

Conversión A/D-D/A

Alejandro Furfaro

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Épocas en las que no había Whatsapp



Jean-Baptiste Joseph Fourier, Joseph-Louis Lagrange. y Pierre-Simon Laplace...

Serie de Fourier

Serie de Fourier

- Partió de demostrar que las funciones:

$$\text{sen}(n.x), \text{cos}(n.x), \forall n \in \text{entero}, \quad (1)$$

son funciones ortogonales, es decir, permiten calcular cualquier otra función en términos de este par de funciones, como una sucesión de cálculos que pueden expresarse genéricamente como:

Serie de Fourier

- Partió de demostrar que las funciones:

$$\text{sen}(n.x), \text{cos}(n.x), \forall n \in \text{entero}, \quad (1)$$

son funciones ortogonales, es decir, permiten calcular cualquier otra función en términos de este par de funciones, como una sucesión de cálculos que pueden expresarse genéricamente como:

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) \right], \quad (2)$$

Serie de Fourier

- Partió de demostrar que las funciones:

$$\text{sen}(n.x), \text{cos}(n.x), \forall n \in \text{entero}, \quad (1)$$

son funciones ortogonales, es decir, permiten calcular cualquier otra función en términos de este par de funciones, como una sucesión de cálculos que pueden expresarse genéricamente como:

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \cos\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) + b_n \cdot \sin\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) \right], \quad (2)$$

- Donde:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt, \quad a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt, \quad b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt. \quad (3)$$

Serie de Fourier

- Partió de demostrar que las funciones:

$$\text{sen}(n.x), \text{cos}(n.x), \forall n \in \text{entero}, \quad (1)$$

son funciones ortogonales, es decir, permiten calcular cualquier otra función en términos de este par de funciones, como una sucesión de cálculos que pueden expresarse genéricamente como:

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cdot \text{cos}\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) + b_n \cdot \text{sin}\left(\frac{2n\pi}{T} \cdot t\right) \right], \quad (2)$$

- Donde:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt, \quad a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{cos}(n\omega_0 t) \cdot dt, \quad b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt. \quad (3)$$

- Su demostración es larga y compleja, y no es el objetivo de este curso.

Serie de Fourier: Señal rectangular

La función rectangular es una función discontinua definida mediante la siguiente expresión.

$$f(t) = \begin{cases} -1 & -1 \leq t \leq 0 \\ 1 & 0 \leq t \leq 1 \end{cases}$$

Serie de Fourier: Señal rectangular

La función rectangular es una función discontinua definida mediante la siguiente expresión.

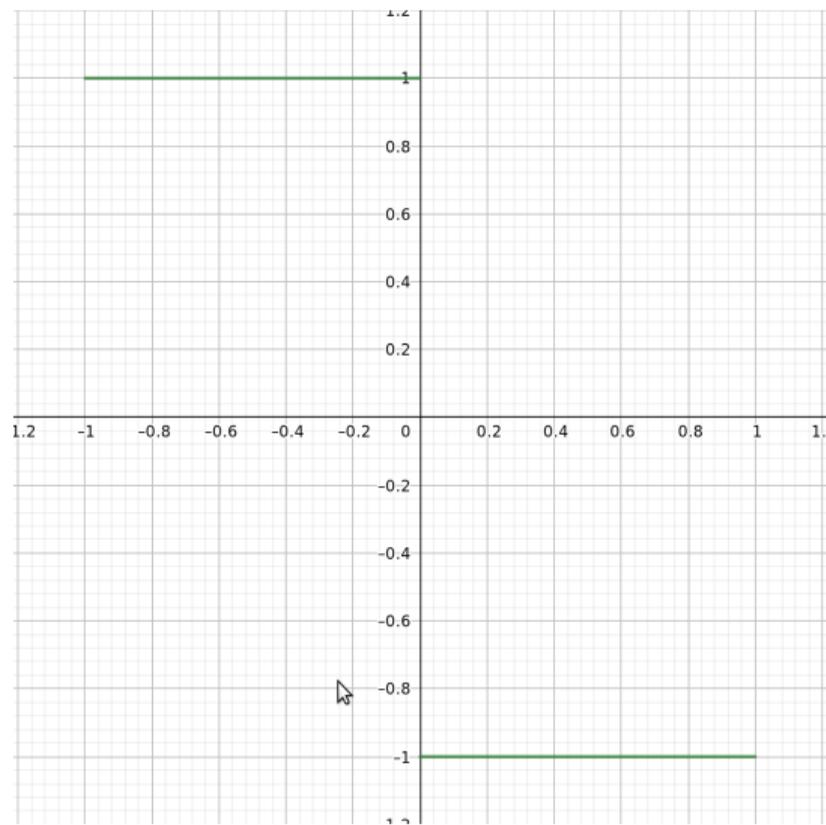
$$f(t) = \begin{cases} -1 & -1 \leq t \leq 0 \\ 1 & 0 \leq t \leq 1 \end{cases}$$

O mas genéricamente:

$$f(t) = \begin{cases} -1 & -T/2 \leq t \leq 0 \\ 1 & 0 \leq t \leq T/2 \end{cases}; \text{ con } T = 2\pi/\omega_0$$

Siendo T , el período de la función, y ω_0 la frecuencia angular medida en radianes.

Gráficamente...



Función Rectangular: Coeficiente a_0 de Fourier

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt$$

Función Rectangular: Coeficiente a_0 de Fourier

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 -dt + \int_0^{\frac{T}{2}} dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[-t \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

Función Rectangular: Coeficiente a_0 de Fourier

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 -dt + \int_0^{\frac{T}{2}} dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[-t \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[(0 \cdot (-1)) - \left(-\frac{T}{2} \cdot (-1) \right) + \left(\frac{T}{2} \right) + (0) \right]$$

Función Rectangular: Coeficiente a_0 de Fourier

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 -dt + \int_0^{\frac{T}{2}} dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[-t \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + t \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[(0 \cdot (-1)) - \left(-\frac{T}{2} \cdot (-1) \right) + \left(\frac{T}{2} \right) + (0) \right]$$

$$a_0 = 0$$

(4)

Función Rectangular: Coeficientes a_n de Fourier

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt$$

Función Rectangular: Coeficientes a_n de Fourier

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt \right]$$

Función Rectangular: Coeficientes a_n de Fourier

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt \right]$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \left[-\frac{1}{n\omega_0} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + \frac{1}{n\omega_0} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

Función Rectangular: Coeficientes a_n de Fourier

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \cos(n\omega_0 t) \cdot dt \right]$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \left[-\frac{1}{n\omega_0} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + \frac{1}{n\omega_0} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$a_n = 0, \forall n \neq 0$$

(5)

Función Rectangular: Coeficientes b_n de Fourier

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt$$

Función Rectangular: Coeficientes b_n de Fourier

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[\frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 - \frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

Función Rectangular: Coeficientes b_n de Fourier

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[\frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 - \frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$b_n = \frac{2}{\frac{2\pi}{\omega_0}} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \cdot \left[\cos 0 + \cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \left(\cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \cos 0 \right) \right]$$

Función Rectangular: Coeficientes b_n de Fourier

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[\frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 - \frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$b_n = \frac{2}{\frac{2\pi}{\omega_0}} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \cdot \left[\cos 0 + \cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \left(\cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \cos 0 \right) \right]$$

$$b_n = \frac{2}{n\pi} \cdot \left[(1 - \cos(n\pi)) - (\cos(n\pi) - 1) \right]$$

Función Rectangular: Coeficientes b_n de Fourier

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^0 (-1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_0^{\frac{T}{2}} (1) \text{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \right] = \frac{2}{T} \cdot \left[\frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 - \frac{1}{n\omega_0} \cdot \cos(n\omega_0 t) \Big|_0^{\frac{T}{2}} \right]$$

$$b_n = \frac{2}{\frac{2\pi}{\omega_0}} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \cdot \left[\cos 0 + \cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \left(\cos\left(n\omega_0 \frac{T}{2}\right) - \cos 0 \right) \right]$$

$$b_n = \frac{2}{n\pi} \cdot \left[(1 - \cos(n\pi)) - (\cos(n\pi) - 1) \right]$$

$$b_n = \frac{2}{n\pi} [1 - (-1)^n], \forall n \neq 0$$

(6)

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [1 - (-1)^1] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [1 - (-1)^3] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{5\pi} [1 - (-1)^5] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{7\pi} [1 - (-1)^7] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= \frac{2}{1\pi} [1 - (-1)^1] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [1 - (-1)^3] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \\
 &\quad + \frac{2}{5\pi} [1 - (-1)^5] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{7\pi} [1 - (-1)^7] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots \\
 f(t) &= \frac{2}{1\pi} [2] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [2] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{5\pi} [2] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \\
 &\quad + \frac{2}{7\pi} [2] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots
 \end{aligned}$$

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [1 - (-1)^1] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [1 - (-1)^3] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{5\pi} [1 - (-1)^5] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{7\pi} [1 - (-1)^7] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [2] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [2] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{5\pi} [2] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{7\pi} [2] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\text{sen}(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{7} \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots \right]$$

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [1 - (-1)^1] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [1 - (-1)^3] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{5\pi} [1 - (-1)^5] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{7\pi} [1 - (-1)^7] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [2] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [2] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{5\pi} [2] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{7\pi} [2] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\text{sen}(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{7} \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots \right]$$

Donde, $\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}$, $y \quad T = (1) - (-1) = 2 \Rightarrow \omega_0 = \pi$.

Resultado

- La ecuación (6) es distinta de cero para los valores de n impares. Por lo tanto la función descompuesta en serie de Fourier queda del siguiente modo:

$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [1 - (-1)^1] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [1 - (-1)^3] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{5\pi} [1 - (-1)^5] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{7\pi} [1 - (-1)^7] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

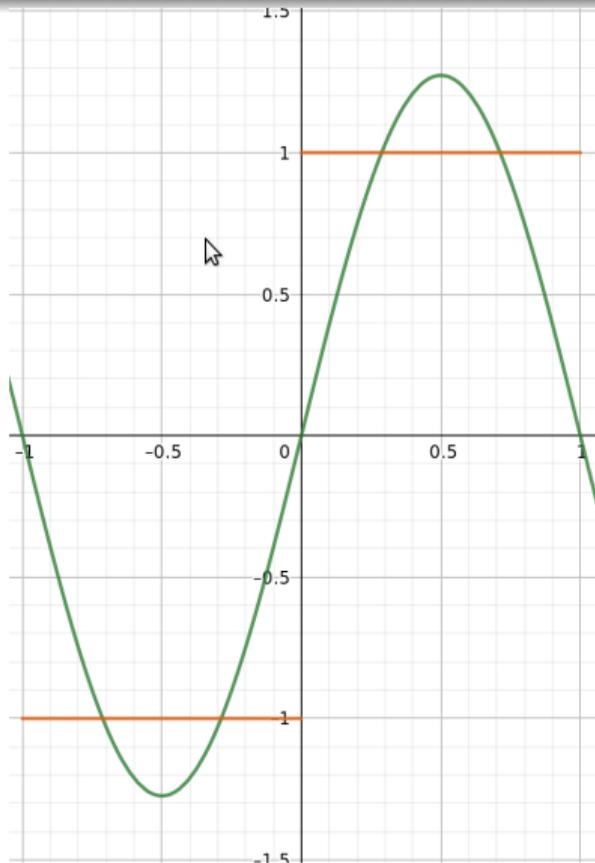
$$f(t) = \frac{2}{1\pi} [2] \cdot \text{sen}(1 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{3\pi} [2] \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{2}{5\pi} [2] \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \\ + \frac{2}{7\pi} [2] \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots$$

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\text{sen}(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5 \cdot \omega_0 t) + \frac{1}{7} \cdot \text{sen}(7 \cdot \omega_0 t) + \dots \right]$$

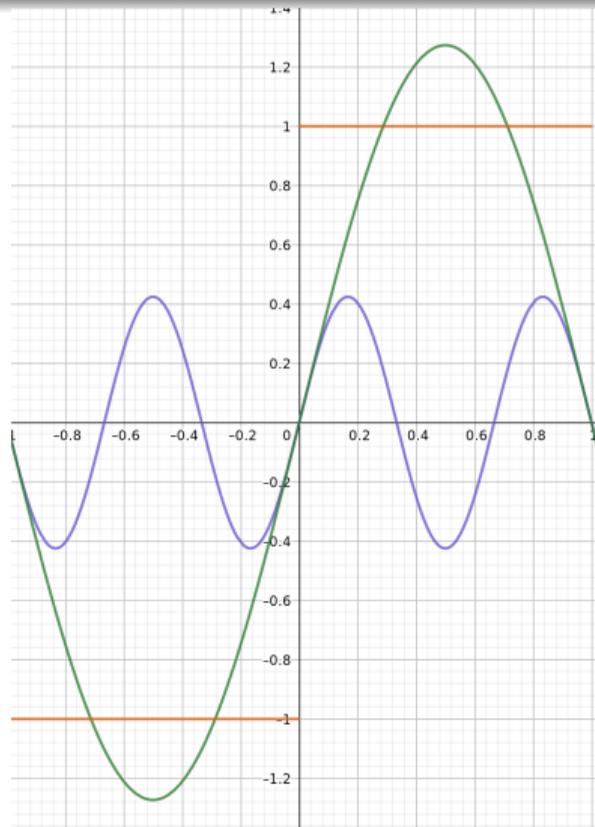
Donde, $\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}$, y $T = (1) - (-1) = 2 \Rightarrow \omega_0 = \pi$.

$$f(t) = \frac{4}{\pi} \left[\text{sen}(\pi \cdot t) + \frac{1}{3} \cdot \text{sen}(3\pi \cdot t) + \frac{1}{5} \cdot \text{sen}(5\pi \cdot t) + \frac{1}{7} \cdot \text{sen}(7\pi \cdot t) + \dots \right] \quad (7)$$

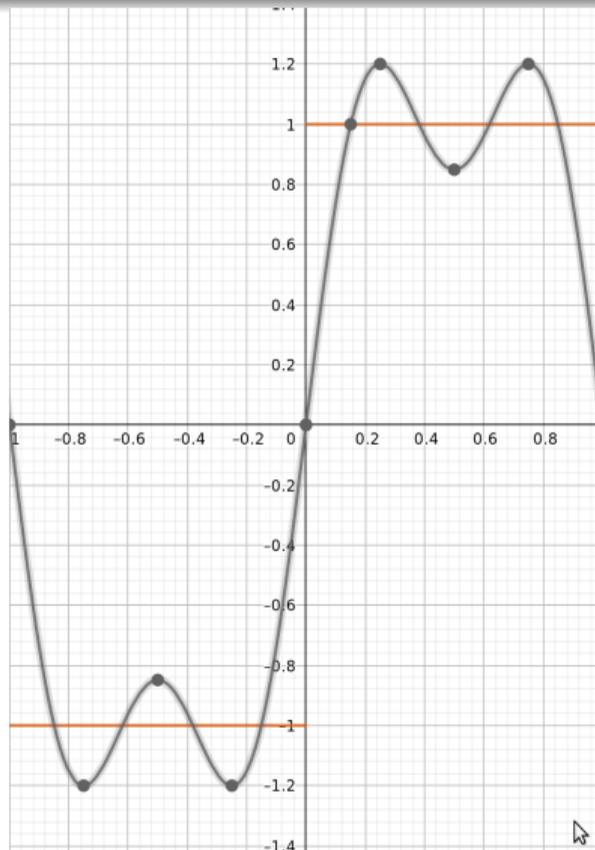
Aproximando con solo la fundamental...



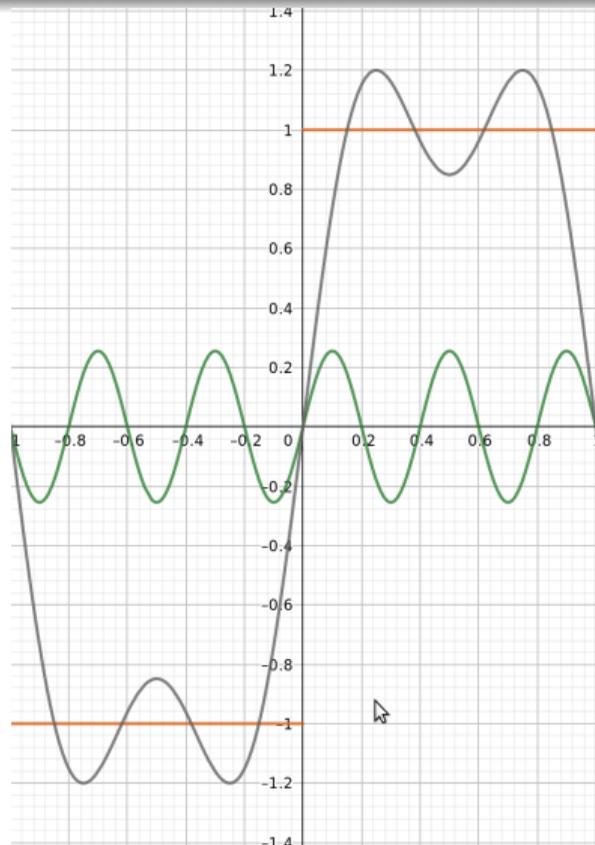
Aproximando con la fundamental y la 3er. Armónica



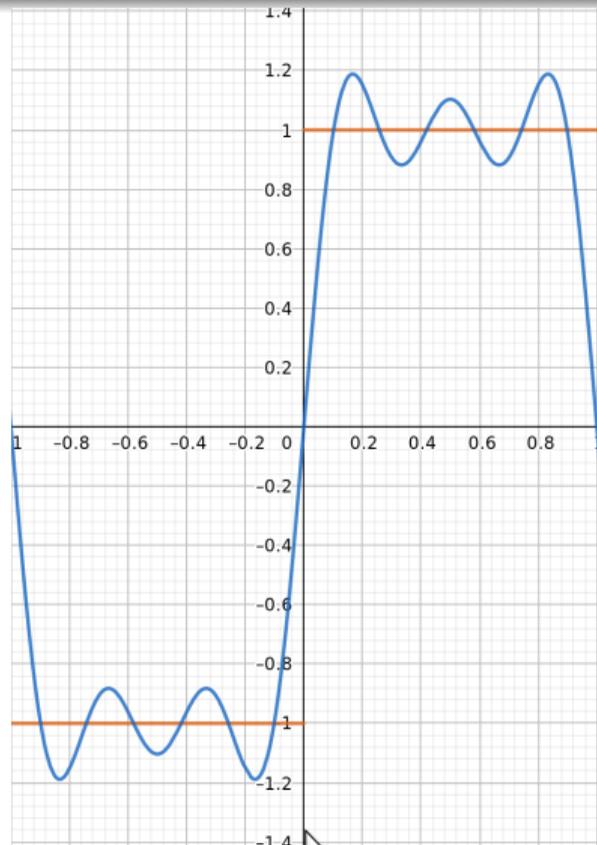
Sumando la fundamental y la 3er. Armónica



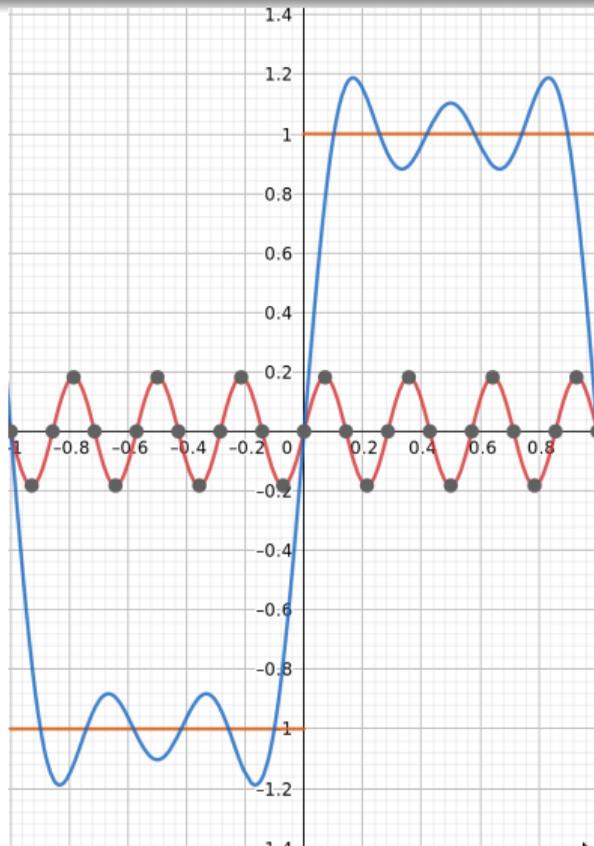
Agregando la 5ta. Armónica



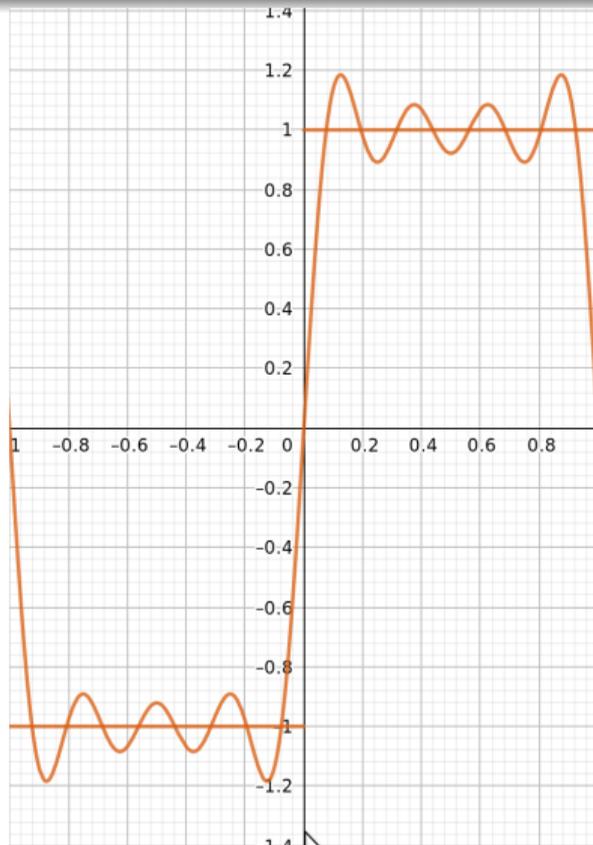
Sumando la 5ta. Armónica



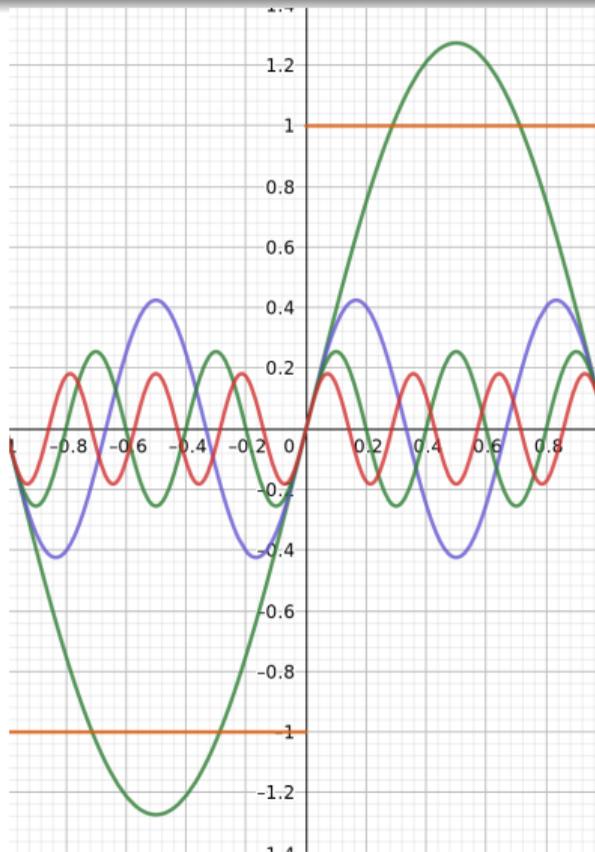
Agregando la 7ma. Armónica



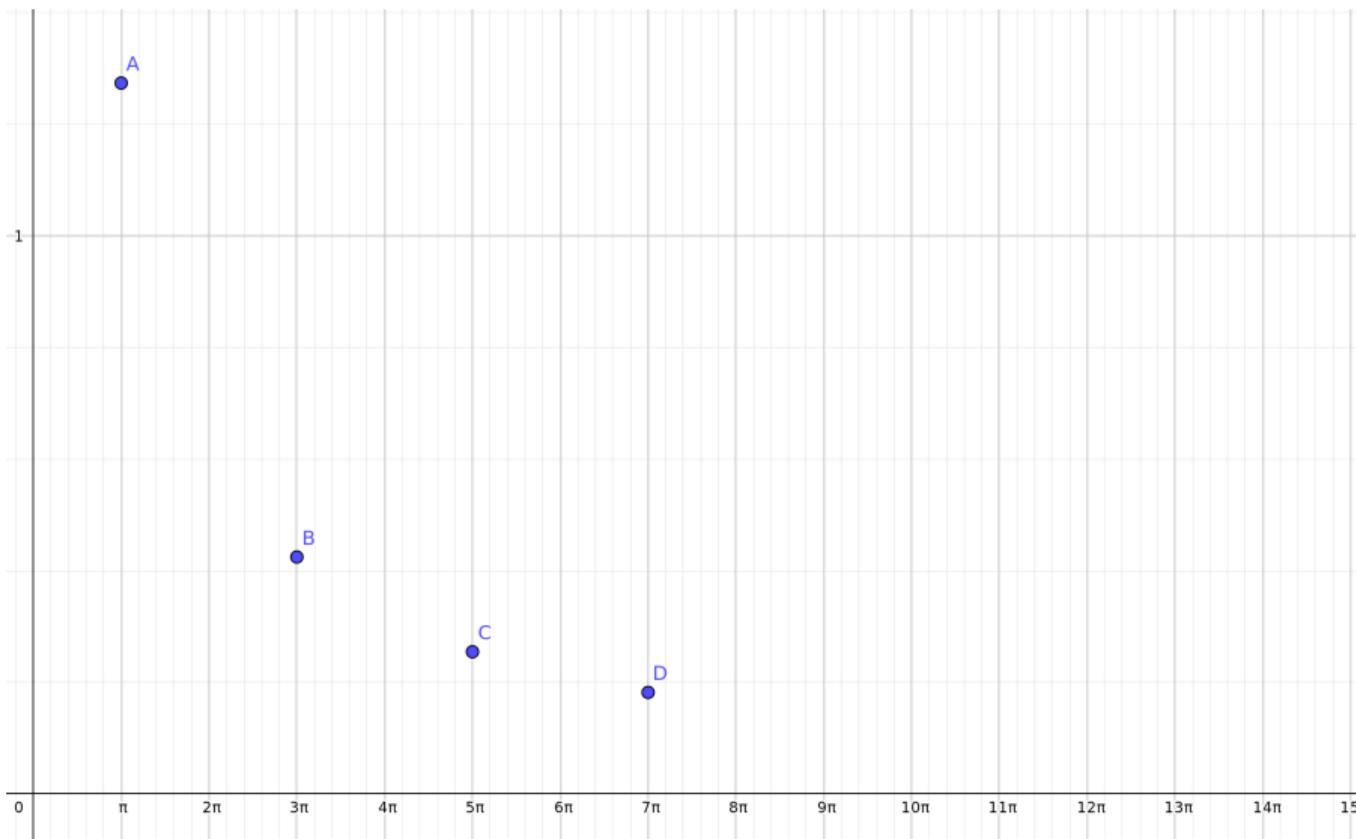
Sumando la 7ma. Armónica



Representación en el dominio del tiempo



Representación en el dominio de la frecuencia



Observaciones

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.
- Pasamos de representar una señal continua en el dominio del tiempo en una señal discreta en el dominio de la frecuencia.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.
- Pasamos de representar una señal continua en el dominio del tiempo en una señal discreta en el dominio de la frecuencia.
- Eliminar la componentes armónicas a partir de un cierto orden hace que la señal en el dominio de la frecuencia tenga una cantidad finita (y por lo tanto computable) de componentes de frecuencias.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.
- Pasamos de representar una señal continua en el dominio del tiempo en una señal discreta en el dominio de la frecuencia.
- Eliminar la componentes armónicas a partir de un cierto orden hace que la señal en el dominio de la frecuencia tenga una cantidad finita (y por lo tanto computable) de componentes de frecuencias.
- Esto, evidentemente, introduce un error.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.
- Pasamos de representar una señal continua en el dominio del tiempo en una señal discreta en el dominio de la frecuencia.
- Eliminar la componentes armónicas a partir de un cierto orden hace que la señal en el dominio de la frecuencia tenga una cantidad finita (y por lo tanto computable) de componentes de frecuencias.
- Esto, evidentemente, introduce un error.
- En la práctica, las armónicas de mayor orden suelen tener amplitudes muy pequeñas.

