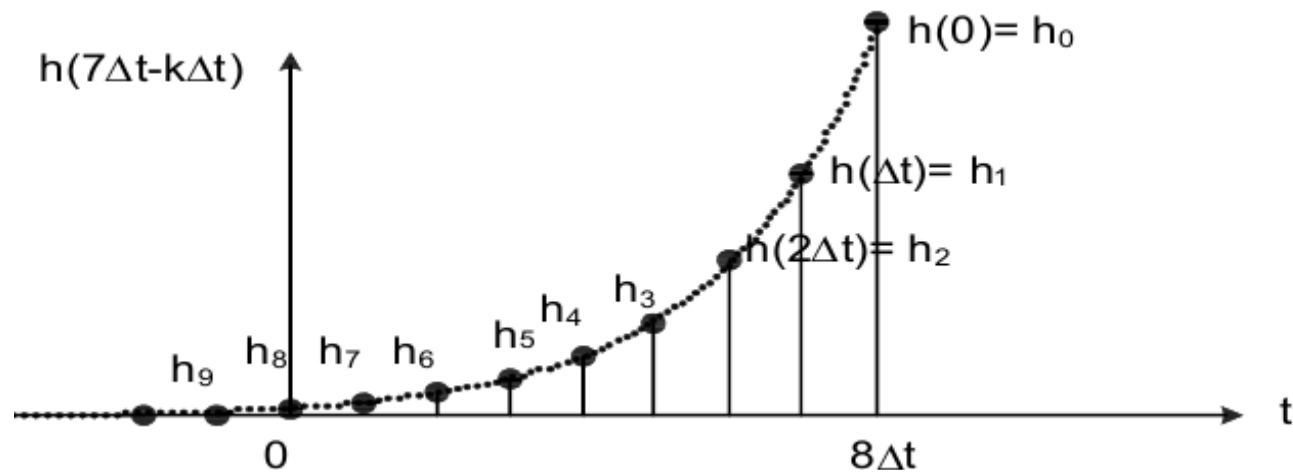
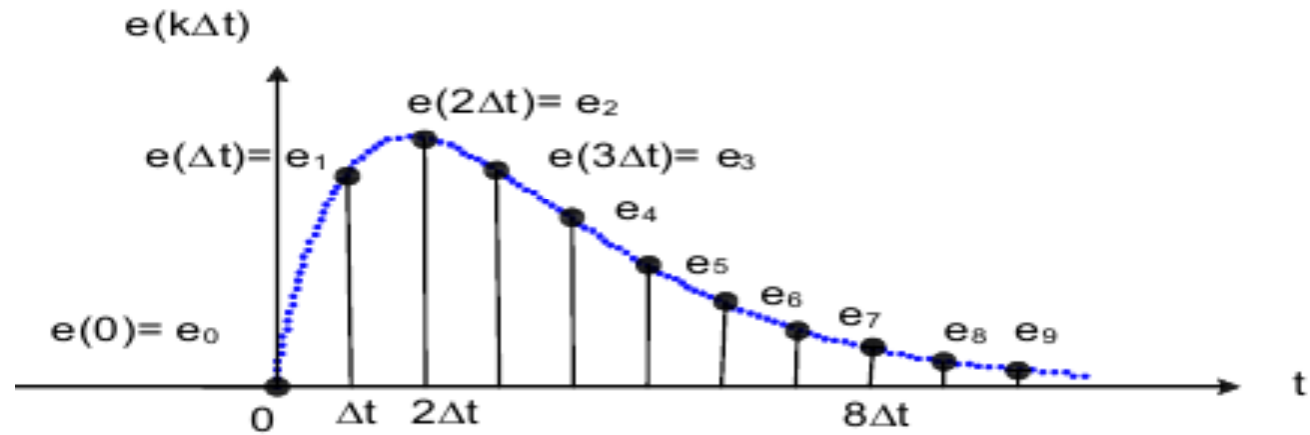
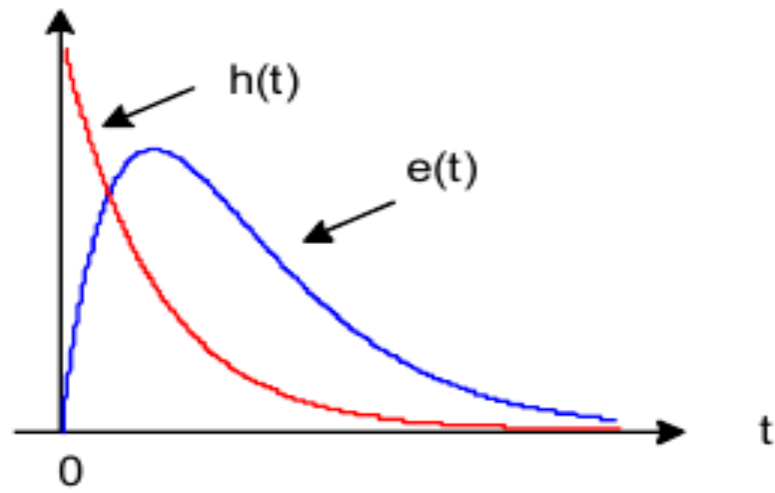