Observaciones

- Permite descomponer cualquier señal periódica en señales muy simples de ser analizadas: *seno* y *coseno*.
- Flexibilidad en el requisito de periodicidad: una grabación de audio es finalmente una secuencia sonidos en un tiempo finito, de modo que repetirla infinitamente la convierte en una señal periódica.
- Pasamos de representar una señal continua en el dominio del tiempo en una señal discreta en el dominio de la frecuencia.
- Eliminar la componentes armónicas a partir de un cierto orden hace que la señal en el dominio de la frecuencia tenga una cantidad finita (y por lo tanto computable) de componentes de frecuencias.
- Esto, evidentemente, introduce un error.
- En la práctica, las armónicas de mayor orden suelen tener amplitudes muy pequeñas.
- Por lo tanto, el error introducido por la frecuencia de corte no es apreciable en la práctica.

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 **Procesamiento de Señales digitales**
 - **Digitalización de la señal**
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Señal digitalizada

- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.

Señal digitalizada

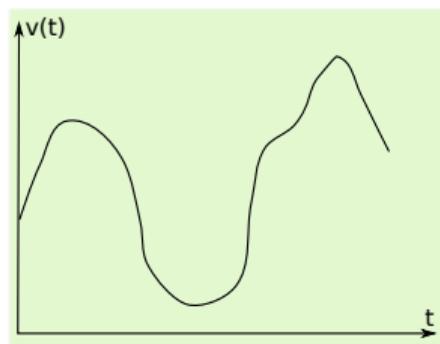
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- La función $v(t)$, es una tensión de entrada analógica.

Señal digitalizada

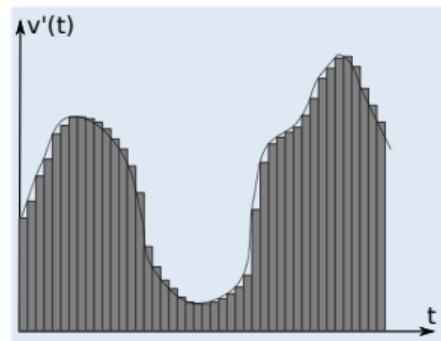
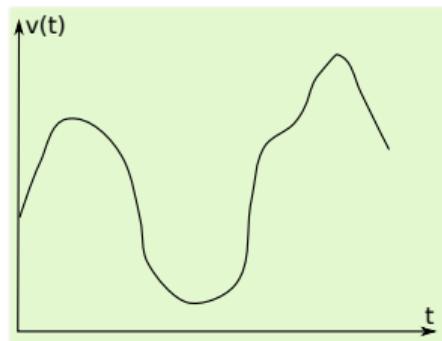
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- La función $v(t)$, es una tensión de entrada analógica.

Señal digitalizada

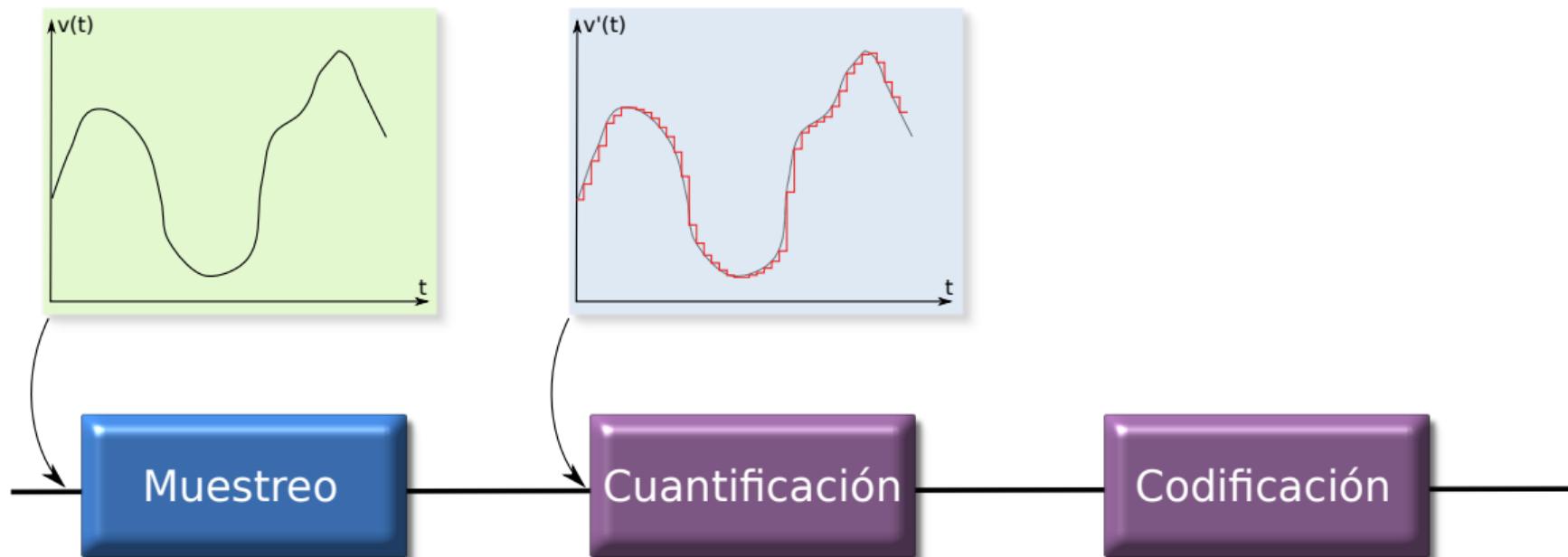
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- La función $v'(t)$, es una función discreta, que solo cambia entre valores discretos (no continua) a intervalos regulares, dados por la frecuencia de muestreo, y mantiene su valor durante el intervalo.

Señal digitalizada

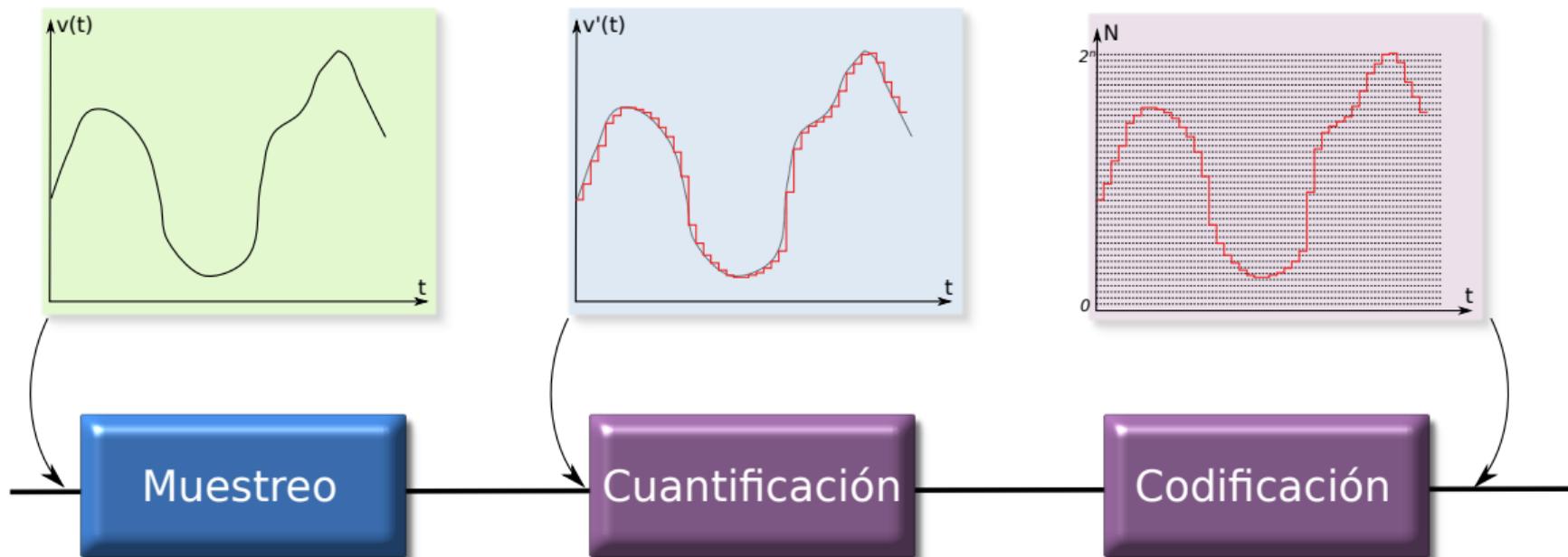
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- La función $v'(t)$, es una función discreta, que solo cambia entre valores discretos (no continua) a intervalos regulares, dados por la frecuencia de muestreo, y mantiene su valor durante el intervalo.

Señal digitalizada

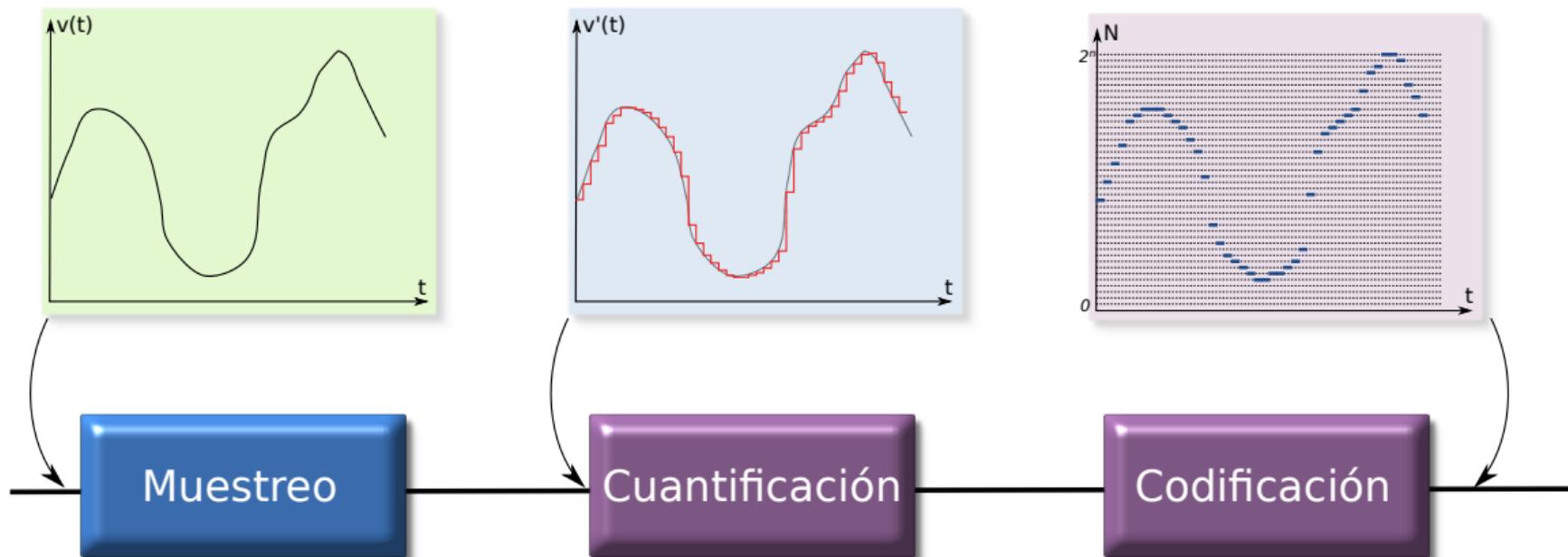
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- El proceso de Cuantificación (o Cuantización), transforma los valores obtenidos de la variable dependiente aproximándolos al valor más cercano de un conjunto finito de 2^n números.

Señal digitalizada

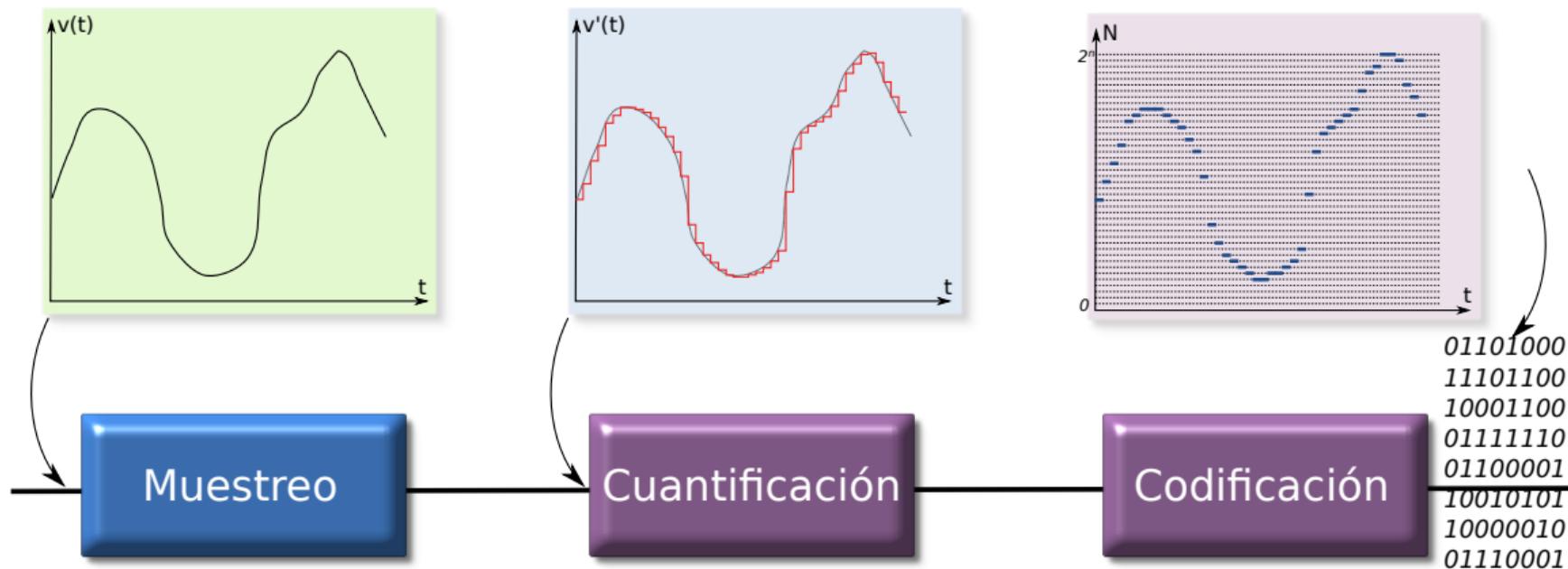
- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



- El proceso de Cuantificación (o Cuantización), transforma los valores obtenidos de la variable dependiente aproximándolos al valor más cercano de un conjunto finito de 2^n números.

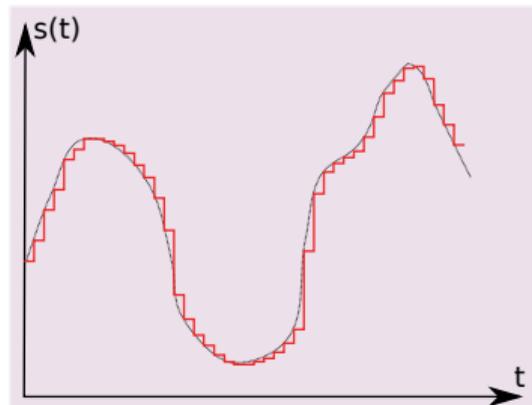
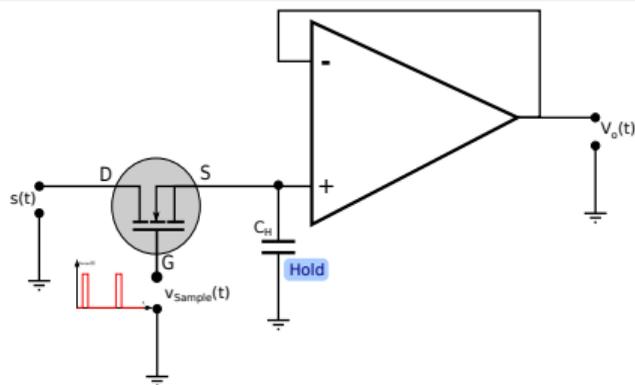
Señal digitalizada

- El proceso de digitalización de una señal responde al siguiente modelo.



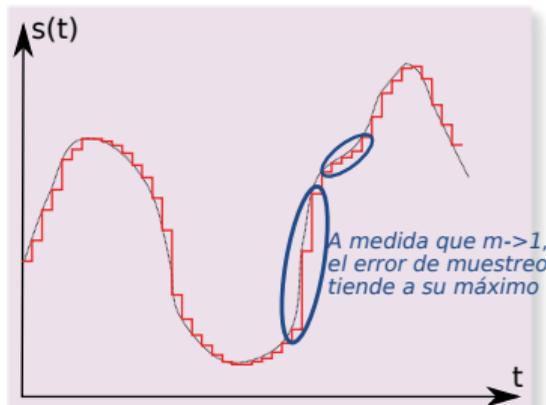
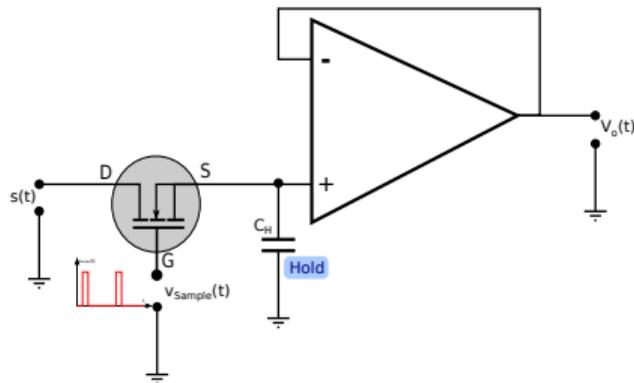
- El proceso de Cuantificación (o Cuantización), transforma los valores obtenidos de la variable dependiente aproximándolos al valor mas cercano de un conjunto finito de 2^N números.

1er. Fase: Muestreo y retención



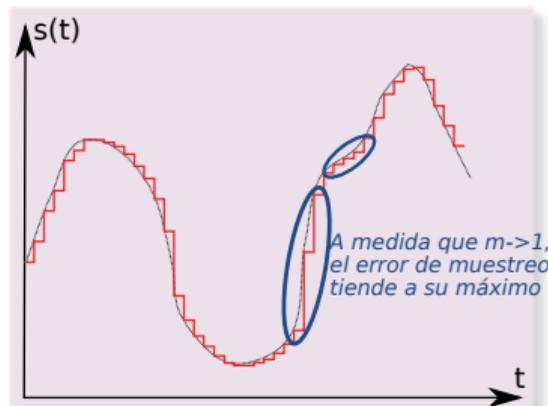
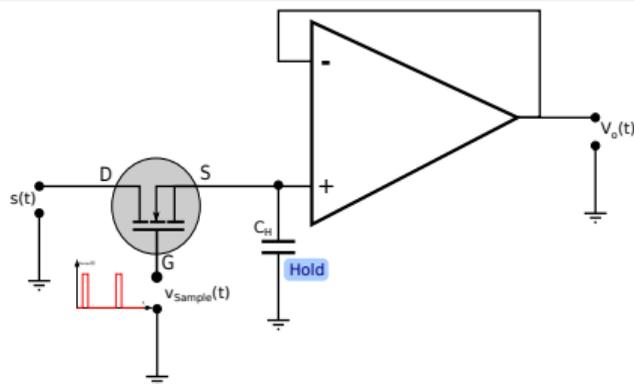
- Se toma un valor instantáneo de la señal y se “retiene” el valor de tensión en una capacidad, con un circuito resistivo de descarga de muy alta resistencia.

1er. Fase: Muestreo y retención



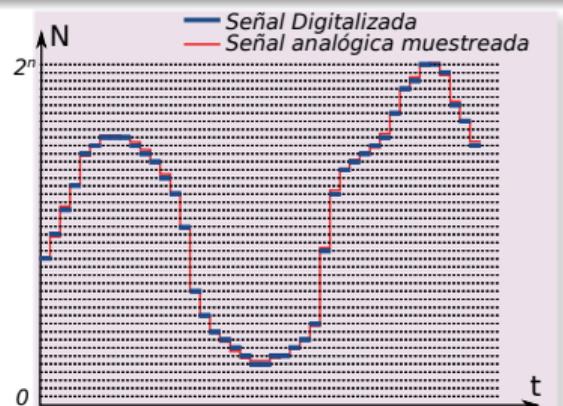
- Se toma un valor instantáneo de la señal y se “retiene” el valor de tensión en una capacidad, con un circuito resistivo de descarga de muy alta resistencia.
- *Comparando la señal saliente del circuito de Muestreo y Retención, con la señal original (en punteado suave), observar que el error aumenta en los cambios abruptos de señal.*

1er. Fase: Muestreo y retención



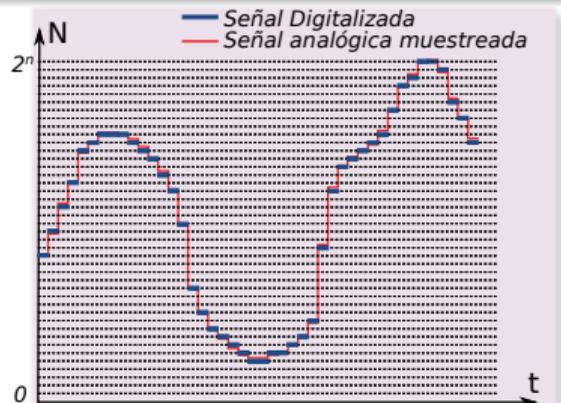
- Se toma un valor instantáneo de la señal y se “retiene” el valor de tensión en una capacidad, con un circuito resistivo de descarga de muy alta resistencia.
- *Comparando la señal saliente del circuito de Muestreo y Retención, con la señal original (en punteado suave), observar que el error aumenta en los cambios abruptos de señal.*
- Otra forma de observar la relación entre la frecuencia de muestreo y la máxima frecuencia de la señal original

Cuantificación y Codificación



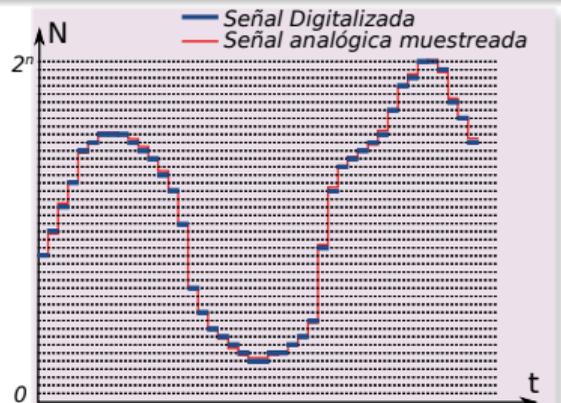
- Se llevan a cabo en un Conversor Analógico Digital.

Cuantificación y Codificación



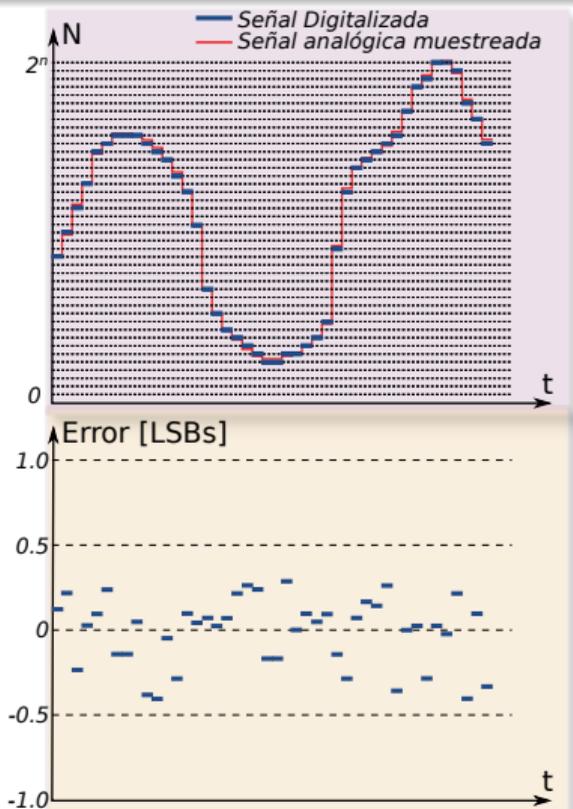
- Se llevan a cabo en un Conversor Analógico Digital.
- Se puede aproximar por redondeo o truncamiento

Cuantificación y Codificación



- Se llevan a cabo en un Conversor Analógico Digital.
- Se puede aproximar por redondeo o truncamiento
- Independientemente del método el error aumenta en las zonas donde la derivada de la señal es mas alta.

Cuantificación y Codificación



- Se llevan a cabo en un Conversor Analógico Digital.
- Se puede aproximar por redondeo o truncamiento
- Independientemente del método el error aumenta en las zonas donde la derivada de la señal es mas alta.
- Si tomamos la diferencia entre la señal muestreada y la cuantificada y operamos una diferencia se obtiene el error de Cuantificación o Cuantización)

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 **Procesamiento de Señales digitales**
 - Digitalización de la señal
 - **Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital**
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Procesador de Señales Digitales

- Es una CPU de propósito dedicado, diseñada para realizar cálculos y procesamiento de un único tipo de datos: secuencias de valores correspondientes a la codificación de las muestras de una señal de entrada.
- Su arquitectura está pensada para optimizar el procesamiento de datos que no son de gran tamaño (8, 16, 24, o a lo sumo 32 bits). Se trata de píxeles de una imagen, o de valores instantáneos de audio, o de señales médicas o de mapas térmicos, etc.
- La característica distintiva de este tipo de datos reside en sus algoritmos de cálculo: Normalmente se requiere procesar no solo el valor actual sino la combinación del valor actual con n valores anteriores en el tiempo, o vecinos (en el caso de una imagen lo que llamaremos $N8$)

Procesador de Señales Digitales

- En general una operación muy frecuente son los filtros de convolución, dados por una expresión del tipo:

$$y[n] = \sum_{i=0}^N a_n \cdot x[n-i] = a_0 \cdot x[n] + a_1 \cdot x[n-1] + a_2 \cdot x[n-2] + \dots + a_N \cdot x[n-N]$$

- En general se deben resolver sumas de productos y acumular su resultado.
- Para optimizar se deberían leer y procesar varios datos en paralelo
- Las técnicas de paralelismo que se desarrollaron en estos procesadores se denominaron por tal razón **Data Level Parallelism**.

Arquitectura de un Procesador de Señales Digitales

- En general el diseño de un Procesador de Señales Digitales concentra sus esfuerzos en resolver en paralelo:

Arquitectura de un Procesador de Señales Digitales

- En general el diseño de un Procesador de Señales Digitales concentra sus esfuerzos en resolver en paralelo:

El acceso a los operandos Para este fin se implementan buses paralelos con una cantidad de líneas de datos superior al ancho de palabra de la CPU

Arquitectura de un Procesador de Señales Digitales

- En general el diseño de un Procesador de Señales Digitales concentra sus esfuerzos en resolver en paralelo:

El acceso a los operandos Para este fin se implementan buses paralelos con una cantidad de líneas de datos superior al ancho de palabra de la CPU

El almacenamiento de resultados Se resuelve mediante buses dedicados para manejar la salida de la ALU hacia memoria o registros (con las consideraciones que la concurrencia de accesos debe tener en cuenta en el hardware)

Arquitectura de un Procesador de Señales Digitales

- En general el diseño de un Procesador de Señales Digitales concentra sus esfuerzos en resolver en paralelo:

El acceso a los operandos Para este fin se implementan buses paralelos con una cantidad de líneas de datos superior al ancho de palabra de la CPU

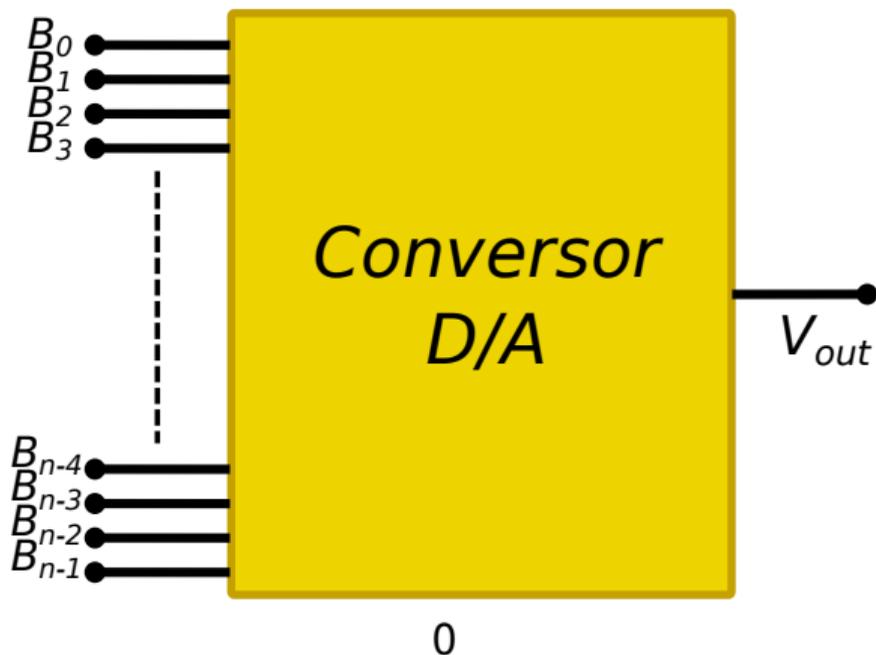
El almacenamiento de resultados Se resuelve mediante buses dedicados para manejar la salida de la ALU hacia memoria o registros (con las consideraciones que la concurrencia de accesos debe tener en cuenta en el hardware)

El procesamiento de la mayor cantidad de datos posible Los primeros pasos se conocen como VLIW (Very Large Instruction Word), que derivó en el modelo de ejecución SIMD (Single Instruction Multiple Data)

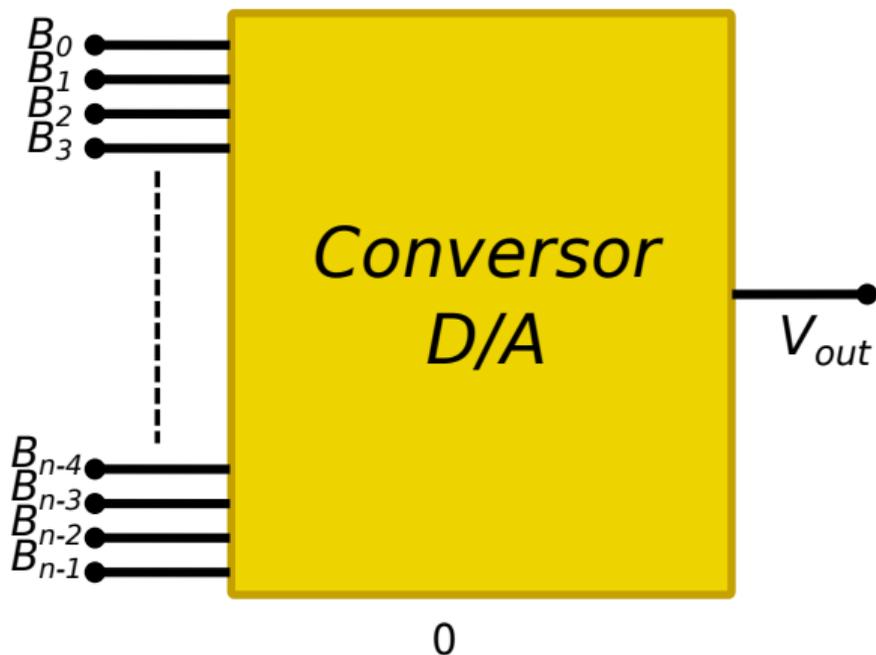
Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 **Implementación de Conversores AD y DA**
 - **Introducción**
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Conversor DA General

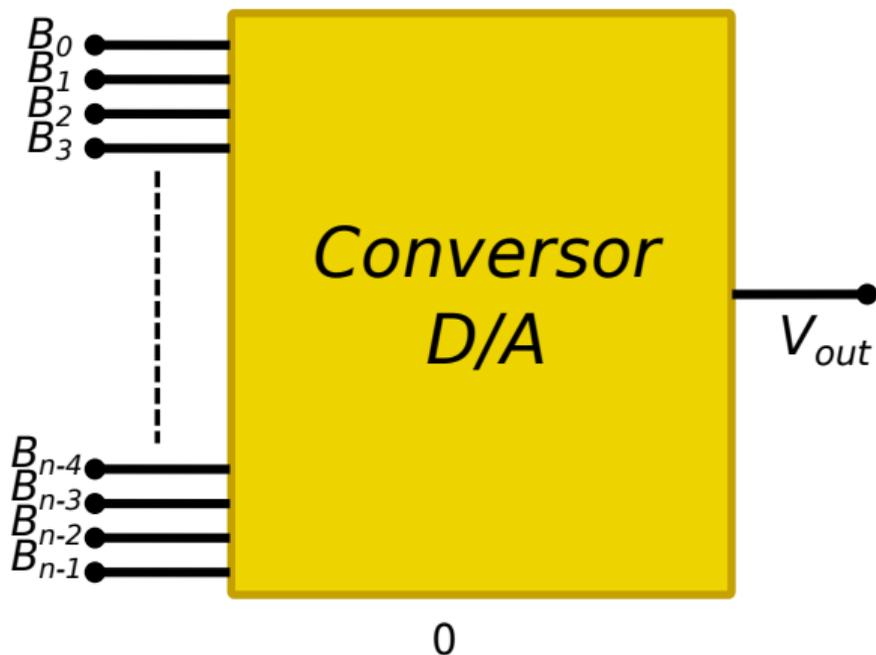


Conversor DA General



- Para un sistema de codificación de n bits, las señales de entrada son un bus paralelo de n bits.

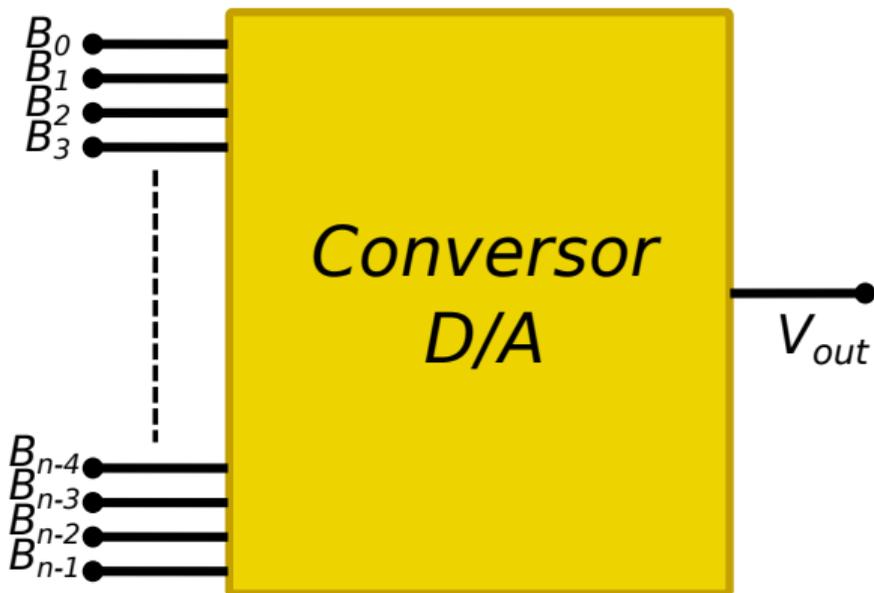
Conversor DA General



- Para un sistema de codificación de n bits, las señales de entrada son un bus paralelo de n bits.
- Considerando un conversor de peso binario, en el que la i -ésima línea del bus tiene como peso 2^i , la ecuación de la salida es:

$$V_{out} = \sum_{m=0}^{n-1} B_m \cdot 2^m \cdot R_{ref} \quad (8)$$

Conversor DA General

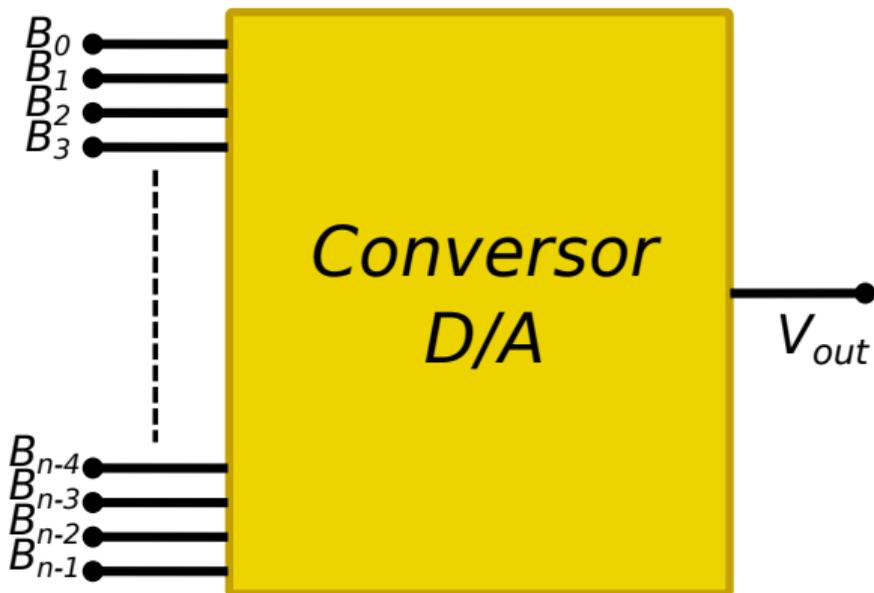


- Para un sistema de codificación de n bits, las señales de entrada son un bus paralelo de n bits.
- Considerando un conversor de peso binario, en el que la i -ésima línea del bus tiene como peso 2^i , la ecuación de la salida es:

$$V_{out} = \sum_{m=0}^{n-1} B_m \cdot 2^m \cdot R_{ref} \quad (8)$$

- Donde R_{ref} es un valor de referencia (como magnitud puede ser una tensión corriente o una carga).

Conversor DA General

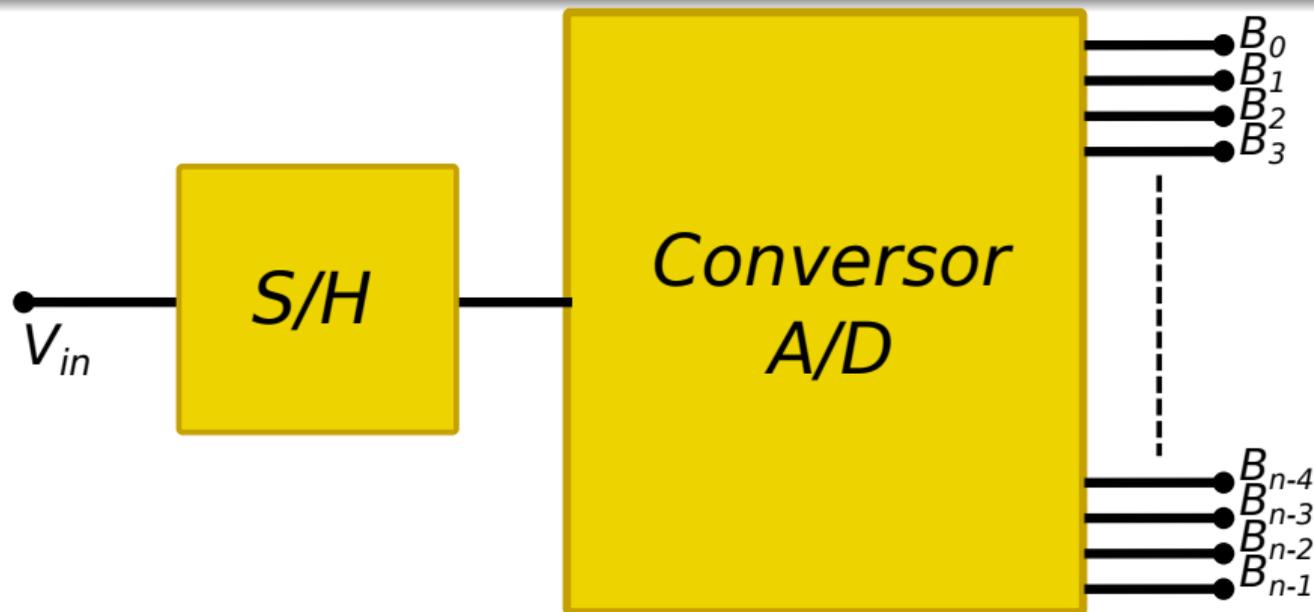


- Para un sistema de codificación de n bits, las señales de entrada son un bus paralelo de n bits.
- Considerando un conversor de peso binario, en el que la i -ésima línea del bus tiene como peso 2^i , la ecuación de la salida es:

$$V_{out} = \sum_{m=0}^{n-1} B_m \cdot 2^m \cdot R_{ref} \quad (8)$$

- Donde R_{ref} es un valor de referencia (como magnitud puede ser una tensión corriente o una carga).
- V_{out} por su parte es la tensión de salida.

Conversor DA General



$$D_{out} = \sum_{m=0}^{n-1} B_m \cdot 2^m \quad (9)$$

$$q_e = \frac{V_{in}}{R_{ref}} - D_{out} \quad (10)$$

Las ecuaciones (9) y (10) representan respectivamente el valor numérico de salida del Conversor y el error de Cuantización (o Cuantificación).

Filtrado

Filtrado

- El sistema de Adquisición de datos se completa con un filtro analógico de entrada, antes del Circuito de Sample and Hold

Filtrado

- El sistema de Adquisición de datos se completa con un filtro analógico de entrada, antes del Circuito de Sample and Hold
- Este filtro debe tener una frecuencia de corte de como mínimo $\frac{1}{f_s}$, y se los llama en general steep filters, debido a que su banda de atenuación es muy angosta, lo cual hace que la transición de la banda de paso a la de corte sea muy empinada.

Filtrado

- El sistema de Adquisición de datos se completa con un filtro analógico de entrada, antes del Circuito de Sample and Hold
- Este filtro debe tener una frecuencia de corte de como mínimo $\frac{1}{f_s}$, y se los llama en general steep filters, debido a que su banda de atenuación es muy angosta, lo cual hace que la transición de la banda de paso a la de corte sea muy empinada.
- Luego de la conversión se requiere un filtrado digital para quedarnos solo con el espectro alrededor de f_s .

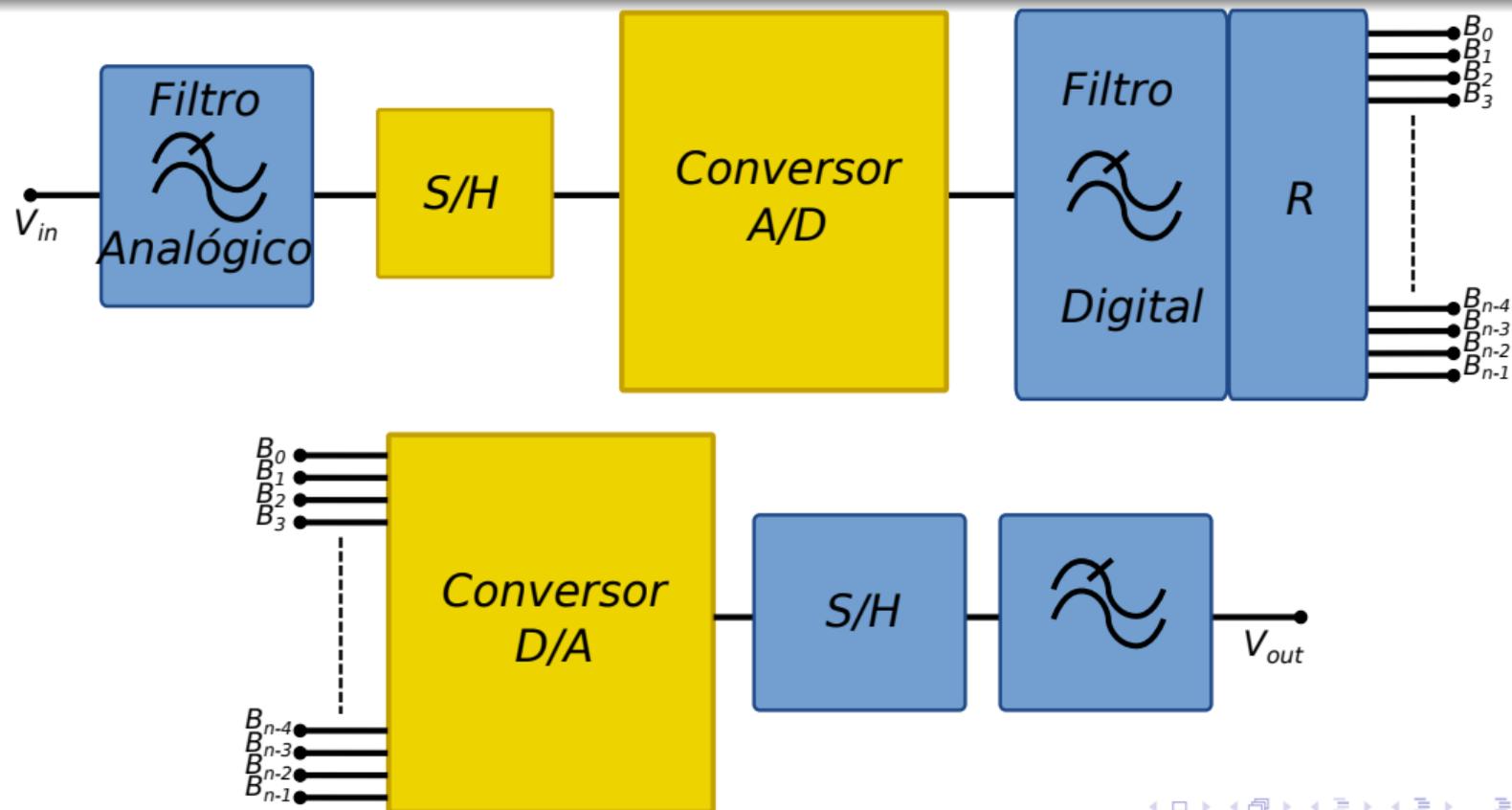
Filtrado

- El sistema de Adquisición de datos se completa con un filtro analógico de entrada, antes del Circuito de Sample and Hold
- Este filtro debe tener una frecuencia de corte de como mínimo $\frac{1}{f_s}$, y se los llama en general steep filters, debido a que su banda de atenuación es muy angosta, lo cual hace que la transición de la banda de paso a la de corte sea muy empinada.
- Luego de la conversión se requiere un filtrado digital para quedarnos solo con el espectro alrededor de f_s .
- La etapa de Conversión D/A, se completa con un Sample and Hold para aplicar pequeños pulsos e tensión constante a la entrada del filtro pasabajos de salida.

Filtrado

- El sistema de Adquisición de datos se completa con un filtro analógico de entrada, antes del Circuito de Sample and Hold
- Este filtro debe tener una frecuencia de corte de como mínimo $\frac{1}{f_s}$, y se los llama en general steep filters, debido a que su banda de atenuación es muy angosta, lo cual hace que la transición de la banda de paso a la de corte sea muy empinada.
- Luego de la conversión se requiere un filtrado digital para quedarnos solo con el espectro alrededor de f_s .
- La etapa de Conversión D/A, se completa con un Sample and Hold para aplicar pequeños pulsos e tensión constante a la entrada del filtro pasabajos de salida.
- A continuación los dos sistemas reales:

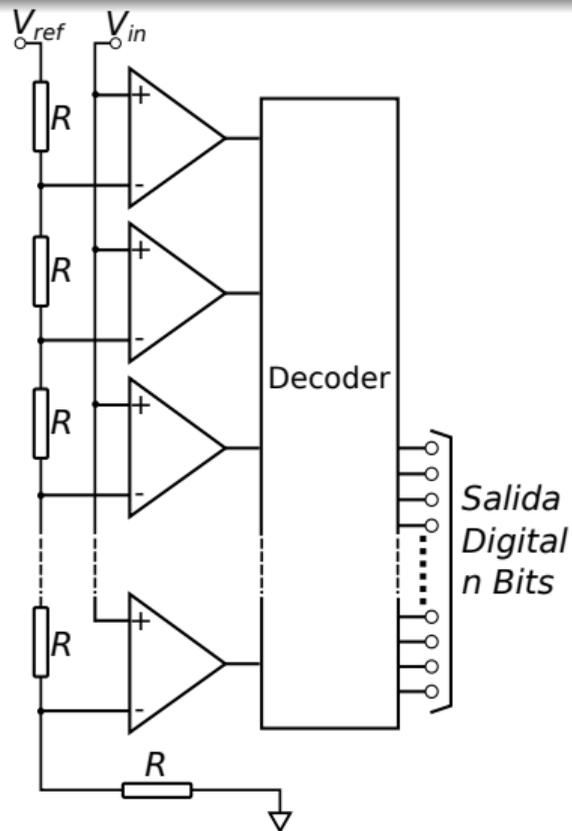
Diagrama General de un DAQ



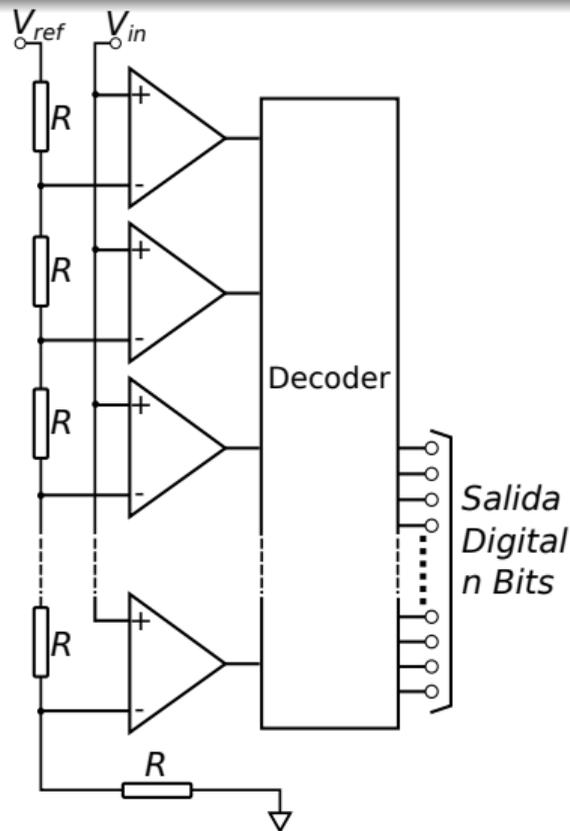
Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA**
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad**
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Conversores A/D Flash

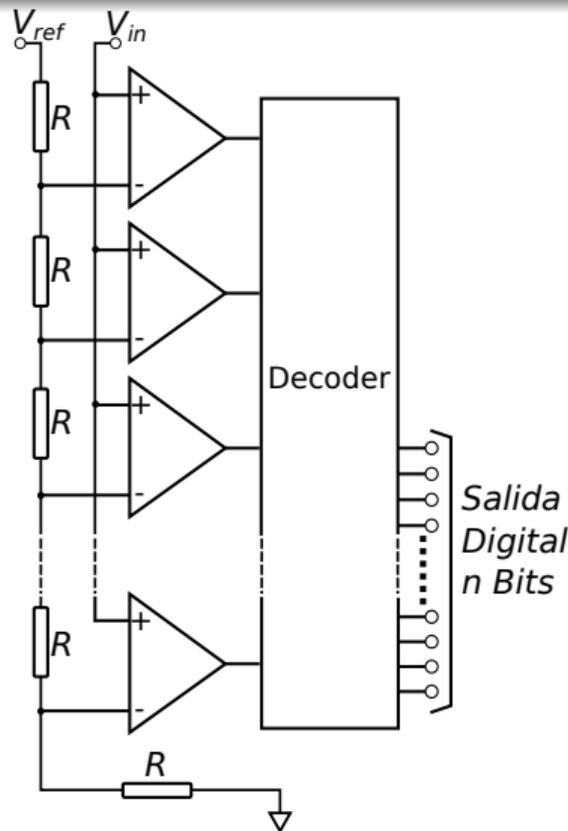


Conversores A/D Flash



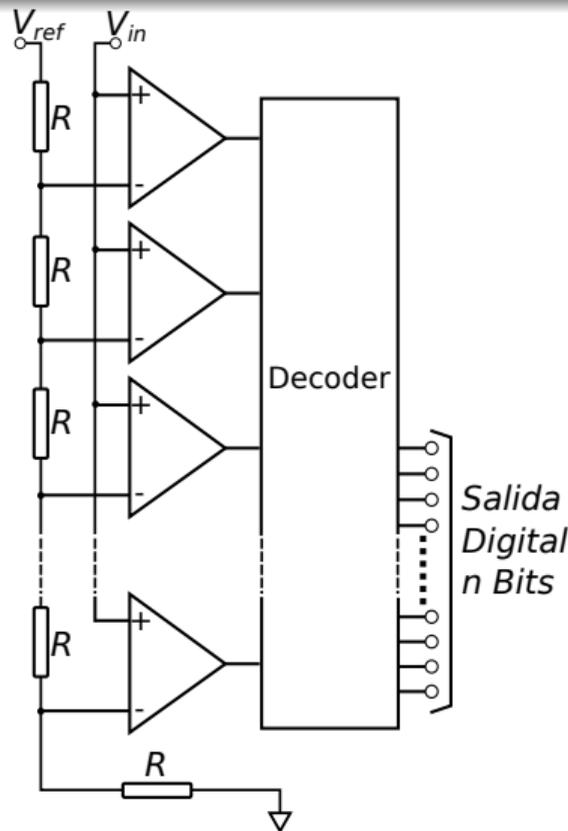
- Un conversor Flash de N bits de resolución consta de $2^N - 1$ comparadores.

Conversores A/D Flash



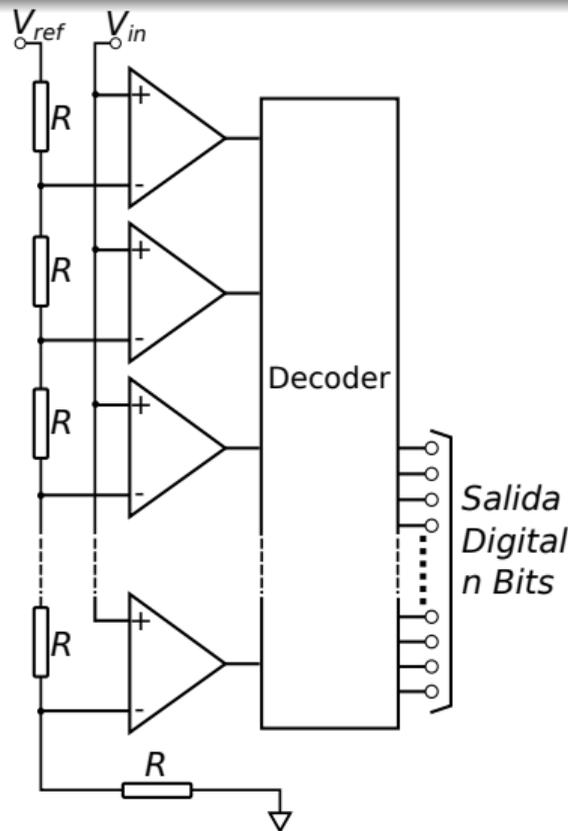
- Un conversor Flash de N bits de resolución consta de $2^N - 1$ comparadores.
- Cada comparador recibe en una de sus entradas la tensión de entrada (V_{in}), y en la otra una tensión de referencia (V_{ref}), pasada por una red de divisores de tensión que genera un código *Thermometer*: El LSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{R}{2^N \cdot R}$, mientras que el MSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{2^N \cdot R}{R}$.