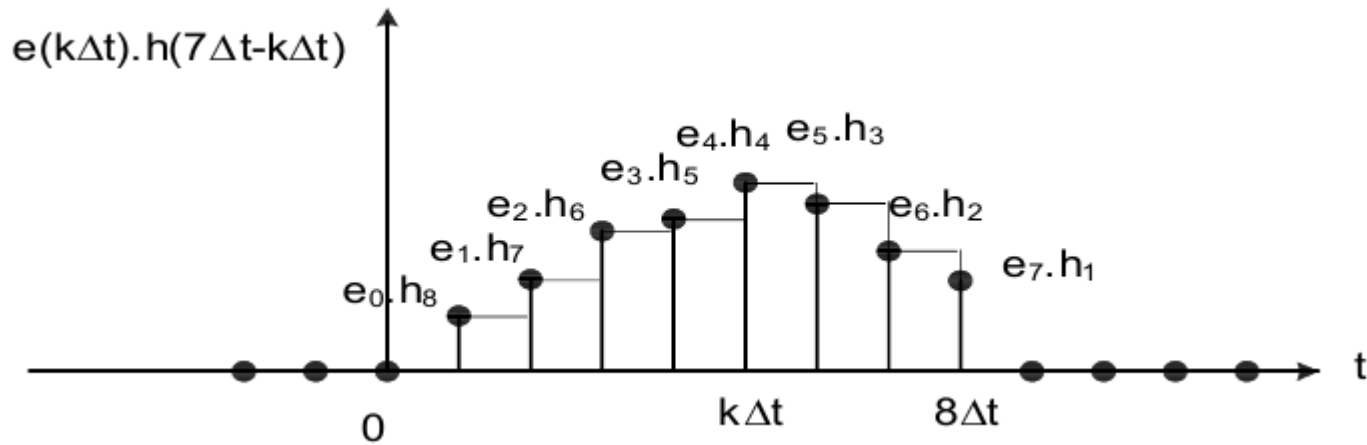
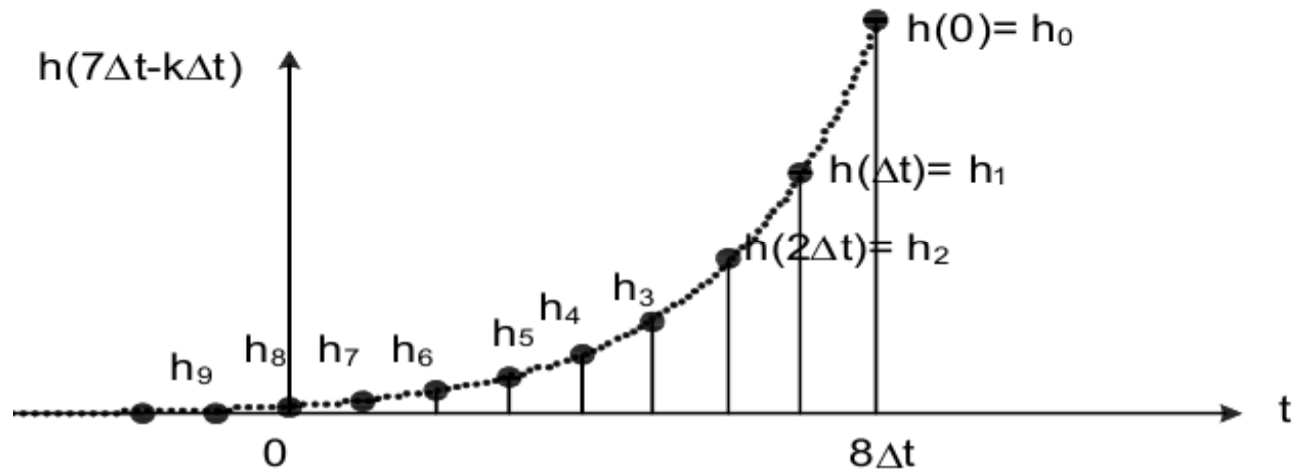
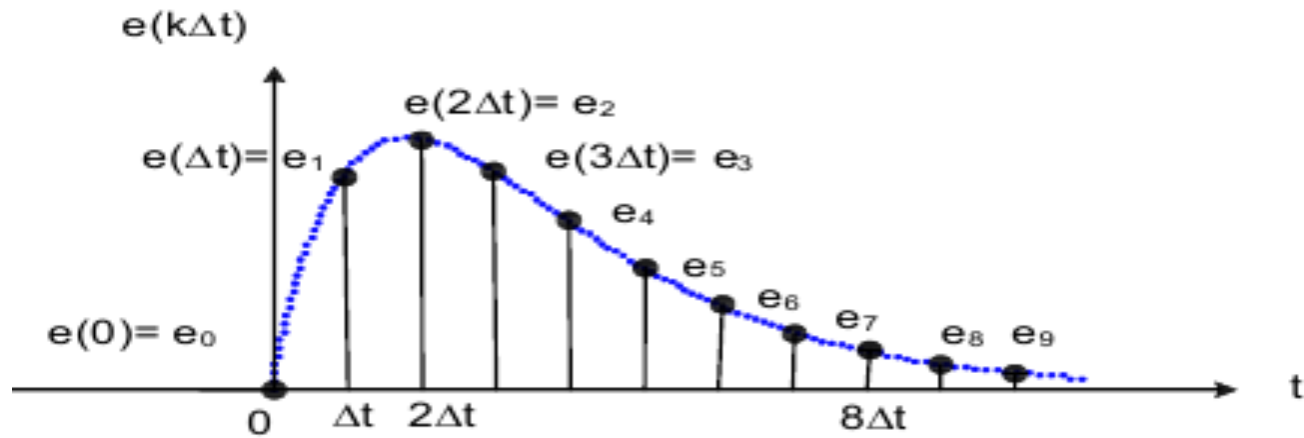