Conversores A/D Flash



- Un conversor Flash de N bits de resolución consta de $2^N - 1$ comparadores.
- Cada comparador recibe en una de sus entradas la tensión de entrada (V_{in}), y en la otra una tensión de referencia (V_{ref}), pasada por una red de divisores de tensión que genera un código *Thermometer*: El LSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{R}{2^N \cdot R}$, mientras que el MSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{2^N \cdot R}{R}$.
- El Decodificador la puede convertir fácilmente a binario de N bits.

Conversores A/D Flash



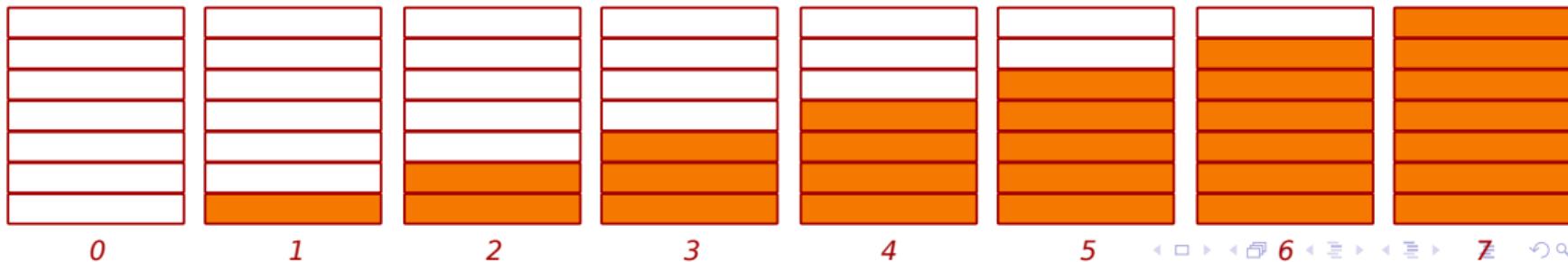
- Un conversor Flash de N bits de resolución consta de $2^N - 1$ comparadores.
- Cada comparador recibe en una de sus entradas la tensión de entrada (V_{in}), y en la otra una tensión de referencia (V_{ref}), pasada por una red de divisores de tensión que genera un código *Thermometer*: El LSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{R}{2^N \cdot R}$, mientras que el MSB recibe $V_{ref} \cdot \frac{2^N \cdot R}{R}$.
- El Decodificador la puede convertir fácilmente a binario de N bits.
- A continuación un ejemplo de Thermometer code.

Thermometer Code

Binario				Thermometer							
d	c	b	a	h	g	f	e	d	c	b	a
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1

Thermometer Code

Binario				Thermometer							
d	c	b	a	h	g	f	e	d	c	b	a
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1



Problemas de diseño

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda
- **Distorsión**

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda
- **Distorsión**
 - Tiempo de apertura de los comparadores de muestreo

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda
- **Distorsión**
 - Tiempo de apertura de los comparadores de muestreo
 - Distorsión en la zona lineal del amplificador de entrada

Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda
- **Distorsión**
 - Tiempo de apertura de los comparadores de muestreo
 - Distorsión en la zona lineal del amplificador de entrada
 - Cambios en las tensiones de referencia y offsets de los comparadores

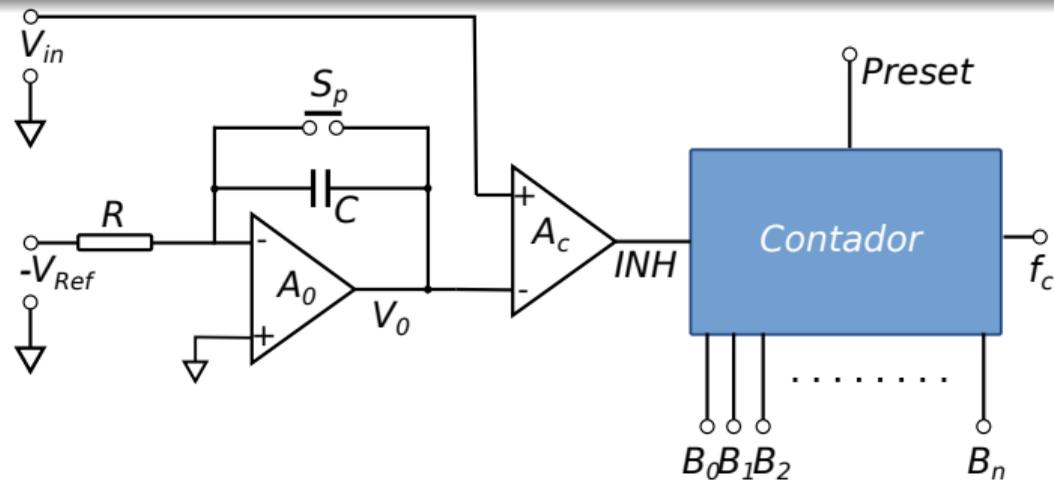
Problemas de diseño

- Dos grandes problemas: Desajustes de Timing y Distorsión.
- **Timing:**
 - Jitter en el clock de muestreo (ruido blanco genera variaciones en el flanco de subida)
 - Limitaciones de tiempo para los flancos de subida y de bajada de la señal de muestreo.
 - Clock skew. Si la señal de clock no llega al mismo tiempo a todos los componentes
 - Delays propios de la señal de entrada. Este efecto lo introducen normalmente limitadores de amplitud o de ancho de banda
- **Distorsión**
 - Tiempo de apertura de los comparadores de muestreo
 - Distorsión en la zona lineal del amplificador de entrada
 - Cambios en las tensiones de referencia y offsets de los comparadores
 - Demoras en la señal analógica y en el clock

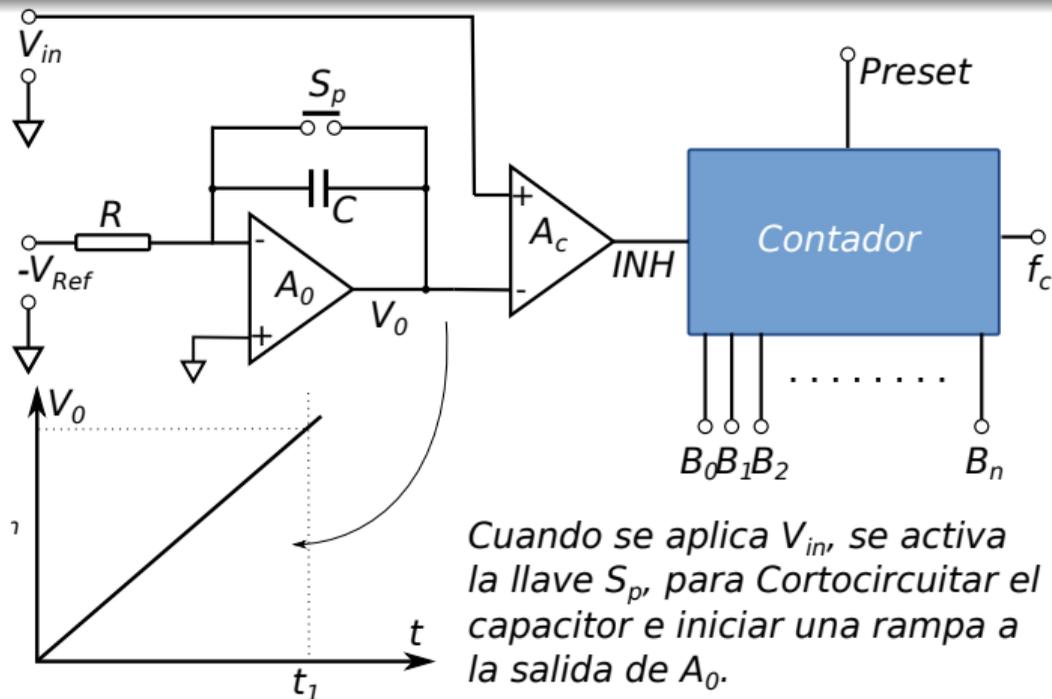
Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 **Implementación de Conversores AD y DA**
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - **Conversores de Alta Precisión**
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

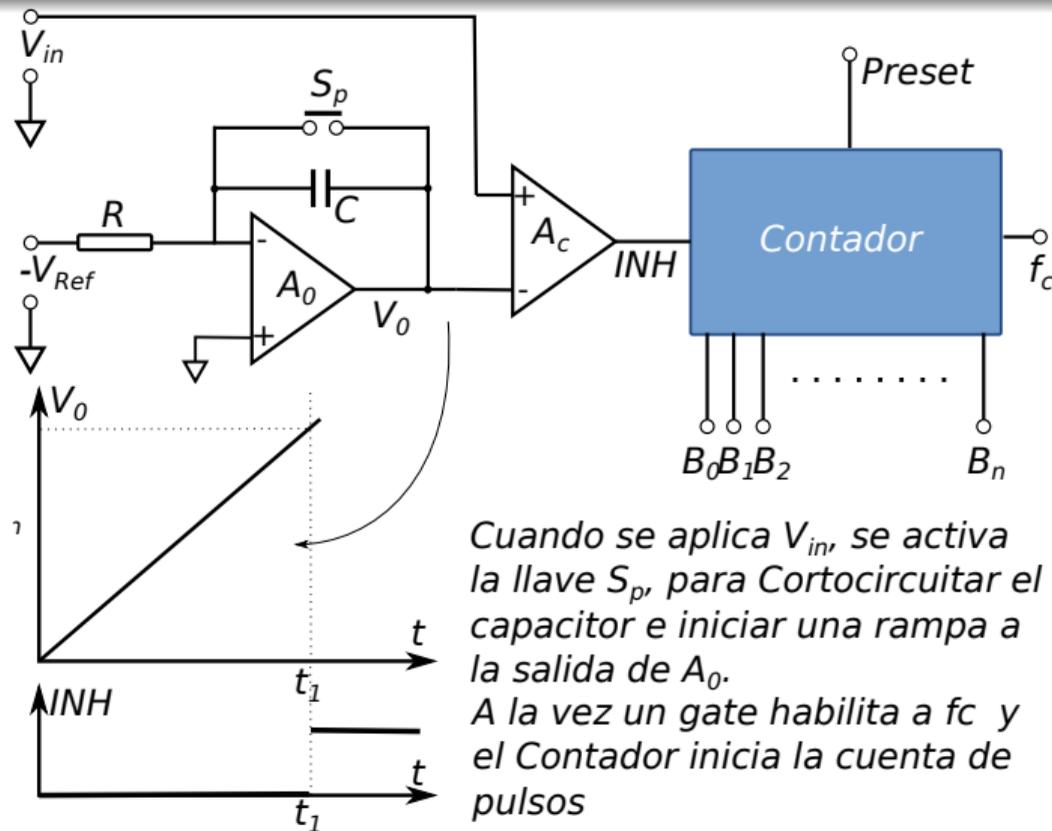
Conversor Simple Rampa



Conversor Simple Rampa



Convertor Simple Rampa



Conversor Simple Rampa

- La precisión del sistema depende del generador de clock, de la fuente de tensión de referencia, y de la constante RC del integrador.

Conversor Simple Rampa

- La precisión del sistema depende del generador de clock, de la fuente de tensión de referencia, y de la constante RC del integrador.
- El tiempo de conversión viene dado por la expresión (11)

$$t_1 = RC \cdot \frac{V_{in}}{V_{ref}} \quad (11)$$

Conversor Simple Rampa

- La precisión del sistema depende del generador de clock, de la fuente de tensión de referencia, y de la constante RC del integrador.
- El tiempo de conversión viene dado por la expresión (11)

$$t_1 = RC \cdot \frac{V_{in}}{V_{ref}} \quad (11)$$

- Y el valor numérico a la salida por la expresión (12)

$$N = t_1 \cdot f_{clock} \quad (12)$$

Conversor Simple Rampa

- La precisión del sistema depende del generador de clock, de la fuente de tensión de referencia, y de la constante RC del integrador.
- El tiempo de conversión viene dado por la expresión (11)

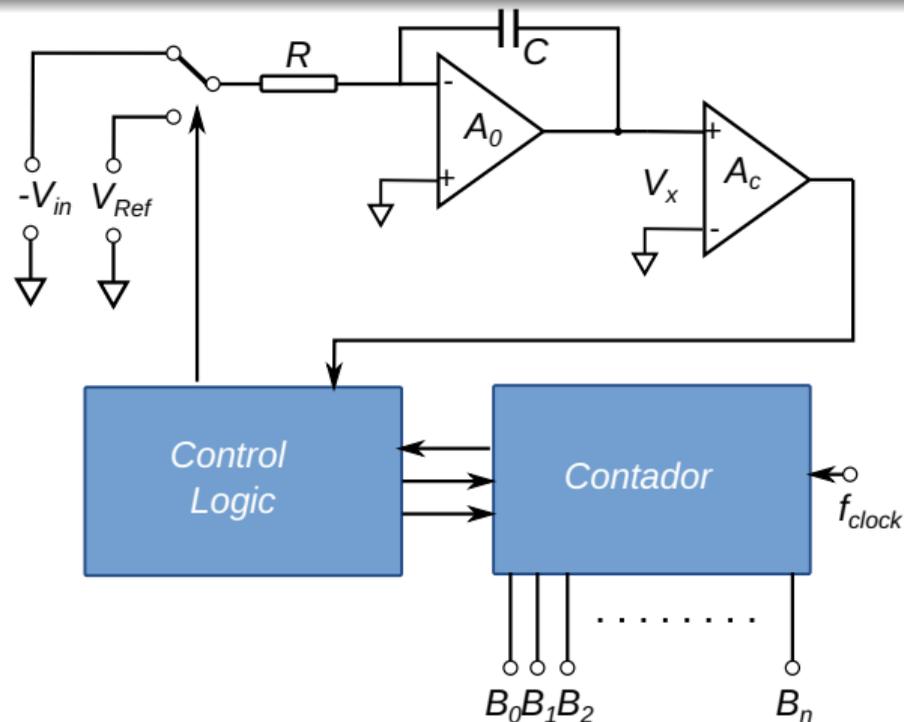
$$t_1 = RC \cdot \frac{V_{in}}{V_{ref}} \quad (11)$$

- Y el valor numérico a la salida por la expresión (12)

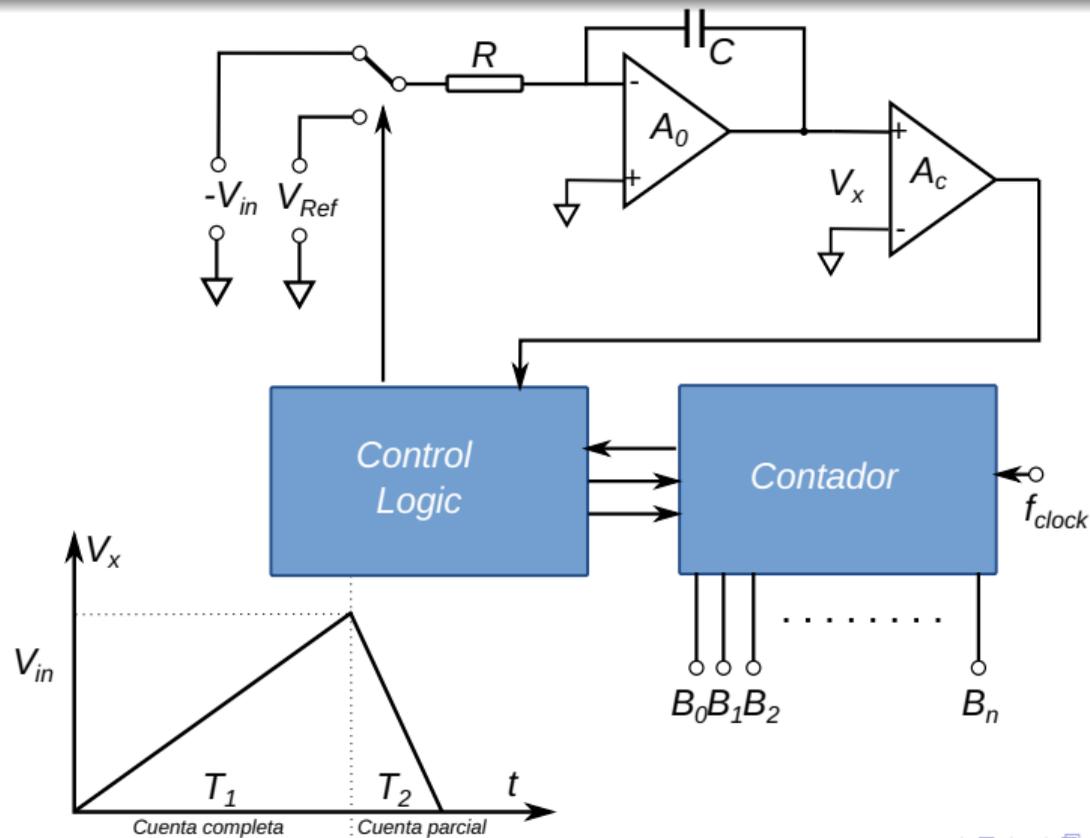
$$N = t_1 \cdot f_{clock} \quad (12)$$

- El offset del comparador se puede neutralizar midiendo la señal de entrada a cero y generar el valor de Preset adecuado.

Conversor Doble Rampa



Convertor Doble Rampa



Conversor Doble Rampa

- 1 Se integra V_{in} , durante T_1 . Termina cuando el contador llega a su tope superior.

Conversor Doble Rampa

- 1 Se integra V_{in} , durante T_1 . Termina cuando el contador llega a su tope superior.
- 2 Se conmuta la entrada de V_{in} a V_{ref} , que está con signo opuesto, lo cual obliga a una descarga del capacitor.

Conversor Doble Rampa

- 1 Se integra V_{in} , durante T_1 . Termina cuando el contador llega a su tope superior.
- 2 Se conmuta la entrada de V_{in} a V_{ref} , que está con signo opuesto, lo cual obliga a una descarga del capacitor.
- 3 En el mismo momento se resetea el contador y se relanza otra cuenta que se detiene cuando el capacitor se ha descargado por completo.

Conversor Doble Rampa

- 1 Se integra V_{in} , durante T_1 . Termina cuando el contador llega a su tope superior.
- 2 Se conmuta la entrada de V_{in} a V_{ref} , que está con signo opuesto, lo cual obliga a una descarga del capacitor.
- 3 En el mismo momento se resetea el contador y se relanza otra cuenta que se detiene cuando el capacitor se ha descargado por completo.
- 4 Los tiempo T_1 y T_2 se calculan como $T_1 = \frac{RC}{V_{in}}$ y $T_2 = \frac{RC}{V_{ref}}$, respectivamente.

Conversor Doble Rampa

- 1 Se integra V_{in} , durante T_1 . Termina cuando el contador llega a su tope superior.
- 2 Se conmuta la entrada de V_{in} a V_{ref} , que está con signo opuesto, lo cual obliga a una descarga del capacitor.
- 3 En el mismo momento se resetea el contador y se relanza otra cuenta que se detiene cuando el capacitor se ha descargado por completo.
- 4 Los tiempo T_1 y T_2 se calculan como $T_1 = \frac{RC}{V_{in}}$ y $T_2 = \frac{RC}{V_{ref}}$, respectivamente.
- 5 Dividiendo miembro a miembro arribamos a:

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{V_{ref}}{V_{in}}$$

de donde

$$V_{in} = V_{ref} \frac{T_2}{T_1} \quad (13)$$

Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.

Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.

Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.
- Pero estamos hablando de precisión. Las tolerancias de un circuito RC son muy difíciles de lograr en producción en serie, lo mismo que contar con frecuencias de clock estables.

Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.
- Pero estamos hablando de precisión. Las tolerancias de un circuito RC son muy difíciles de lograr en producción en serie, lo mismo que contar con frecuencias de clock estables.
- El Doble Rampa tiene una llave al inicio que invierte la entrada del comparador cuando la tensión de entrada alcanza la V_{ref}

Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.
- Pero estamos hablando de precisión. Las tolerancias de un circuito RC son muy difíciles de lograr en producción en serie, lo mismo que contar con frecuencias de clock estables.
- El Doble Rampa tiene una llave al inicio que invierte la entrada del comparador cuando la tensión de entrada alcanza la V_{ref}
- Como vimos en el slide anterior solo dependeremos de la estabilidad de las fuentes de tensión (aspecto super resuelto) y de dos cuentas de pulsos.

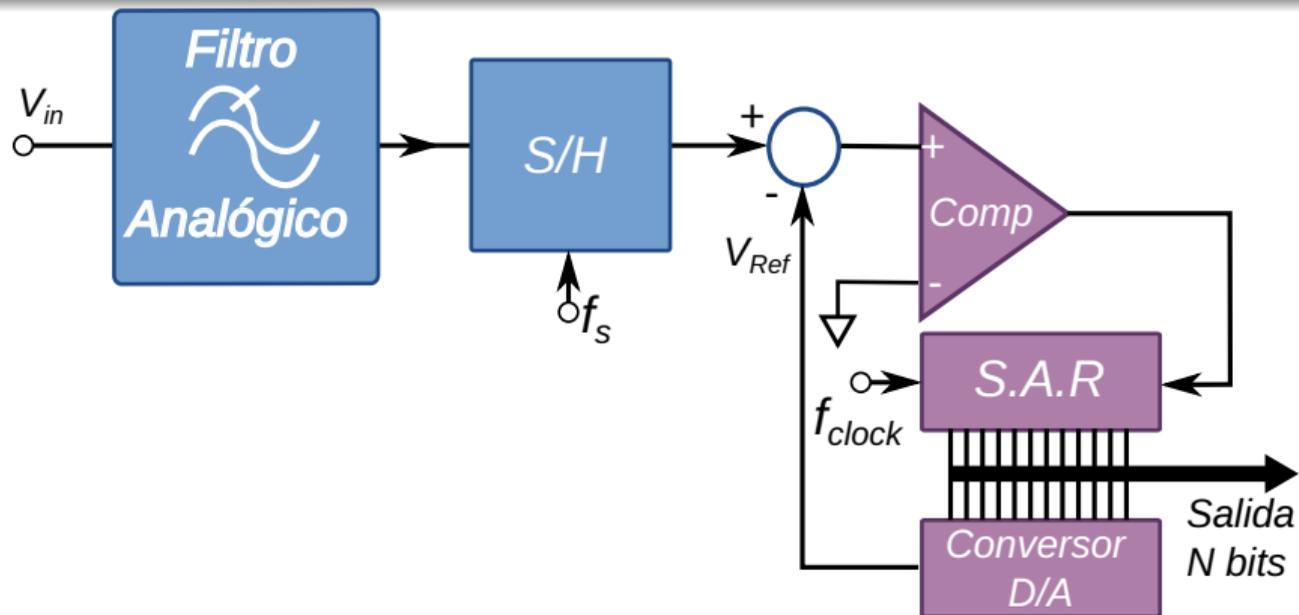
Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.
- Pero estamos hablando de precisión. Las tolerancias de un circuito RC son muy difíciles de lograr en producción en serie, lo mismo que contar con frecuencias de clock estables.
- El Doble Rampa tiene una llave al inicio que invierte la entrada del comparador cuando la tensión de entrada alcanza la V_{ref}
- Como vimos en el slide anterior solo dependeremos de la estabilidad de las fuentes de tensión (aspecto super resuelto) y de dos cuentas de pulsos.
- A cambio es un poco mas lento aun que el simple rampa, pero es muy preciso.

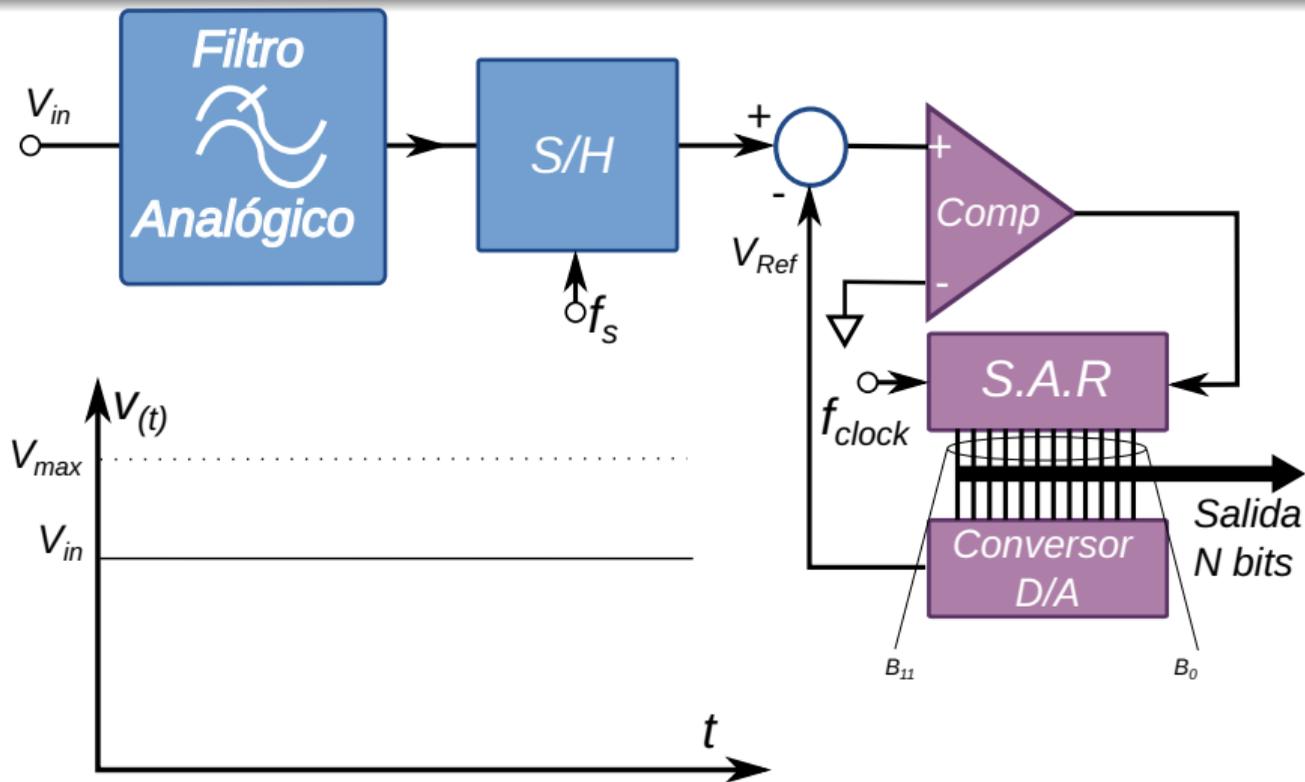
Conversor Doble Rampa

- El Simple rampa depende de varios factores y tolerancias de construcción de los componentes.
- Si lo que buscamos es un muy simple conversor, el Simple Rampa lo es.
- Pero estamos hablando de precisión. Las tolerancias de un circuito RC son muy difíciles de lograr en producción en serie, lo mismo que contar con frecuencias de clock estables.
- El Doble Rampa tiene una llave al inicio que invierte la entrada del comparador cuando la tensión de entrada alcanza la V_{ref}
- Como vimos en el slide anterior solo dependeremos de la estabilidad de las fuentes de tensión (aspecto super resuelto) y de dos cuentas de pulsos.
- A cambio es un poco mas lento aun que el simple rampa, pero es muy preciso.
- Muy adoptado durante mucho tiempo en Voltímetros digitales.

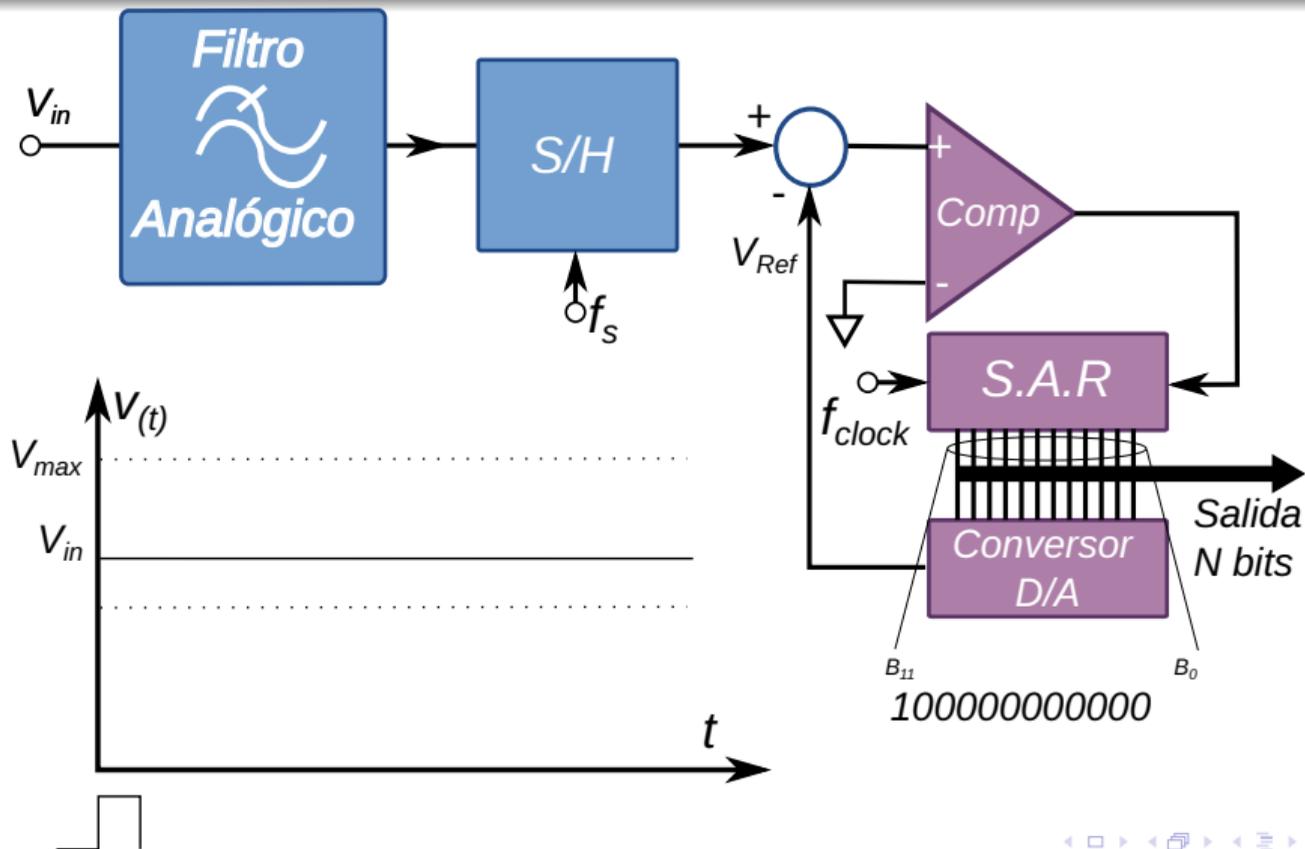
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



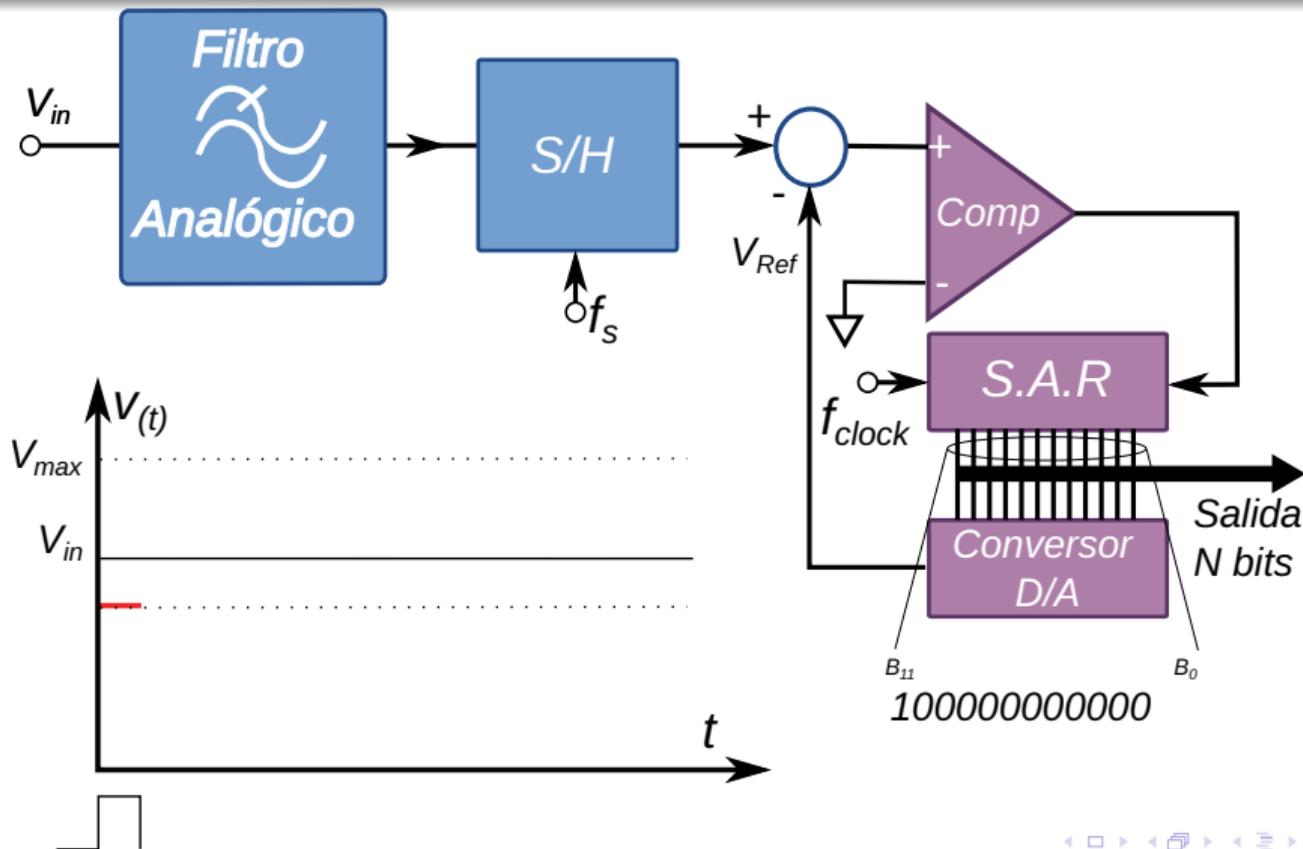
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



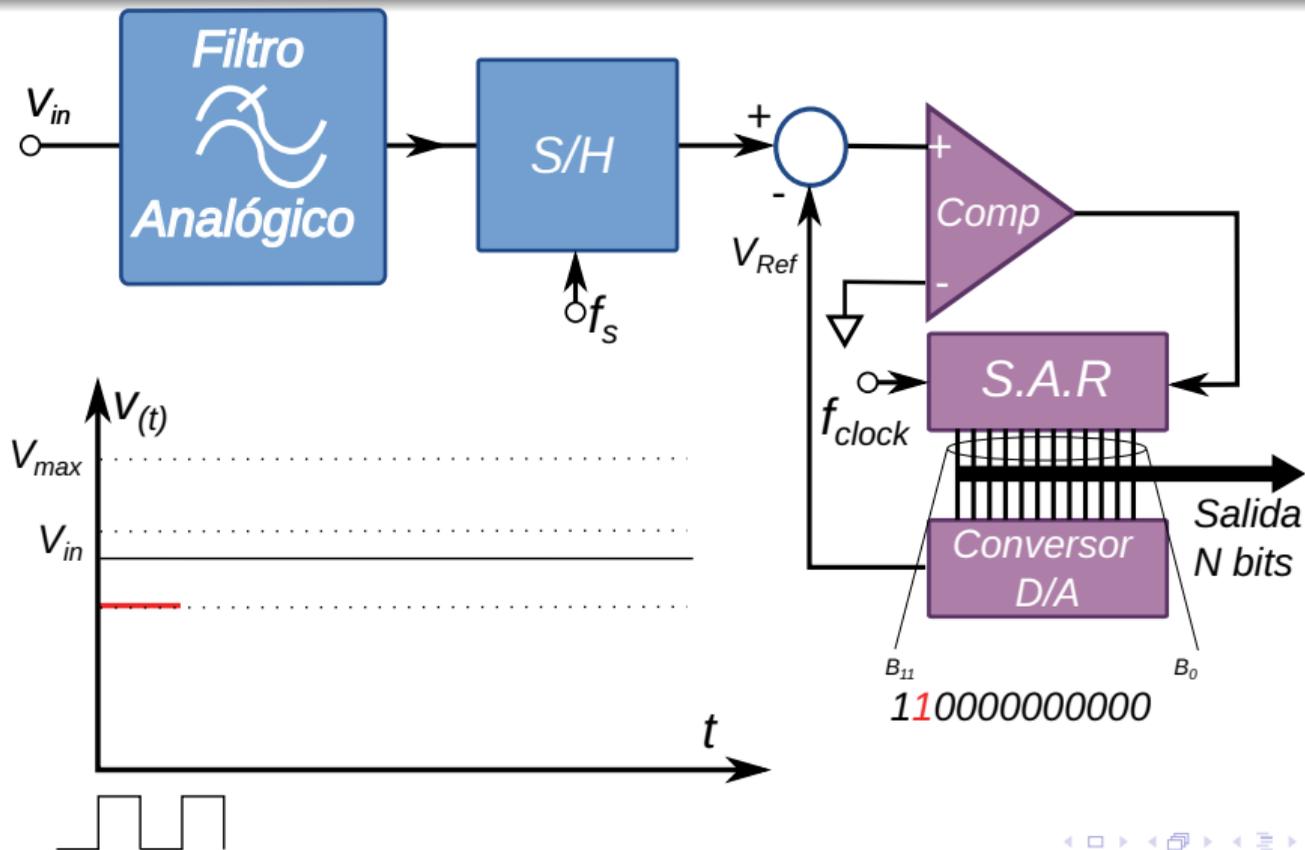
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



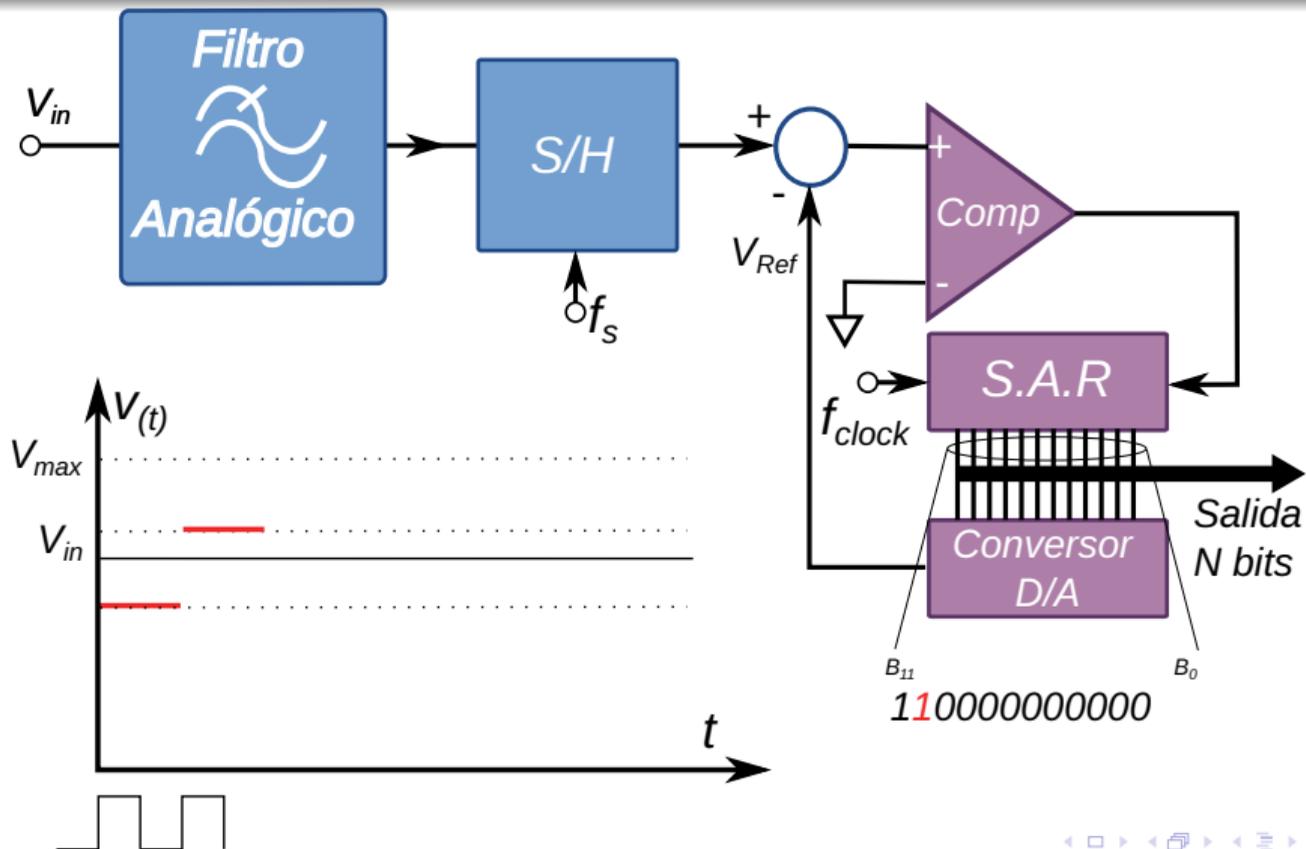
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



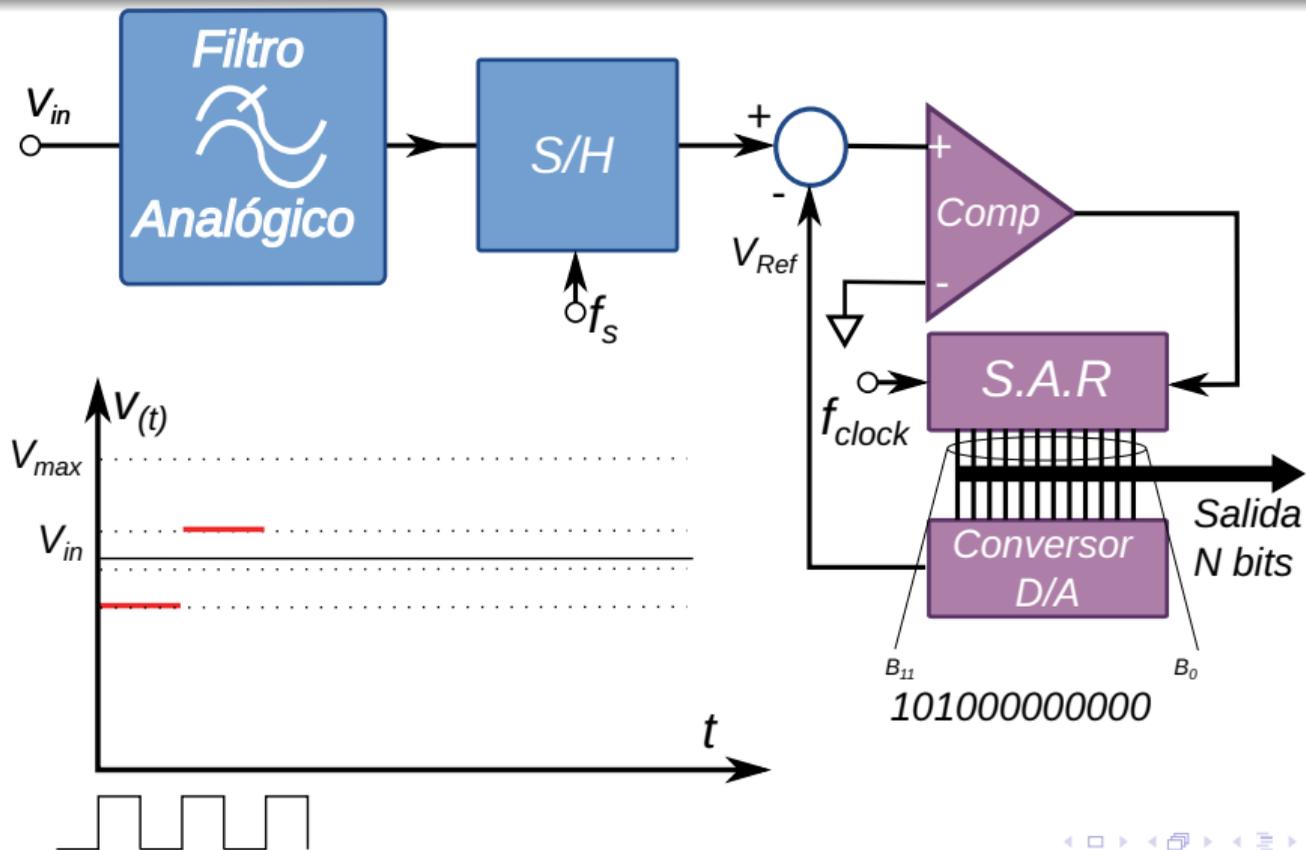
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



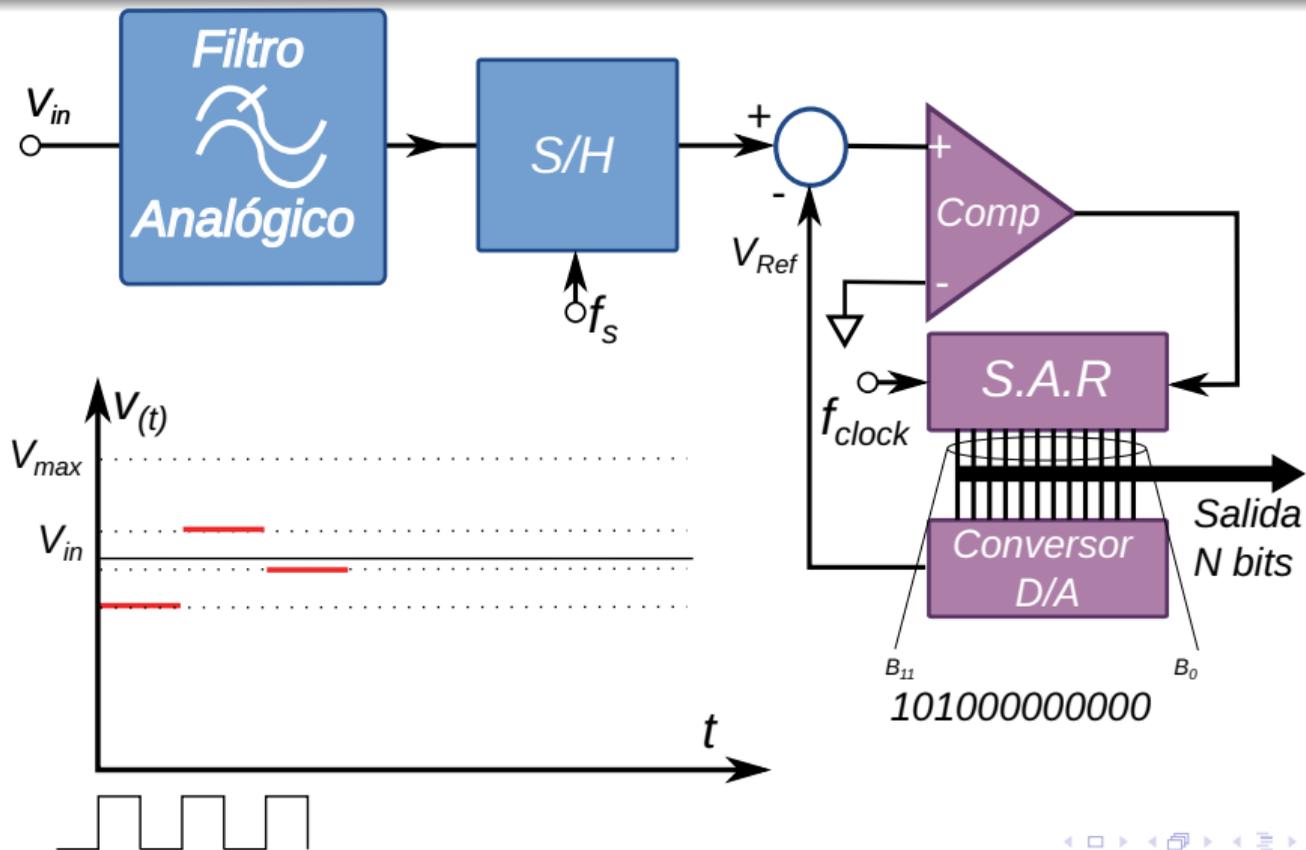
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



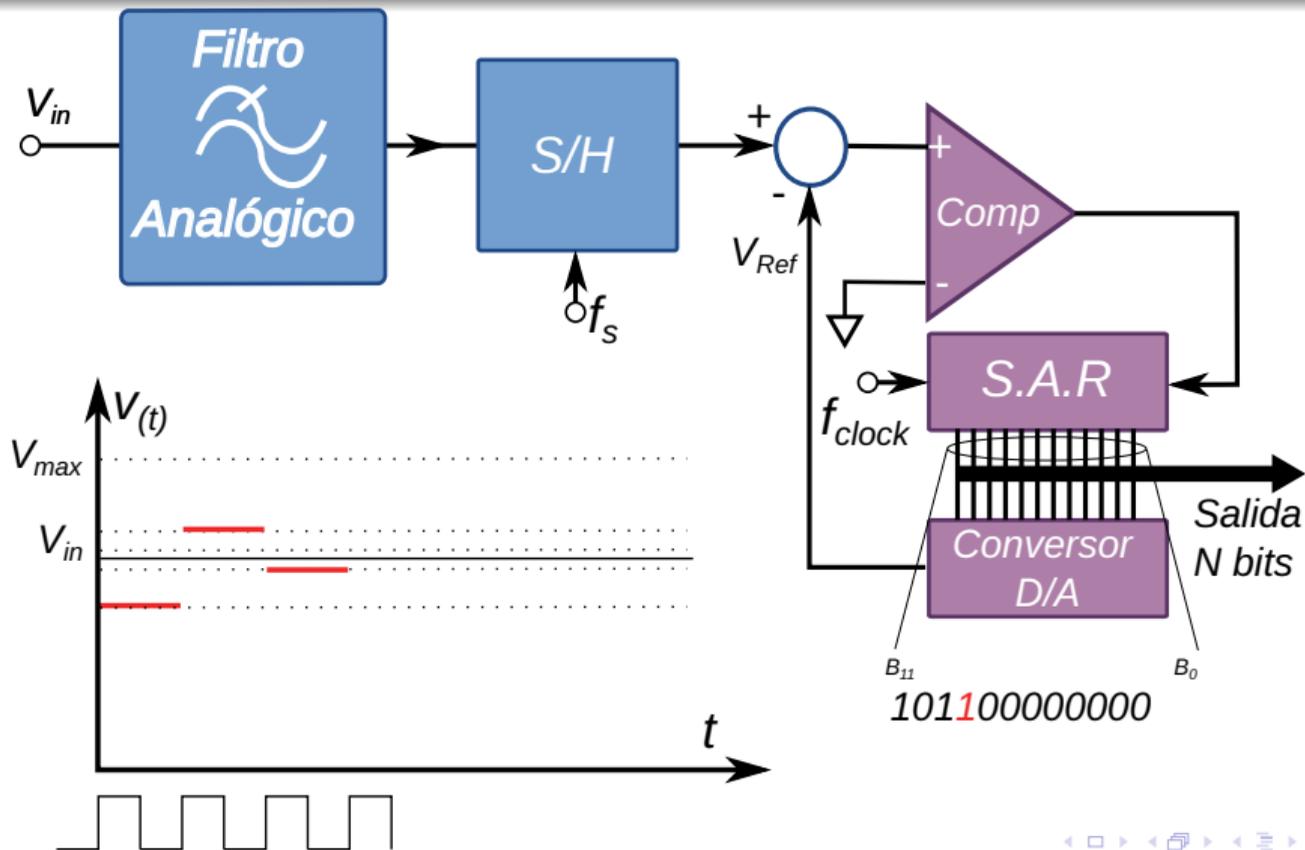
Convertor A/D de Aproximaciones Sucesivas



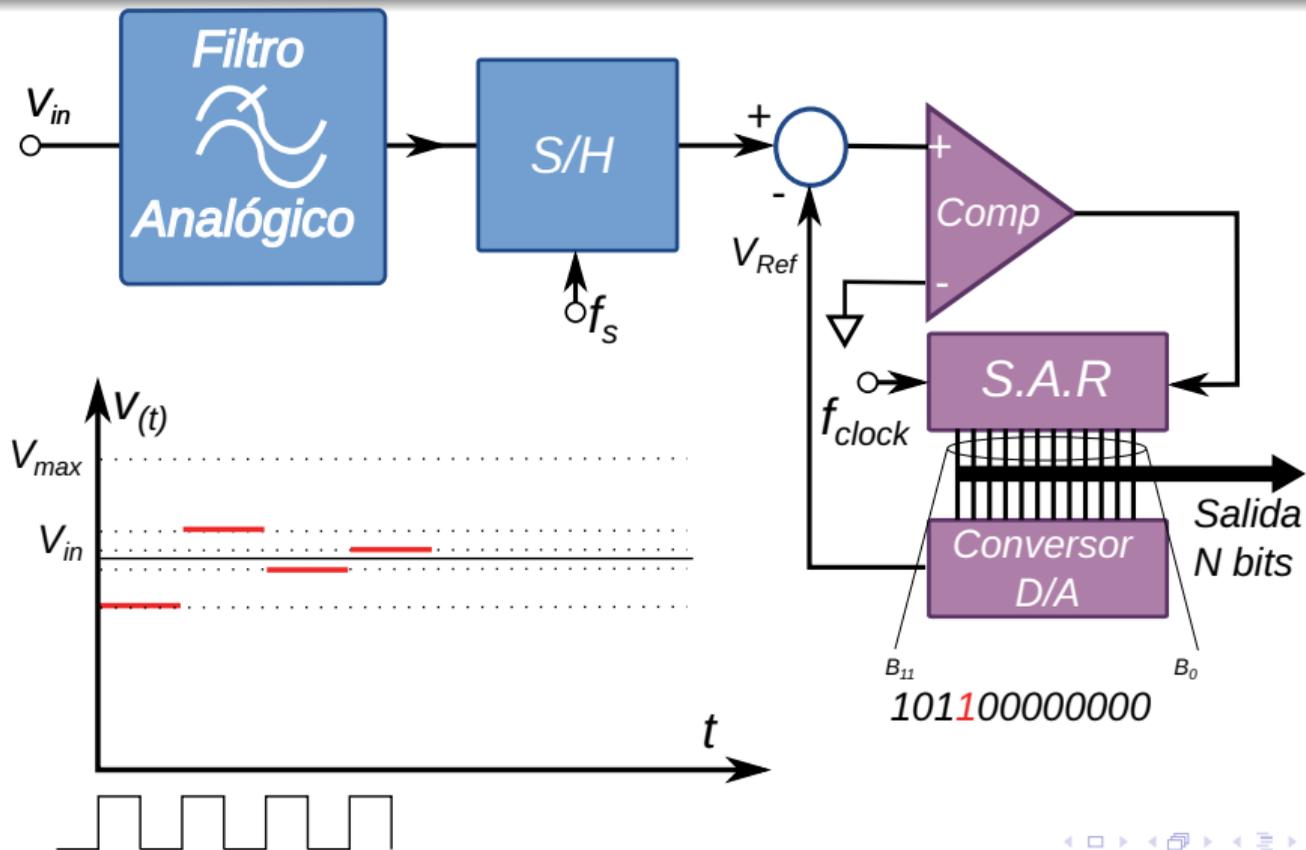
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