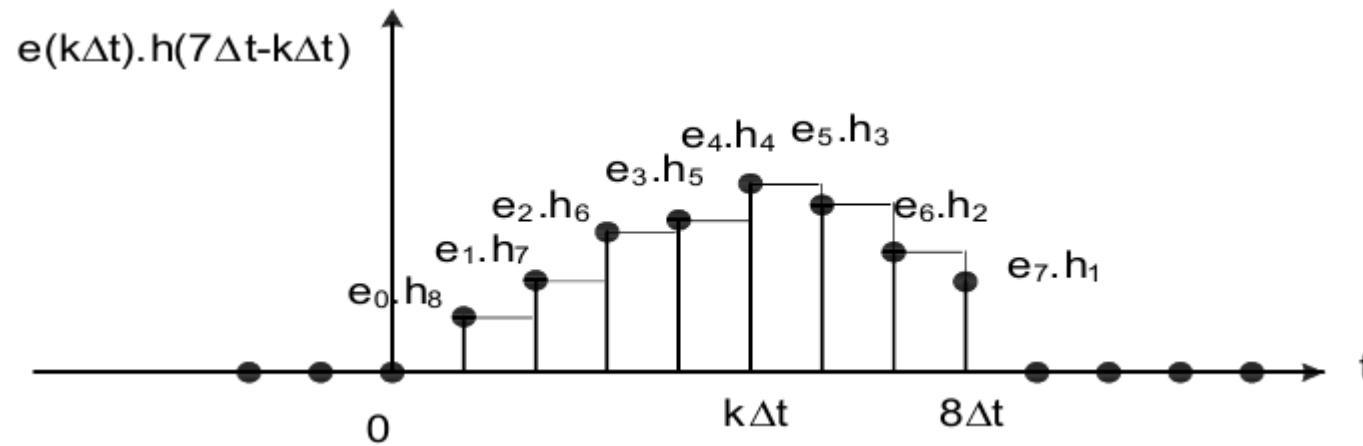


$$r(t) \approx \sum_k e(k.\Delta t) . \Delta t . h(t - k.\Delta t)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\lambda) . h(t - \lambda) . d\lambda = e(t) * h(t)$$







$$r(t) \approx \sum_k e(k.\Delta t).\Delta t.h(t - k.\Delta t)$$

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e(\lambda).h(t - \lambda).d\lambda = e(t) * h(t)$$

RESUMEN CLASE 10

1. La potencia de una señal de banda estrecha puede calcularse a partir de las potencias de las partes real e imaginaria de las señales de banda base asociadas.
2. Cuando la duración de una señal de estímulo a un sistema LTI es despreciable frente a los tiempos característicos de este, la amplitud de la respuesta es sensible al área del estímulo. Esto permite modelar los pulsos de corta duración mediante una función delta de Dirac de área apropiada.
3. La integral de convolución para encontrar la respuesta de un sistema LTI frente a una señal de estímulo, resulta ser una consecuencia de aplicar el principio de superposición y la invariancia en el tiempo. La señal de salida es la sumatoria de las respuestas parciales luego de considerar a la señal de entrada como compuesta por una multitud de pulsos cortos.