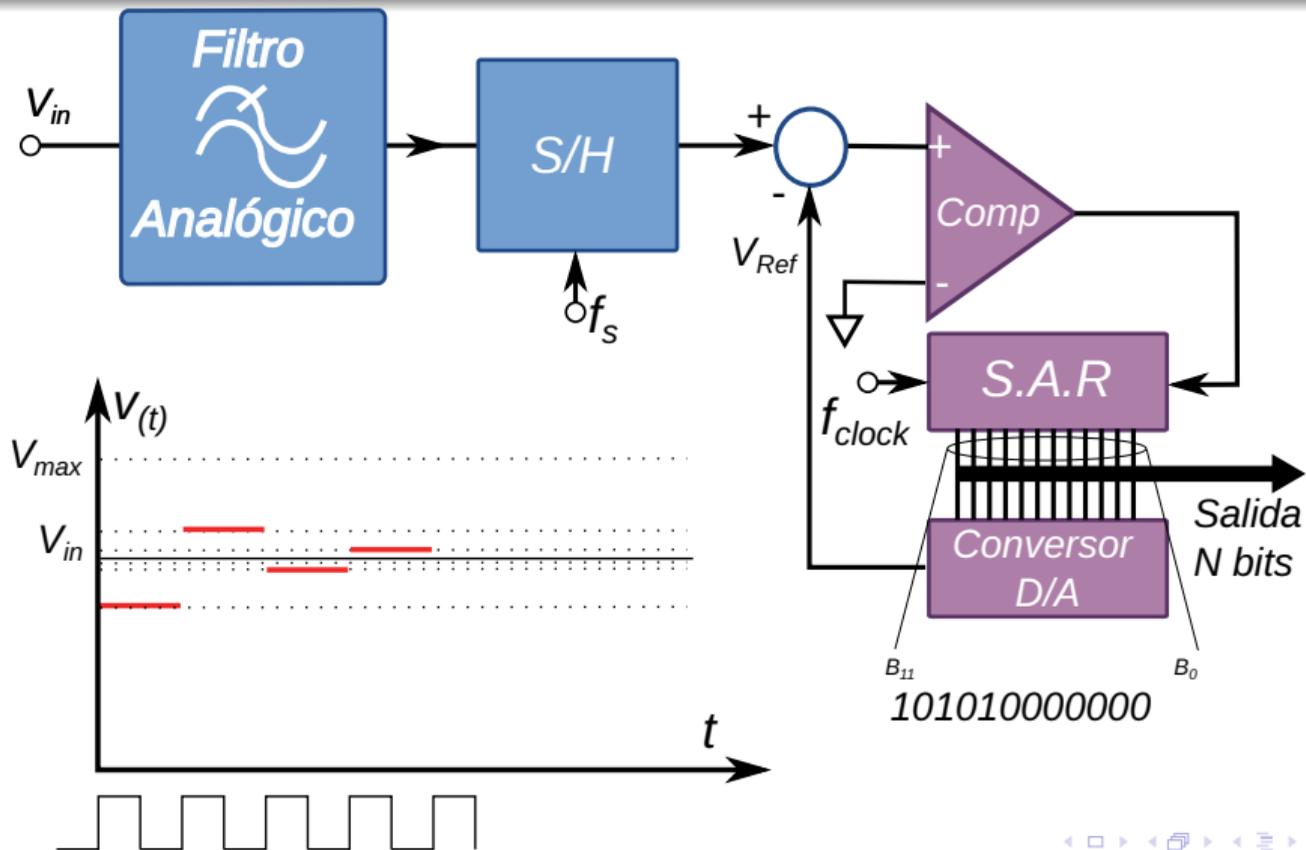
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



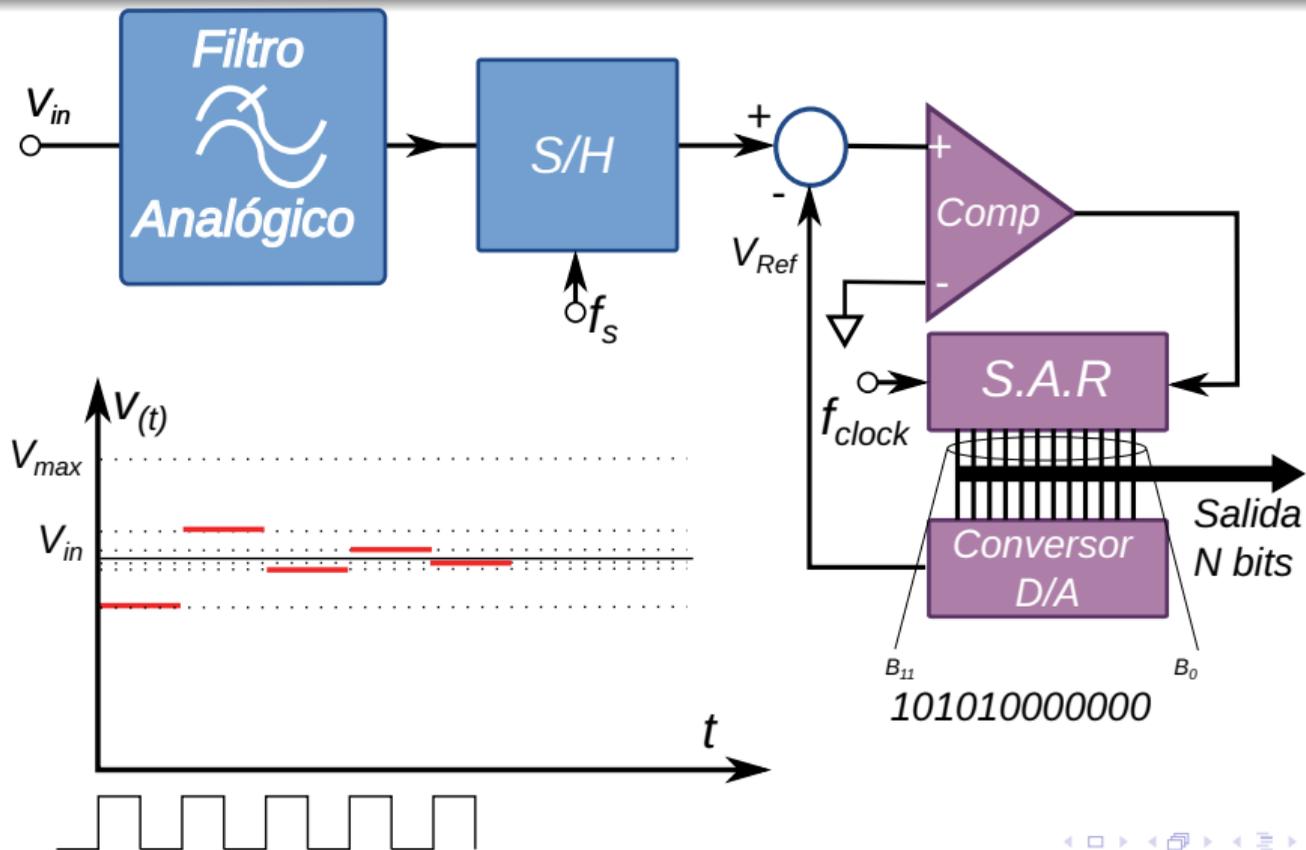
Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas



Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.
- El SAR comienza dividiendo el intervalo numérico a la mitad seteando el MSB en su salida, dejando el resto de los bits en '0'.

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.
- El SAR comienza dividiendo el intervalo numérico a la mitad seteadando el MSB en su salida, dejando el resto de los bits en '0'.
- Su salida alimenta un Conversor Digital Analógico que realimenta el valor N a la salida del SAR como una tensión proporcional al sumador de entrada del Comparador.

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.
- El SAR comienza dividiendo el intervalo numérico a la mitad seteando el MSB en su salida, dejando el resto de los bits en '0'.
- Su salida alimenta un Conversor Digital Analógico que realimenta el valor N a la salida del SAR como una tensión proporcional al sumador de entrada del Comparador.
- En cada ciclo subsiguiente la salida del comparador la operatoria es la siguiente:

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.
- El SAR comienza dividiendo el intervalo numérico a la mitad seteando el MSB en su salida, dejando el resto de los bits en '0'.
- Su salida alimenta un Conversor Digital Analógico que realimenta el valor N a la salida del SAR como una tensión proporcional al sumador de entrada del Comparador.
- En cada ciclo subsiguiente la salida del comparador la operatoria es la siguiente:
 - Si $V_{in} \geq V_{Ref}$, el comparador colocará un '1' en la línea de control del SAR, y dá por válido el valor del bit estimado en la salida del SAR al inicio del ciclo.

Conversor A/D de Aproximaciones Sucesivas

- El corazón del conversor es el Successive Approximation Register (SAR).
- Éste tiene una línea de control manejada por la salida de un comparador.
- El SAR comienza dividiendo el intervalo numérico a la mitad seteando el MSB en su salida, dejando el resto de los bits en '0'.
- Su salida alimenta un Conversor Digital Analógico que realimenta el valor N a la salida del SAR como una tensión proporcional al sumador de entrada del Comparador.
- En cada ciclo subsiguiente la salida del comparador la operatoria es la siguiente:
 - Si $V_{in} \geq V_{Ref}$, el comparador colocará un '1' en la línea de control del SAR, y dá por válido el valor del bit estimado en la salida del SAR al inicio del ciclo.
 - Pero si $V_{in} < V_{Ref}$ la salida del comparador da '0' como resultado, y en el ciclo de clock siguiente se invierte el bit estimado al inicio del ciclo y se estima en '1' el siguiente menos significativo.

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 **Implementación de Conversores AD y DA**
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - **Conversores Sigma-Delta**
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Conversores A/D Sigma Delta

Conversores A/D Sigma Delta

- En la industria de los semiconductores, los Conversores Analógico Digital (ADC) $\Delta\Sigma$ delta-sigma (o Sigma-Delta) llegaron después de los SAR-ADC.

Conversores A/D Sigma Delta

- En la industria de los semiconductores, los Conversores Analógico Digital (ADC) $\Delta\Sigma$ delta-sigma (o Sigma-Delta) llegaron después de los SAR-ADC.
- Los Conversores A/D Sigma-Delta aborda y absorbe muchos problemas de electrónica analógica.

Conversores A/D Sigma Delta

- En la industria de los semiconductores, los Conversores Analógico Digital (ADC) $\Delta\Sigma$ delta-sigma (o Sigma-Delta) llegaron después de los SAR-ADC.
- Los Conversores A/D Sigma-Delta aborda y absorbe muchos problemas de electrónica analógica.
- Reemplaza el concepto de Amplificación Analógica del Amplificador Operacional y de Instrumentación por el concepto de Ganancia Digital Sigma-Delta.

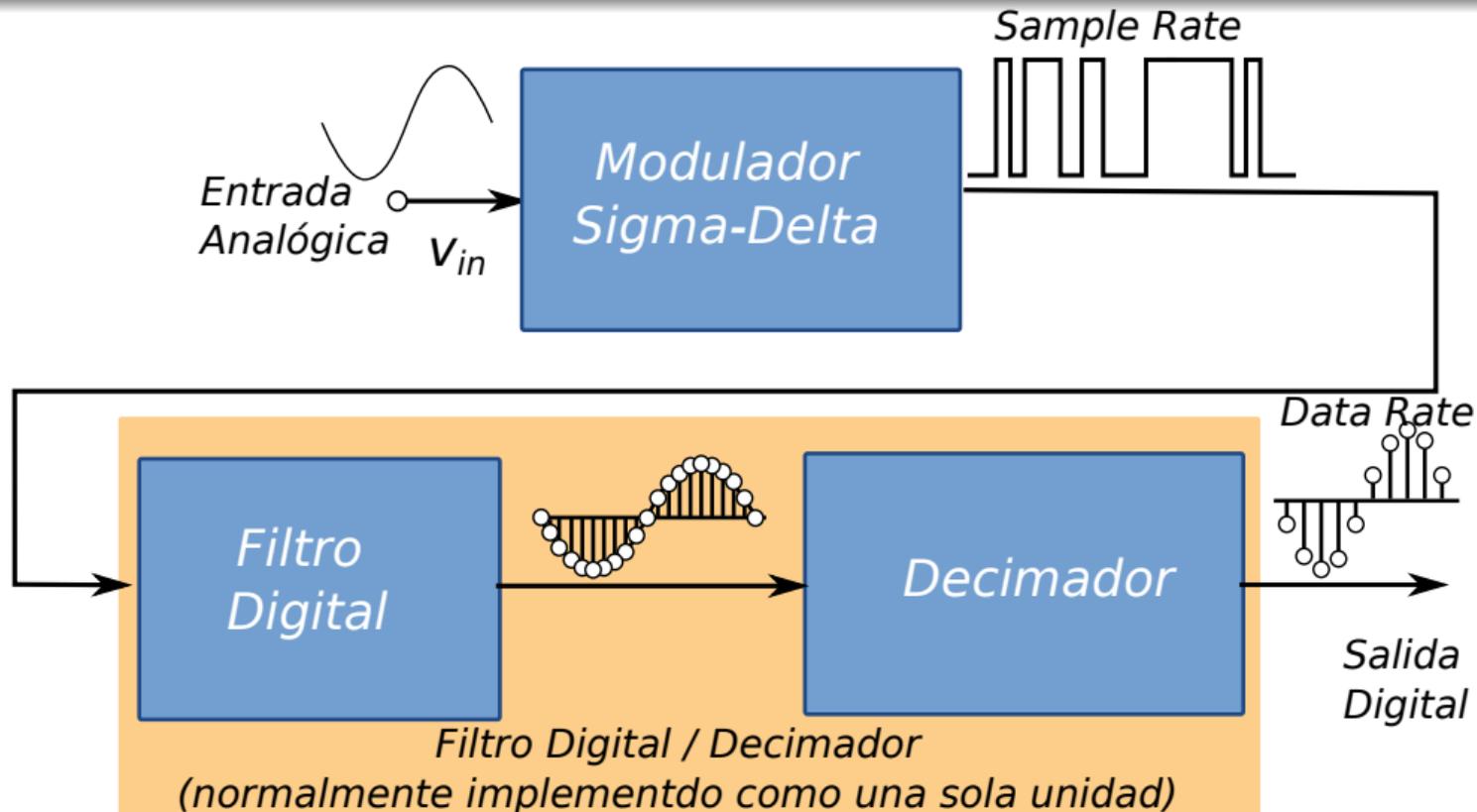
Conversores A/D Sigma Delta

- En la industria de los semiconductores, los Conversores Analógico Digital (ADC) $\Delta\Sigma$ delta-sigma (o Sigma-Delta) llegaron después de los SAR-ADC.
- Los Conversores A/D Sigma-Delta aborda y absorbe muchos problemas de electrónica analógica.
- Reemplaza el concepto de Amplificación Analógica del Amplificador Operacional y de Instrumentación por el concepto de Ganancia Digital Sigma-Delta.
- Rango de frecuencias: desde CC a frecuencias de varios MHz, con muy alta resolución.

Conversores A/D Sigma Delta

- En la industria de los semiconductores, los Conversores Analógico Digital (ADC) $\Delta\Sigma$ delta-sigma (o Sigma-Delta) llegaron después de los SAR-ADC.
- Los Conversores A/D Sigma-Delta aborda y absorbe muchos problemas de electrónica analógica.
- Reemplaza el concepto de Amplificación Analógica del Amplificador Operacional y de Instrumentación por el concepto de Ganancia Digital Sigma-Delta.
- Rango de frecuencias: desde CC a frecuencias de varios MHz, con muy alta resolución.
- Veamos un diagrama general (los componentes básicos que se encuentran en todos los conversores Sigma-Delta).

Conversores A/D Sigma Delta



Conversores A/D Sigma Delta

Conversores A/D Sigma Delta

- Mediante un ADC interno de 1 bit, el modulador interno muestrea la señal de entrada, produciendo una salida cuantificada gruesa.

Conversores A/D Sigma Delta

- Mediante un ADC interno de 1 bit, el modulador interno muestrea la señal de entrada, produciendo una salida cuantificada gruesa.
- Convierte la señal de entrada analógica en una representación de onda de pulso de alta velocidad.

Conversores A/D Sigma Delta

- Mediante un ADC interno de 1 bit, el modulador interno muestrea la señal de entrada, produciendo una salida cuantificada gruesa.
- Convierte la señal de entrada analógica en una representación de onda de pulso de alta velocidad.
- La relación de unos a ceros en el tren de pulsos de salida del modulador refleja la señal analógica de entrada.

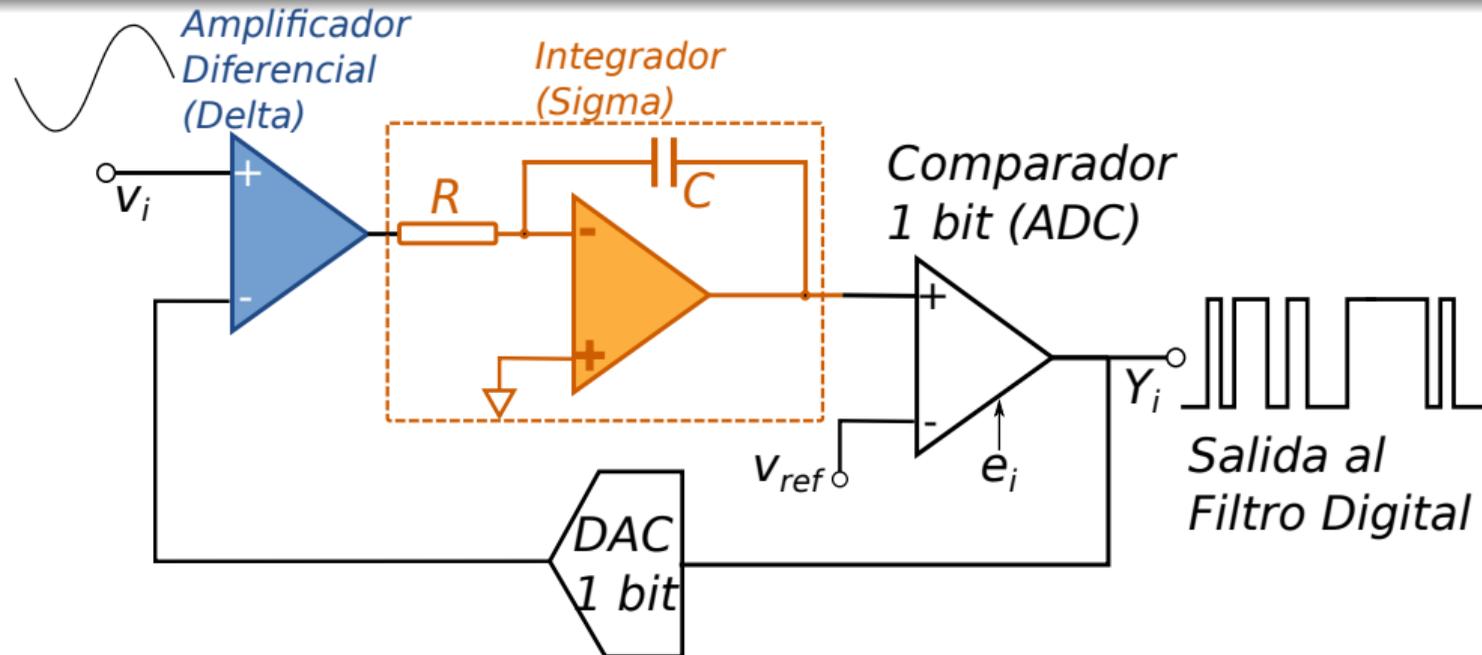
Conversores A/D Sigma Delta

- Mediante un ADC interno de 1 bit, el modulador interno muestrea la señal de entrada, produciendo una salida cuantificada gruesa.
- Convierte la señal de entrada analógica en una representación de onda de pulso de alta velocidad.
- La relación de unos a ceros en el tren de pulsos de salida del modulador refleja la señal analógica de entrada.
- Aunque el modulador produce una salida ruidosa, el circuito “modela” este ruido en las frecuencias más altas del espectro de salida.

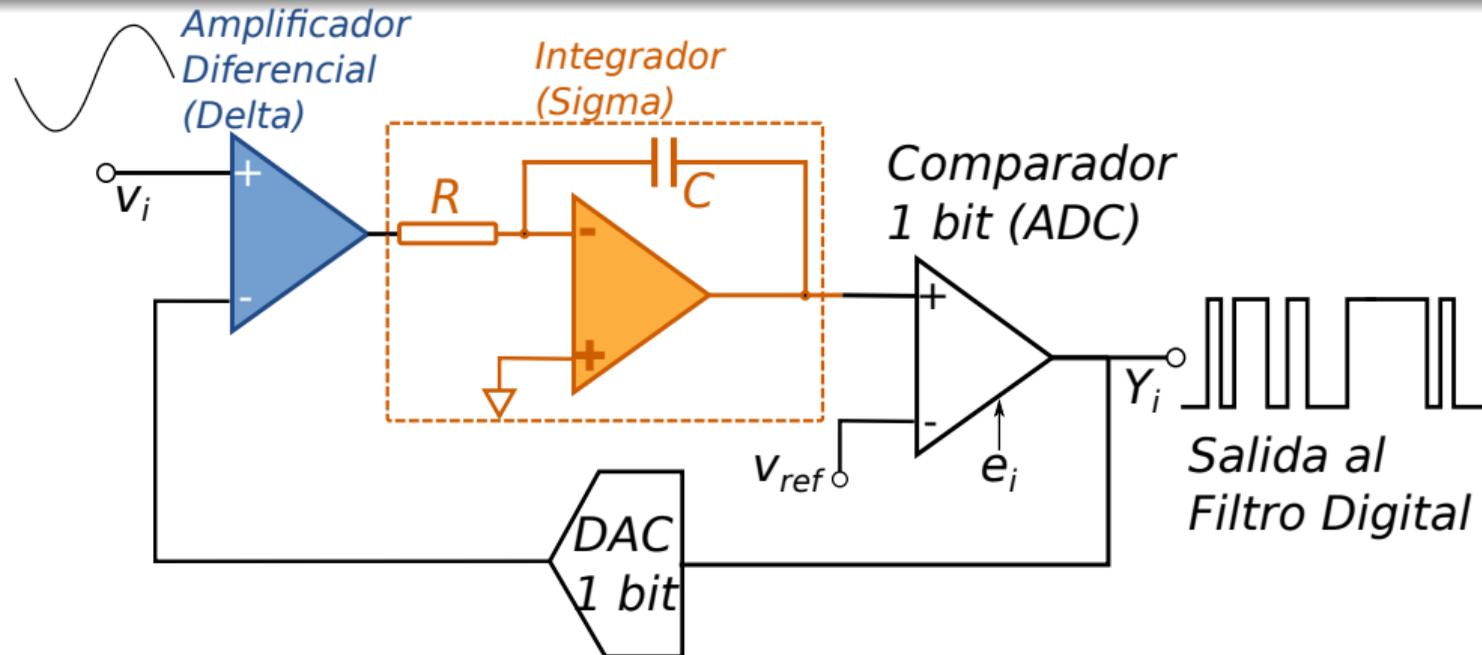
Conversores A/D Sigma Delta

- Mediante un ADC interno de 1 bit, el modulador interno muestrea la señal de entrada, produciendo una salida cuantificada gruesa.
- Convierte la señal de entrada analógica en una representación de onda de pulso de alta velocidad.
- La relación de unos a ceros en el tren de pulsos de salida del modulador refleja la señal analógica de entrada.
- Aunque el modulador produce una salida ruidosa, el circuito “modela” este ruido en las frecuencias más altas del espectro de salida.
- Esta acción permite obtener una conversión de alta resolución y bajo ruido en la salida del filtro digital.

Componentes: Modulador Sigma Delta

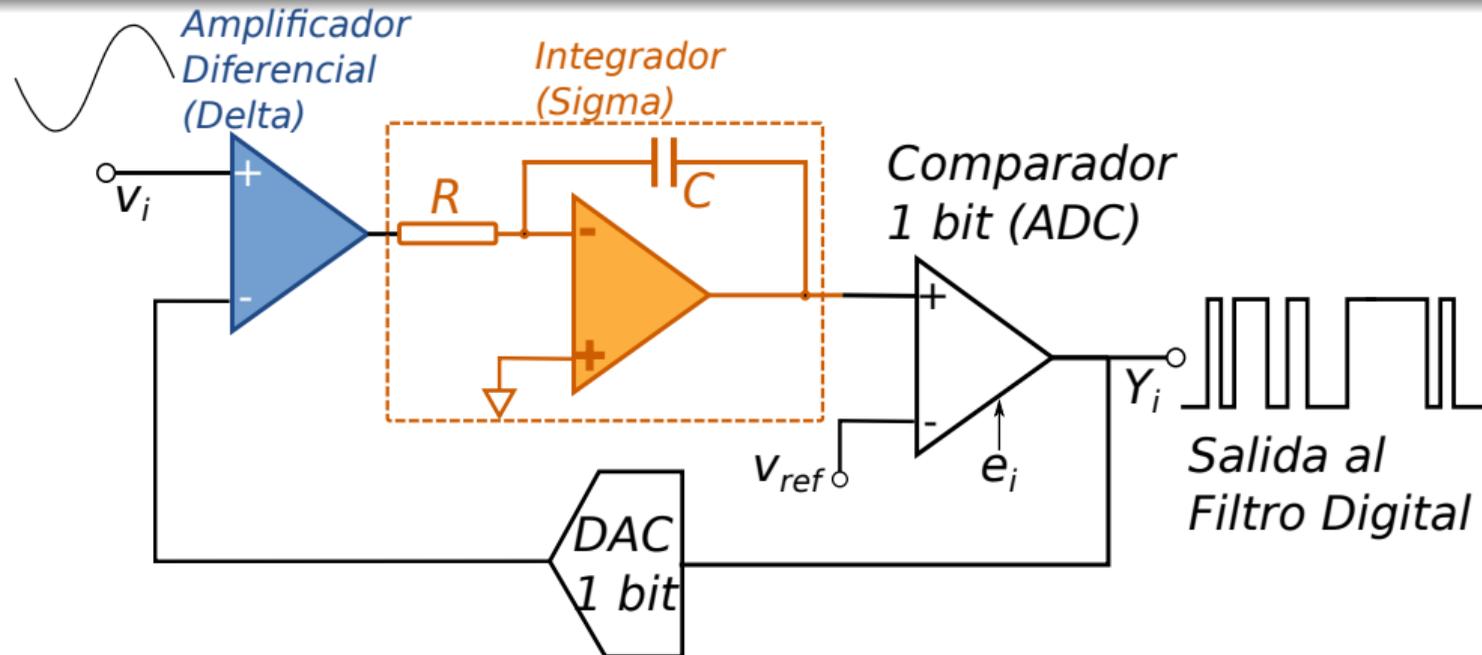


Componentes: Modulador Sigma Delta



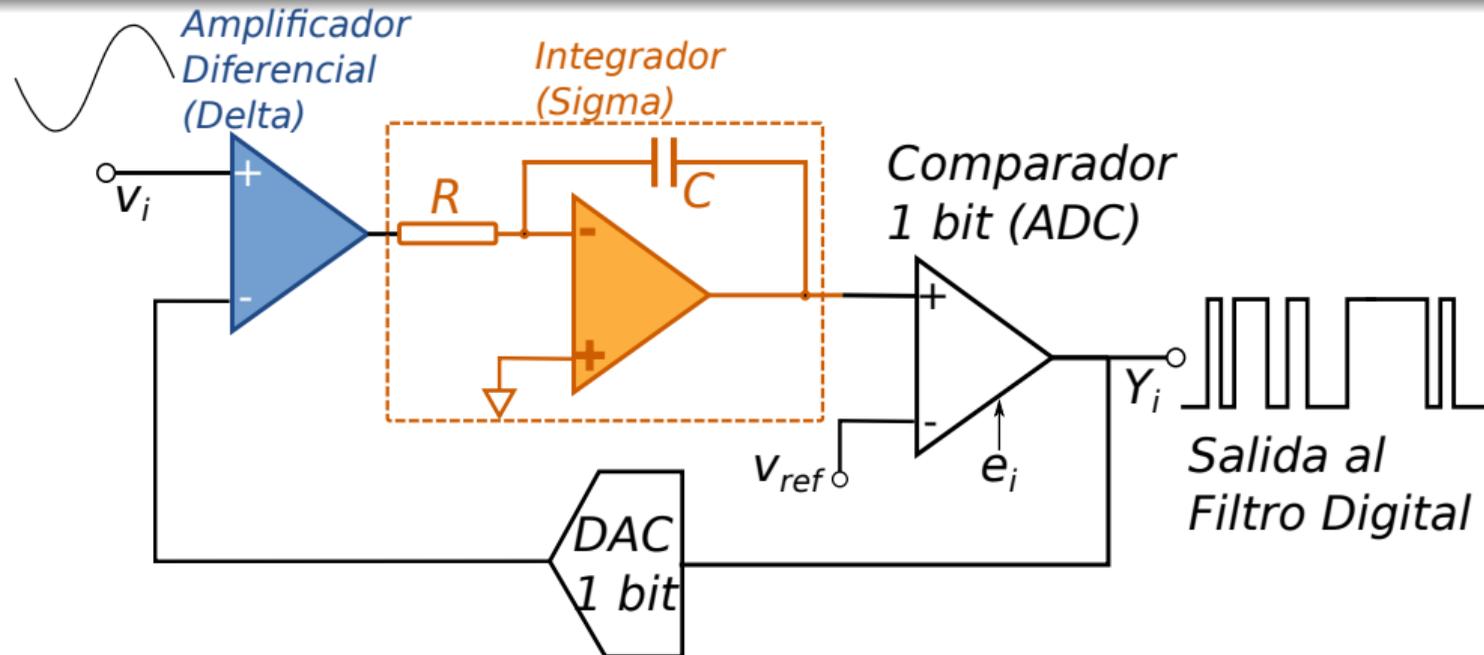
- Utiliza muchas muestras del modulador para producir un flujo de códigos de 1 bit.

Componentes: Modulador Sigma Delta



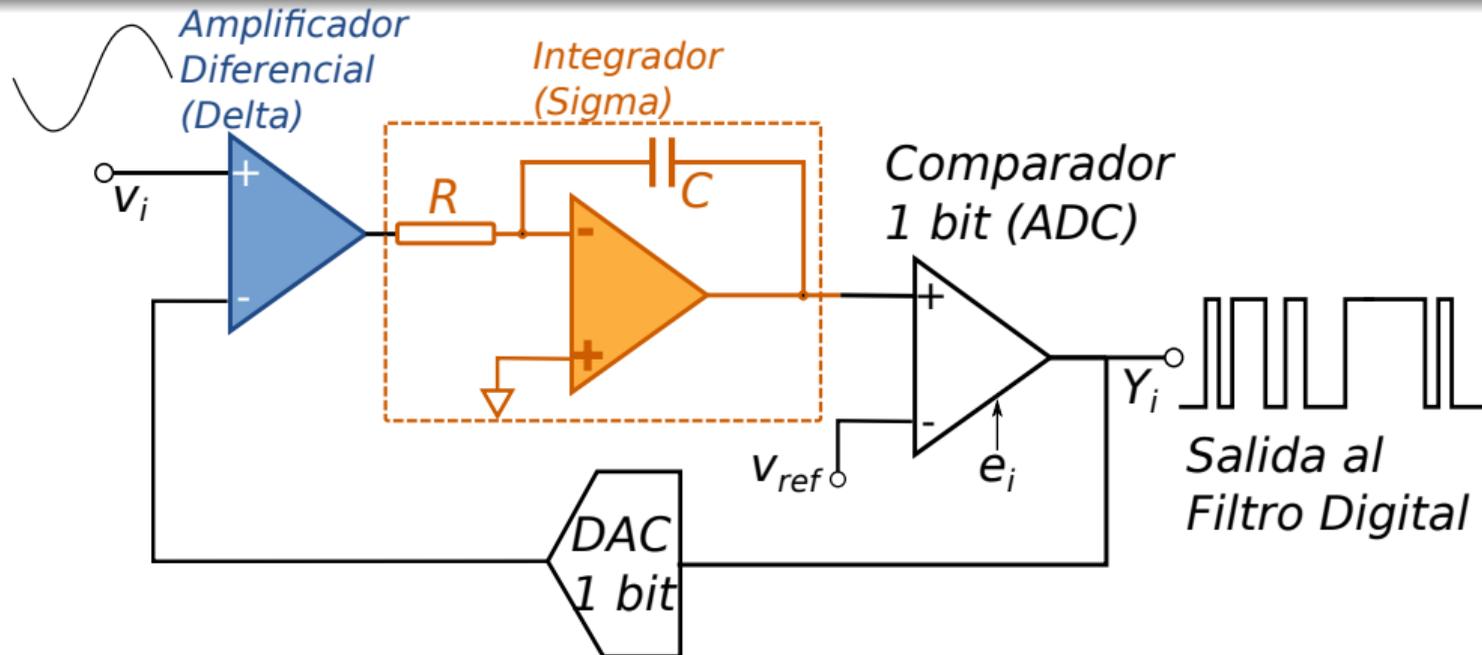
- Utiliza muchas muestras del modulador para producir un flujo de códigos de 1 bit.
- Logra esto mediante un cuantificador de señal de entrada que se ejecuta a una frecuencia de muestreo alta.

Componentes: Modulador Sigma Delta



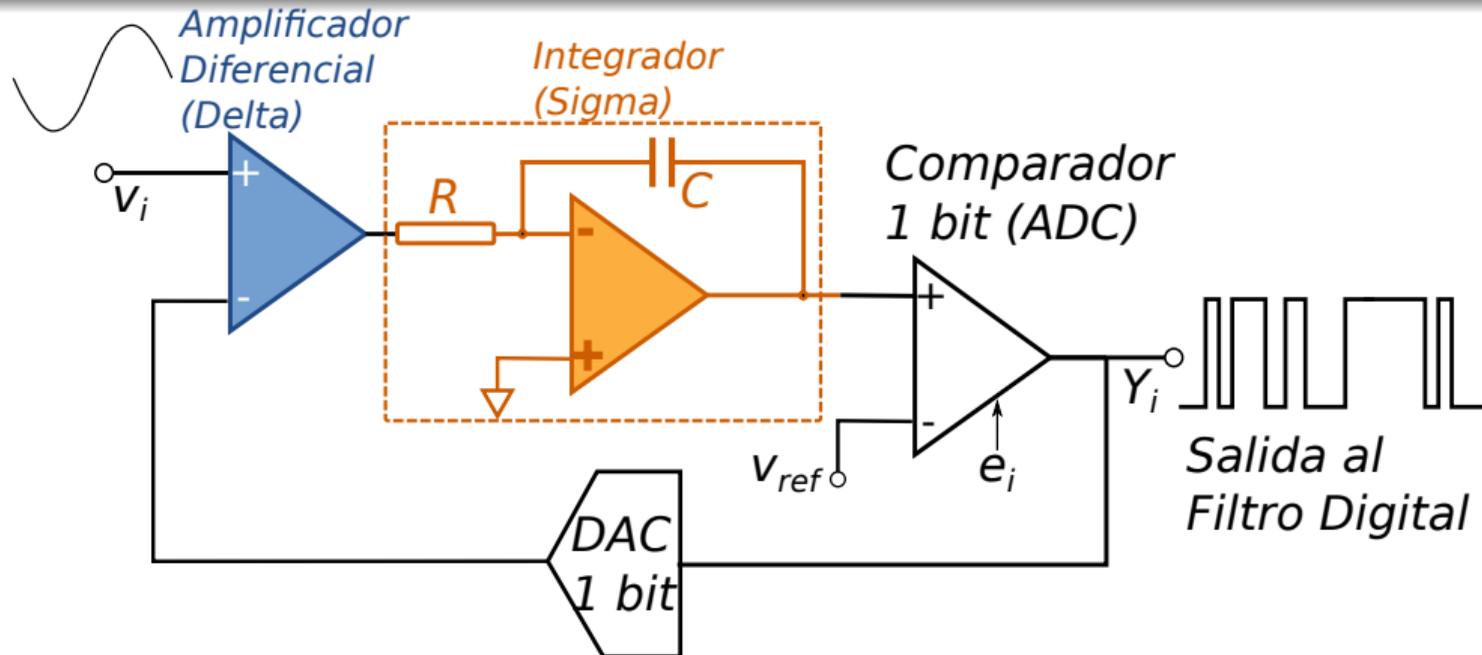
- La etapa Delta es un comparador que mide la diferencia entre la señal de entrada y la salida de un DAC de 1 bit que convierte la salida y la realimenta.

Componentes: Modulador Sigma Delta



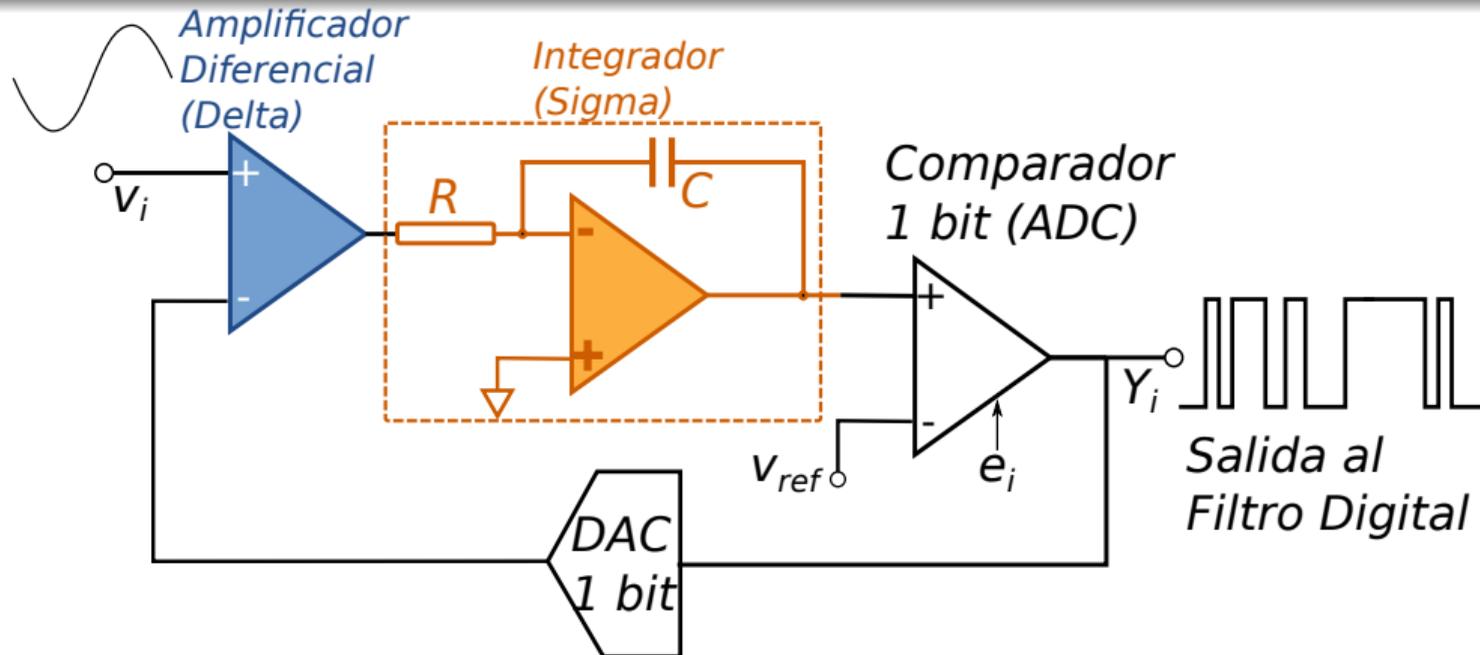
- La etapa Sigma es un integrador, y genera una rampa a la entrada del ADC de 1 bit, que mantiene la salida en 0 hasta que la salida del integrados supere v_{ref} , momento en que cambia a 1, hasta que se cambie la diferencia entre sus entradas.

Componentes: Modulador Sigma Delta



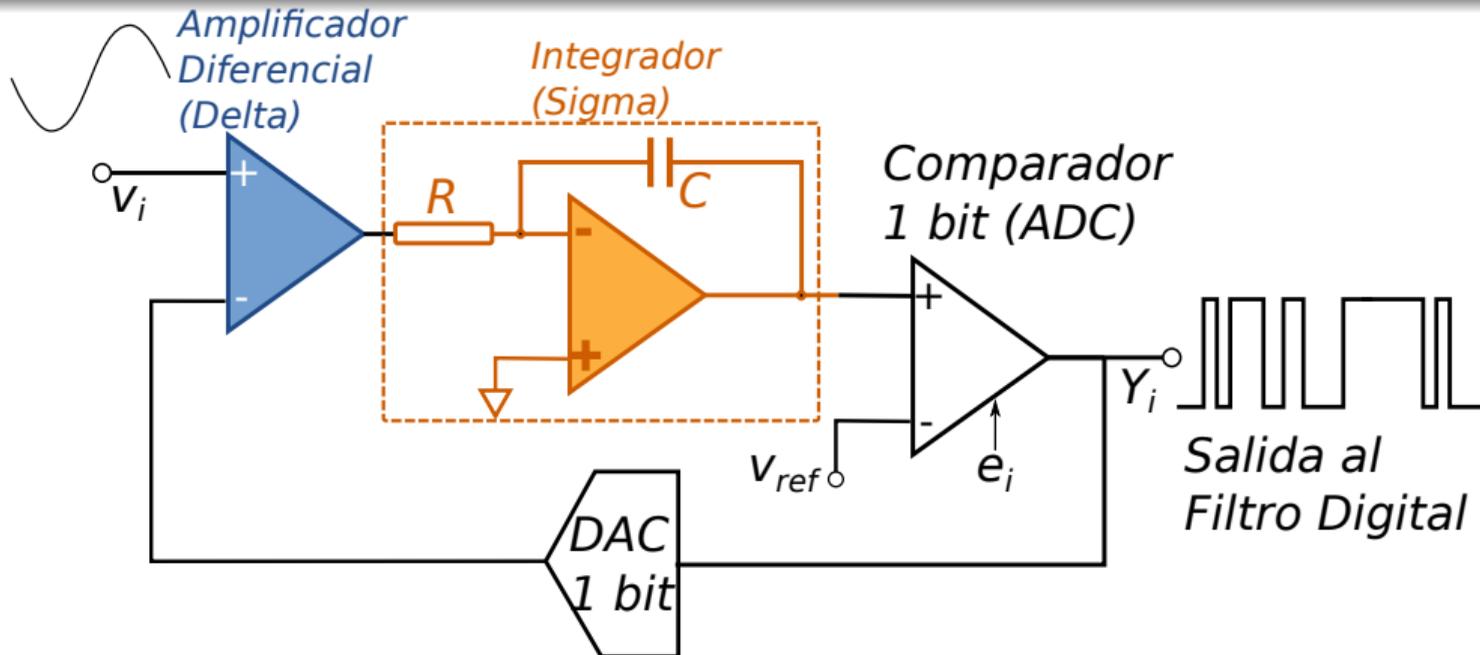
- El ADC de 1 bit genera un código de 1 bit que lleva implícito un error de Cuantificación muy grueso. Llamemos a este error e_i , ya que corresponde a i -ésimo valor de la entrada v_i .

Componentes: Modulador Sigma Delta



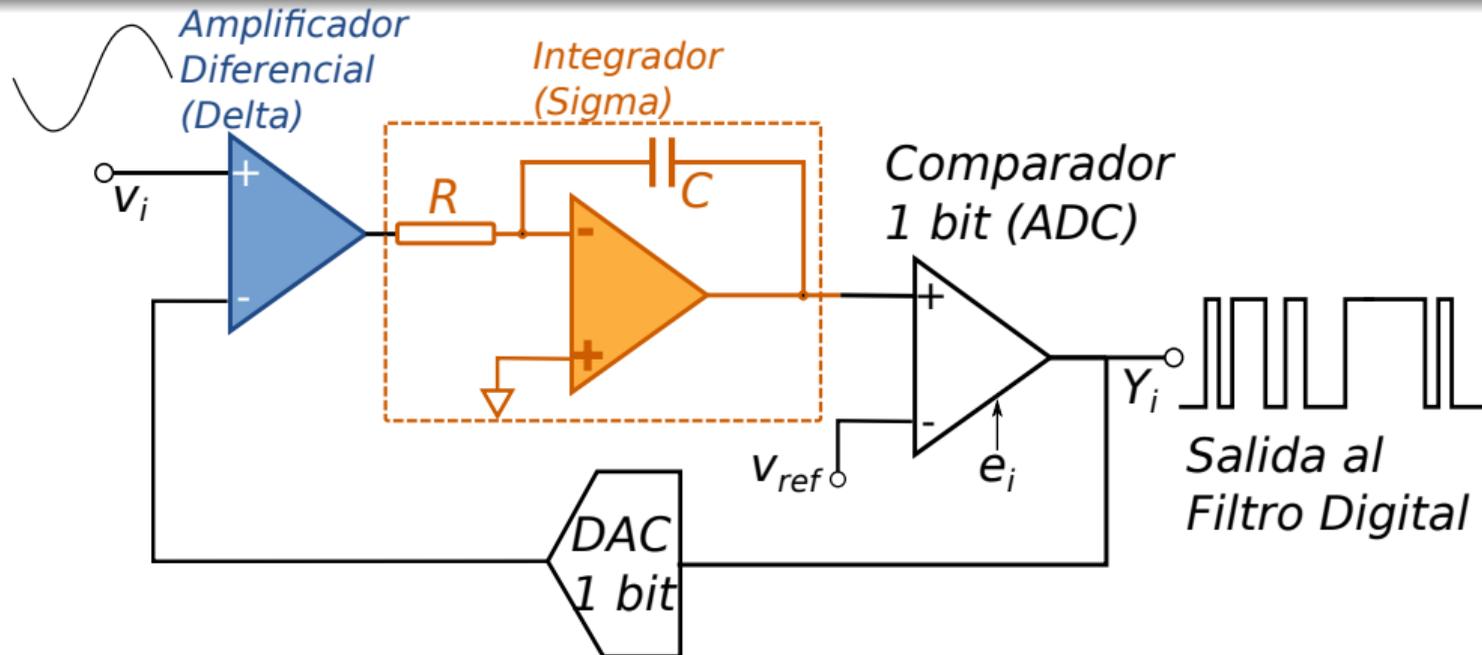
- En el ciclo siguiente la nueva entrada v_i , se compara en la etapa Delta con la salida del DAC que le realimenta el valor de salida y_{i-1} , correspondiente a la muestra de entrada anterior, la cual generó un error de Cuantificación e_{i-1} que afecta al valor generado por el DAC

Componentes: Modulador Sigma Delta



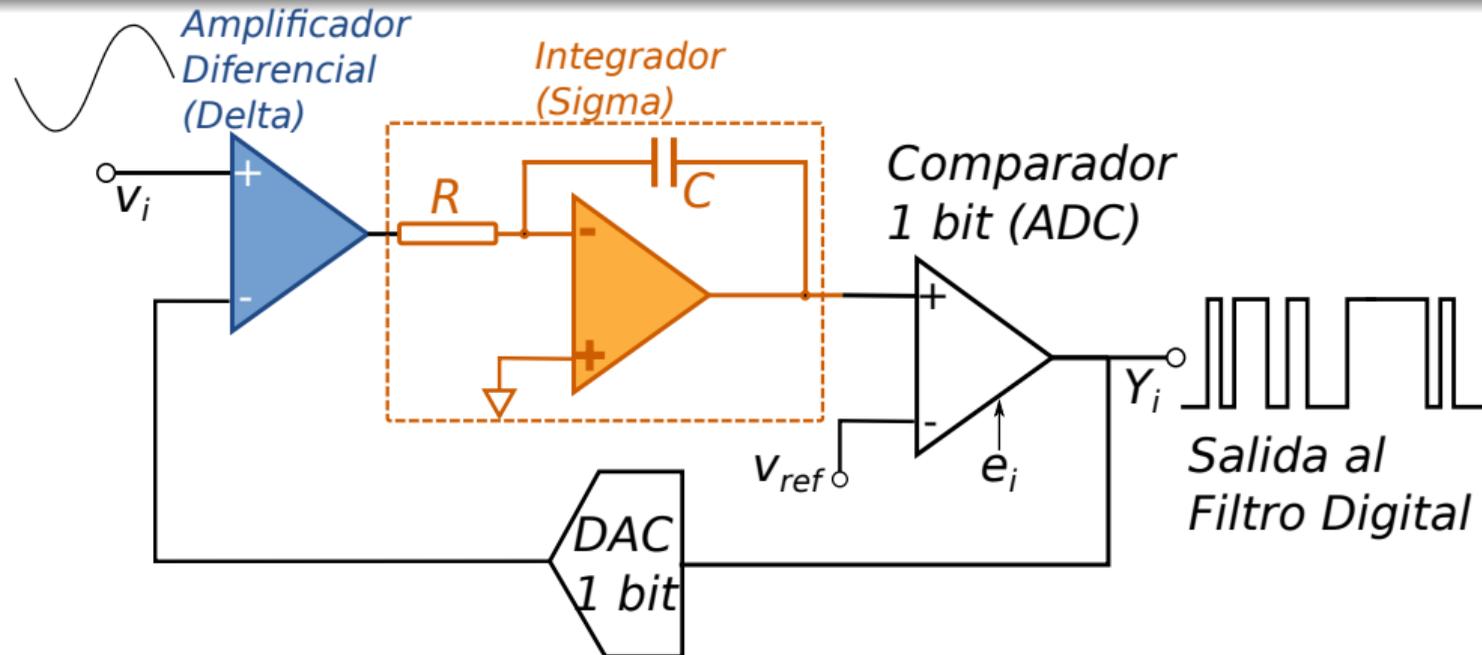
- La salida de la etapa Delta tendrá entonces un error $-e_{i-1}$.

Componentes: Modulador Sigma Delta



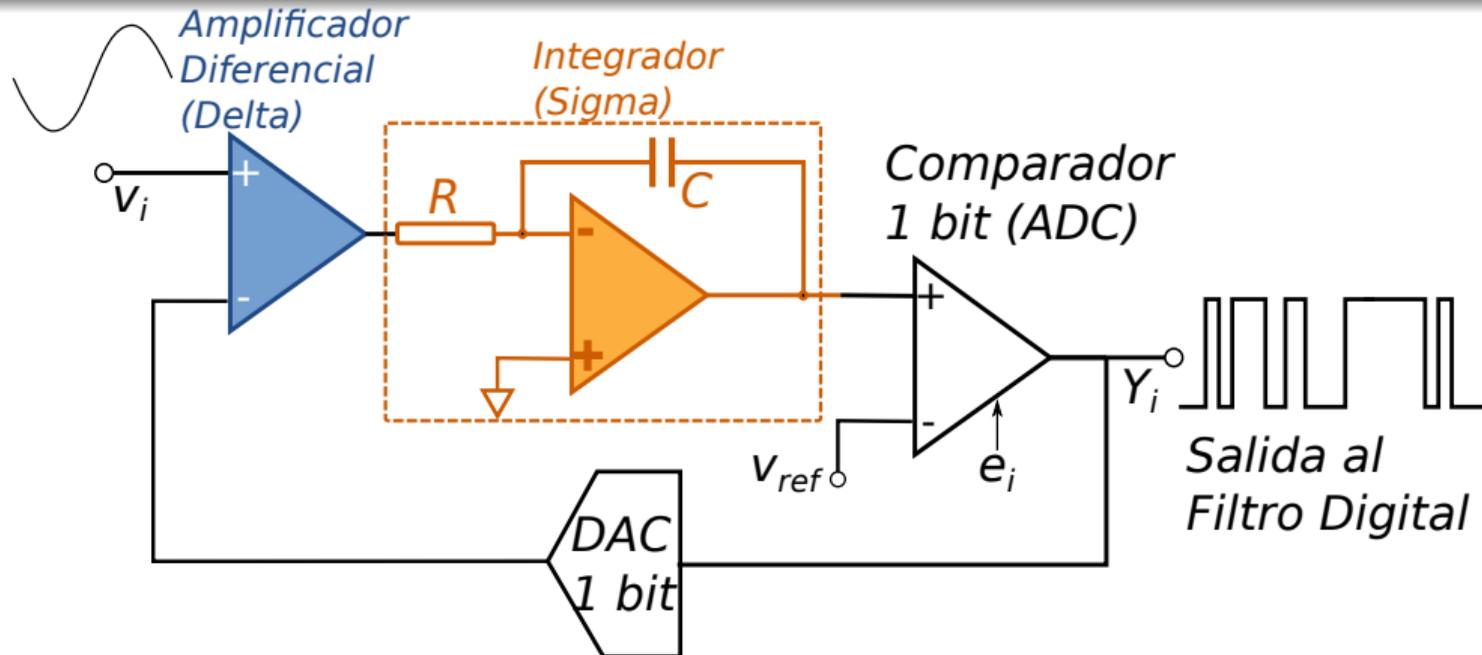
- La salida de la etapa Delta tendrá entonces un error $-e_{i-1}$.
- La nueva salida será $Y_i = v_i - e_{i-1} + e_i$. Es decir, el error neto en cada ciclo de conversión es la diferencia entre el error actual y el del ciclo anterior.

Componentes: Modulador Sigma Delta



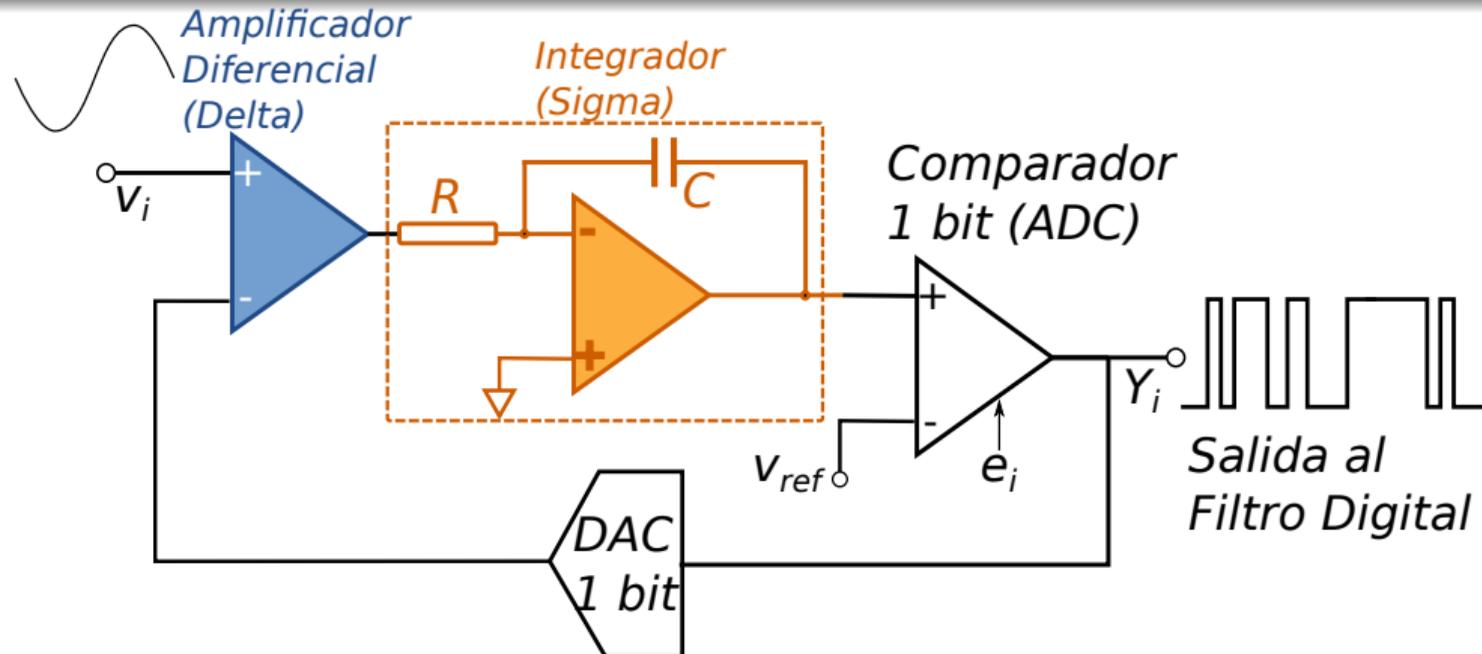
- Intuición pura: Si la señal varía más lentamente que la f_s los valores no serán tan diferentes y el error neto en especial a bajas frecuencias es bajo.

Componentes: Modulador Sigma Delta



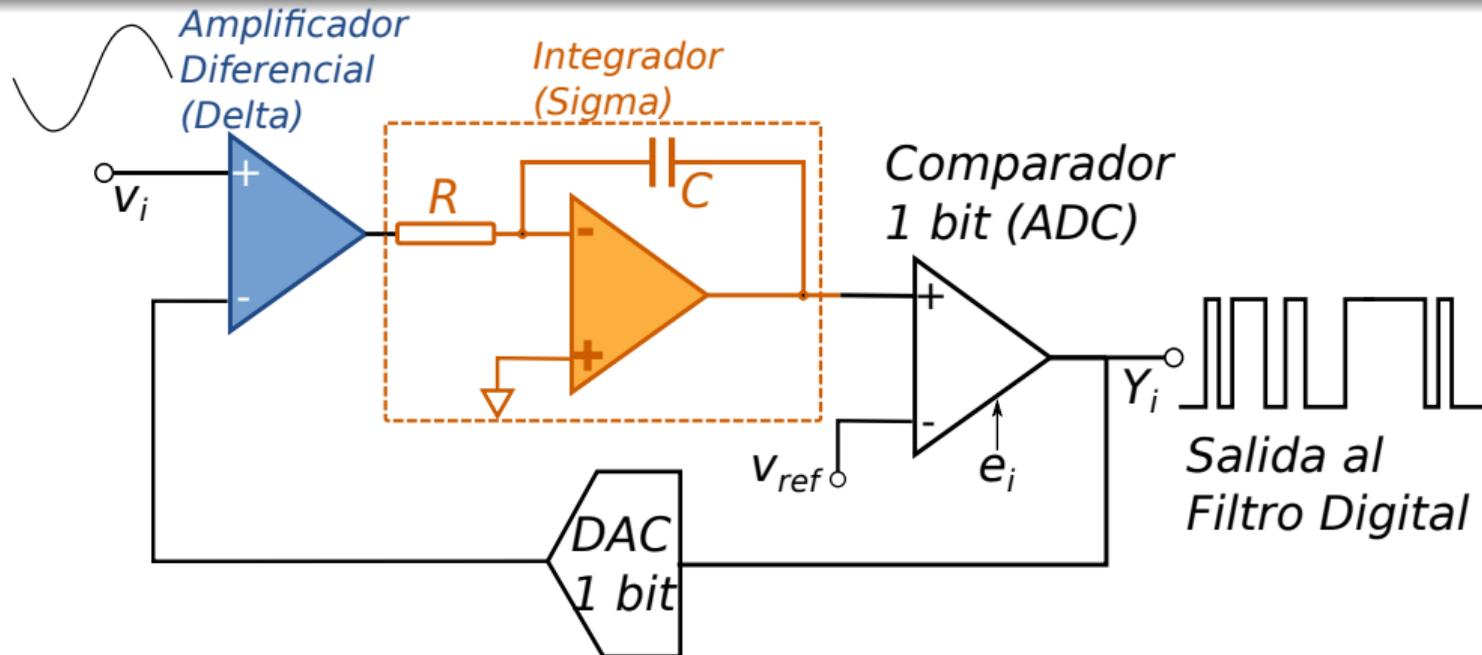
- Intuición pura: Si la señal varía más lentamente que la f_s los valores no serán tan diferentes y el error neto en especial a bajas frecuencias es bajo.
- Idea fuerza: $f_s \ggg 2 \cdot f_{max}$. Es decir Oversampling.

Componentes: Modulador Sigma Delta



- La señal de salida en el dominio del tiempo es una modulación de ancho de pulso de la señal de entrada a la frecuencia de muestreo, f_s .

Componentes: Modulador Sigma Delta



- La señal de salida en el dominio del tiempo es una modulación de ancho de pulso de la señal de entrada a la frecuencia de muestreo, f_s .
- Si promedia el tren de pulsos de salida, es igual al valor de la señal de entrada.

Componentes: Modulador Sigma Delta

- A diferencia de la mayoría de cuantificadores, el modulador delta-sigma incluye un integrador que da forma al ruido de cuantificación (Noise Shaping).

Componentes: Modulador Sigma Delta

- A diferencia de la mayoría de cuantificadores, el modulador delta-sigma incluye un integrador que da forma al ruido de cuantificación (Noise Shaping).
- El espectro de ruido en la salida del modulador no es plano.

Componentes: Modulador Sigma Delta

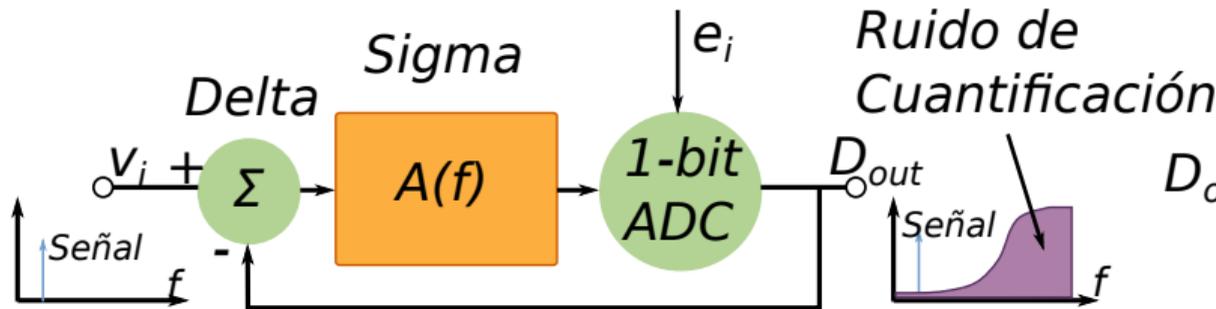
- A diferencia de la mayoría de cuantificadores, el modulador delta-sigma incluye un integrador que da forma al ruido de cuantificación (Noise Shaping).
- El espectro de ruido en la salida del modulador no es plano.
- En un análisis de frecuencia, puede ver cómo el modulador da forma al ruido a frecuencias más altas, facilitando la producción de un resultado de mayor resolución.

Componentes: Modulador Sigma Delta

- A diferencia de la mayoría de cuantificadores, el modulador delta-sigma incluye un integrador que da forma al ruido de cuantificación (Noise Shaping).
- El espectro de ruido en la salida del modulador no es plano.
- En un análisis de frecuencia, puede ver cómo el modulador da forma al ruido a frecuencias más altas, facilitando la producción de un resultado de mayor resolución.
- La salida del modulador muestra que el ruido de cuantificación del modulador comienza bajo a 0 Hz, aumenta rápidamente y luego se nivela a un valor máximo en la frecuencia de muestreo del modulador.

Componentes: Modulador Sigma Delta

- A diferencia de la mayoría de cuantificadores, el modulador delta-sigma incluye un integrador que da forma al ruido de cuantificación (Noise Shaping).
- El espectro de ruido en la salida del modulador no es plano.
- En un análisis de frecuencia, puede ver cómo el modulador da forma al ruido a frecuencias más altas, facilitando la producción de un resultado de mayor resolución.
- La salida del modulador muestra que el ruido de cuantificación del modulador comienza bajo a 0 Hz, aumenta rápidamente y luego se nivela a un valor máximo en la frecuencia de muestreo del modulador.



$$D_{out} = \frac{e(n)}{1+A(f)} + \frac{v_i(f)A(f)}{1+A(f)}$$

Componentes: Modulador Sigma Delta

- Integrar con filtro de modulación de segundo orden mejora el Noise Shaping en frecuencias bajas.

Componentes: Modulador Sigma Delta

- Integrar con filtro de modulación de segundo orden mejora el Noise Shaping en frecuencias bajas.
- En general aumentar el orden del integrador mejora el Noise Shaping en baja frecuencia extendiendo la forma de la curva hacia frecuencias mayores.

Componentes: Modulador Sigma Delta

- Integrar con filtro de modulación de segundo orden mejora el Noise Shaping en frecuencias bajas.
- En general aumentar el orden del integrador mejora el Noise Shaping en baja frecuencia extendiendo la forma de la curva hacia frecuencias mayores.
- Puede encontrarse Conversores en la practica con moduladores de hasta sexto orden que mantienen excelente noise shaping aun en frecuencias altas.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Muestra y filtra la salida del modulador, cuyo ruido de alta frecuencia es muy elevado.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

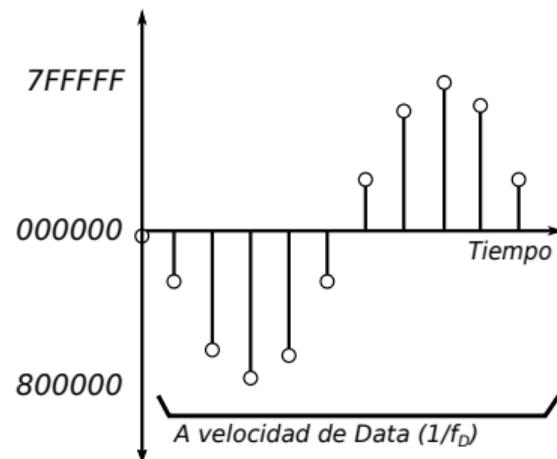
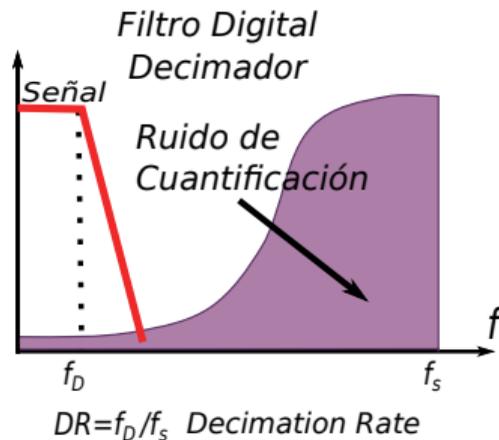
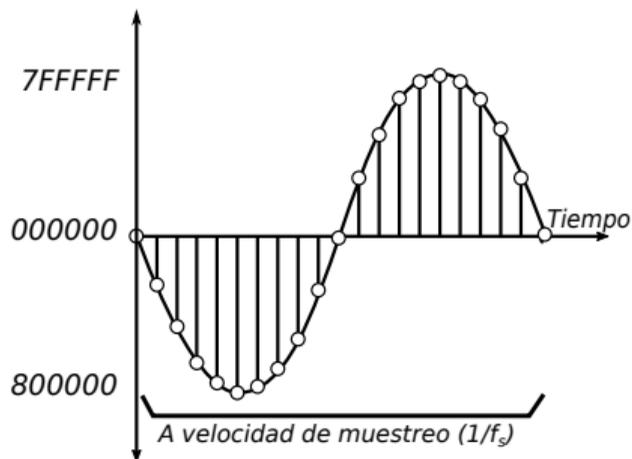
- Muestra y filtra la salida del modulador, cuyo ruido de alta frecuencia es muy elevado.
- Como la señal está digitalizada aplica una función de filtrado digital para reducir el ruido y una función de decimación para reducir la velocidad de datos de salida.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Muestra y filtra la salida del modulador, cuyo ruido de alta frecuencia es muy elevado.
- Como la señal está digitalizada aplica una función de filtrado digital para reducir el ruido y una función de decimación para reducir la velocidad de datos de salida.
- Normalmente ambas funciones se diseñan en el mismo bloque circuital.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Muestra y filtra la salida del modulador, cuyo ruido de alta frecuencia es muy elevado.
- Como la señal está digitalizada aplica una función de filtrado digital para reducir el ruido y una función de decimación para reducir la velocidad de datos de salida.
- Normalmente ambas funciones se diseñan en el mismo bloque circuital.



Componentes: Filtro Digital/Decimador

- En el ejemplo del slide anterior tenemos un ADC de 24 bits en donde la primer parte del filtro opera a la frecuencia de Muestreo, igual que el Modulador en la etapa previa.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- En el ejemplo del slide anterior tenemos un ADC de 24 bits en donde la primer parte del filtro opera a la frecuencia de Muestreo, igual que el Modulador en la etapa previa.
- El filtro digital provee una versión digital de la entrada, pero la velocidad de datos sigue siendo demasiado rápida para resultar útil.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- En el ejemplo del slide anterior tenemos un ADC de 24 bits en donde la primer parte del filtro opera a la frecuencia de Muestreo, igual que el Modulador en la etapa previa.
- El filtro digital provee una versión digital de la entrada, pero la velocidad de datos sigue siendo demasiado rápida para resultar útil.
- Aunque pueda parecer que tiene una gran cantidad de muestras multibit de alta calidad a una frecuencia de muestreo alta, de acuerdo con Nyquist, no necesita la mayoría de estos datos.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- En el ejemplo del slide anterior tenemos un ADC de 24 bits en donde la primer parte del filtro opera a la frecuencia de Muestreo, igual que el Modulador en la etapa previa.
- El filtro digital provee una versión digital de la entrada, pero la velocidad de datos sigue siendo demasiado rápida para resultar útil.
- Aunque pueda parecer que tiene una gran cantidad de muestras multibit de alta calidad a una frecuencia de muestreo alta, de acuerdo con Nyquist, no necesita la mayoría de estos datos.
- La segunda función es la decimación (diezmado), o reducción de la señal digital de salida a la frecuencia Nyquist del sistema.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- En el ejemplo del slide anterior tenemos un ADC de 24 bits en donde la primer parte del filtro opera a la frecuencia de Muestreo, igual que el Modulador en la etapa previa.
- El filtro digital provee una versión digital de la entrada, pero la velocidad de datos sigue siendo demasiado rápida para resultar útil.
- Aunque pueda parecer que tiene una gran cantidad de muestras multibit de alta calidad a una frecuencia de muestreo alta, de acuerdo con Nyquist, no necesita la mayoría de estos datos.
- La segunda función es la decimación (diezmado), o reducción de la señal digital de salida a la frecuencia Nyquist del sistema.
- Una forma sencilla de implementar una función de diezmado es promediar grupos de códigos de 24 bits. El decimador acumula estas palabras de datos de alta resolución, promedia varias palabras juntas, genera los resultados promedio y descarga los datos para el siguiente promedio.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Una forma más económica de implementar una función de decimador de bajo consumo es simplemente seleccionar una palabra de 24 bits por cada muestra K sin realizar un promedio adicional. (K es igual a la razón de sobremuestreo o diezmado).

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Una forma más económica de implementar una función de decimador de bajo consumo es simplemente seleccionar una palabra de 24 bits por cada muestra K sin realizar un promedio adicional. (K es igual a la razón de sobremuestreo o diezmado).
- Casi todos los ADC delta-sigma incorporan una clase de filtros de media conocidos como sinc o FIR, por su respuesta de frecuencia.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Una forma más económica de implementar una función de decimador de bajo consumo es simplemente seleccionar una palabra de 24 bits por cada muestra K sin realizar un promedio adicional. (K es igual a la razón de sobremuestreo o diezmado).
- Casi todos los ADC delta-sigma incorporan una clase de filtros de media conocidos como sinc o FIR, por su respuesta de frecuencia.
- Muchos ADC delta-sigma usan otros filtros con filtros sinc para diezmar en dos etapas. Los ADC delta-sigma industriales de baja velocidad generalmente usan solo un filtro sinc.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Una forma más económica de implementar una función de decimador de bajo consumo es simplemente seleccionar una palabra de 24 bits por cada muestra K sin realizar un promedio adicional. (K es igual a la razón de sobremuestreo o diezmado).
- Casi todos los ADC delta-sigma incorporan una clase de filtros de media conocidos como sinc o FIR, por su respuesta de frecuencia.
- Muchos ADC delta-sigma usan otros filtros con filtros sinc para diezmar en dos etapas. Los ADC delta-sigma industriales de baja velocidad generalmente usan solo un filtro sinc.
- En el dominio de la frecuencia, se puede ver que este filtro simplemente aplica un filtro pasabajos a la señal (Figura de la derecha) atenuando el ruido de cuantificación del modulador de frecuencia más alto.

Componentes: Filtro Digital/Decimador

- Una forma más económica de implementar una función de decimador de bajo consumo es simplemente seleccionar una palabra de 24 bits por cada muestra K sin realizar un promedio adicional. (K es igual a la razón de sobremuestreo o diezmado).
- Casi todos los ADC delta-sigma incorporan una clase de filtros de media conocidos como sinc o FIR, por su respuesta de frecuencia.
- Muchos ADC delta-sigma usan otros filtros con filtros sinc para diezmar en dos etapas. Los ADC delta-sigma industriales de baja velocidad generalmente usan solo un filtro sinc.
- En el dominio de la frecuencia, se puede ver que este filtro simplemente aplica un filtro pasabajos a la señal (Figura de la derecha) atenuando el ruido de cuantificación del modulador de frecuencia más alto.
- Con el ruido de cuantificación reducido, la señal reaparece en el dominio del tiempo.

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - **Bases Conceptuales**
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

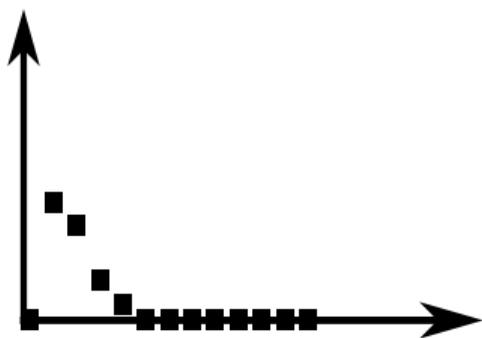
Homogeneidad

Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

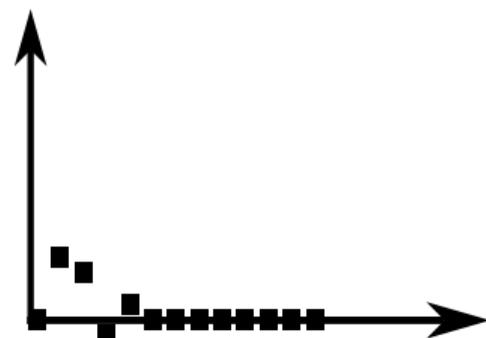
Homogeneidad

If



$x[n]$

Sistema



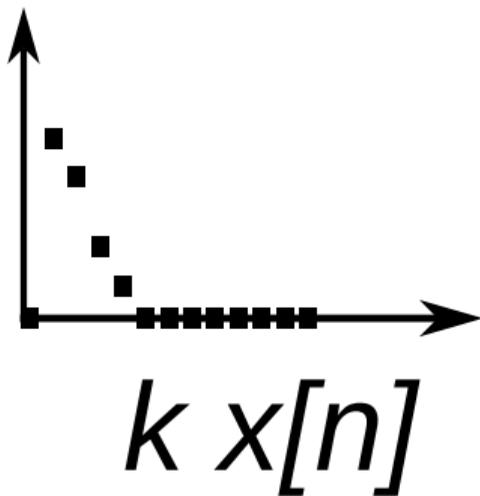
$y[n]$

Sistemas Lineales

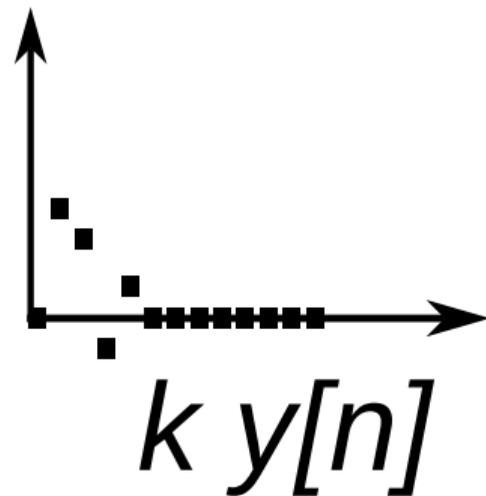
Requerimientos para Linealidad

Homogeneidad

Then



Sistema



Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

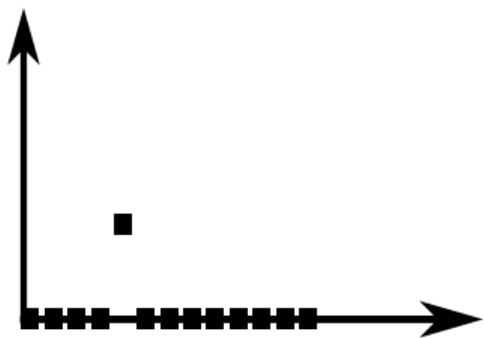
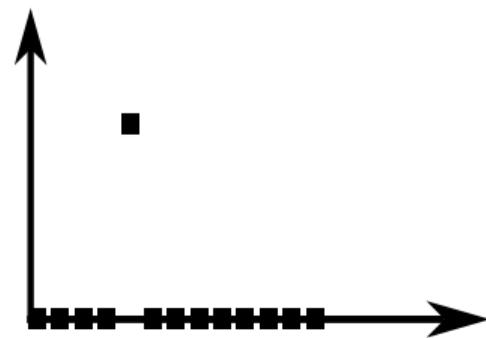
Aditividad

Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

Aditividad

If

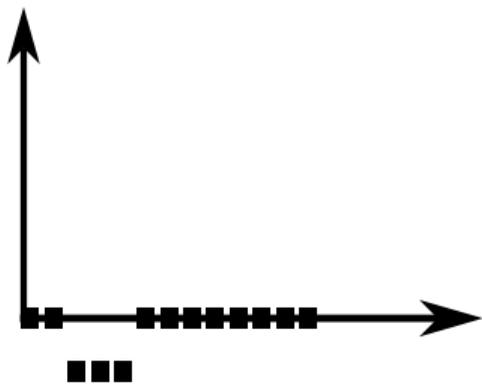
 $x_1[n]$  $y_1[n]$

Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

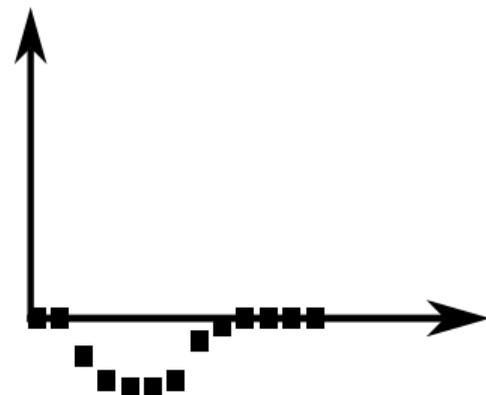
Aditividad

and IF



$x_2[n]$

Sistema



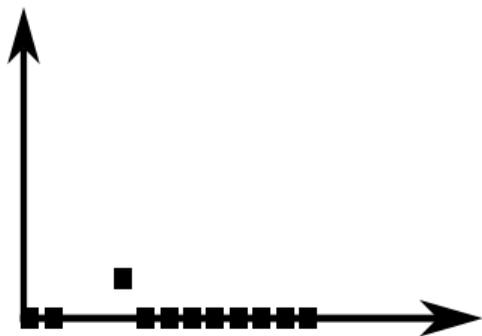
$y_2[n]$

Sistemas Lineales

Requerimientos para Linealidad

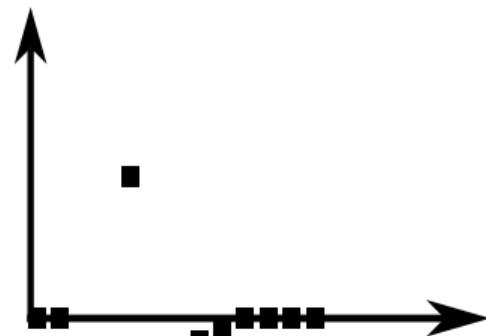
Aditividad

Then



$$x_1[n] + x_2[n]$$

Sistema



$$y_1[n] + y_2[n]$$

Sistemas Lineales

Propiedades de Sistemas Lineales

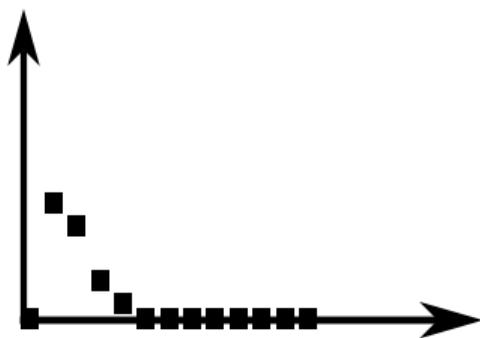
Invariancia en el tiempo

Sistemas Lineales

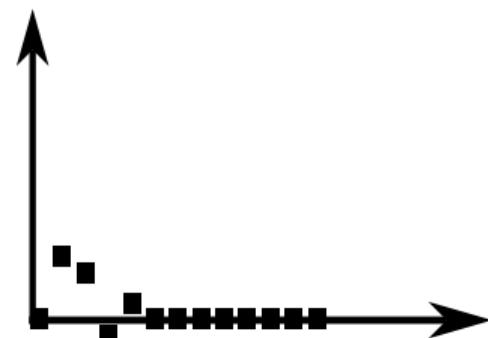
Propiedades de Sistemas Lineales

Invariancia en el tiempo

If



$x[n]$



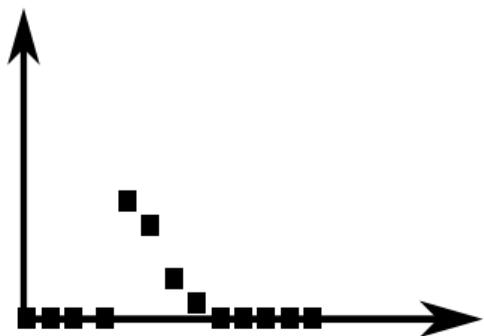
$y[n]$

Sistemas Lineales

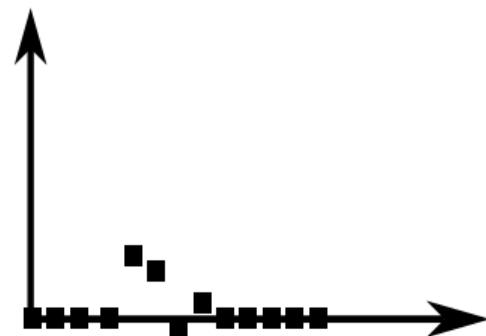
Propiedades de Sistemas Lineales

Invariancia en el tiempo

Then



$x[n+s]$



$y[n+s]$

Ejemplos de Sistemas Lineales

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.
- Mecánica clásica, interacción de masas, movimiento de cuerdas, amortiguadores.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.
- Mecánica clásica, interacción de masas, movimiento de cuerdas, amortiguadores.
- Sistemas descritos por ecuaciones diferenciales como redes R-L-C.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.
- Mecánica clásica, interacción de masas, movimiento de cuerdas, amortiguadores.
- Sistemas descritos por ecuaciones diferenciales como redes R-L-C.
- Multiplicación por una constante (amplificación o atenuación de señales).

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.
- Mecánica clásica, interacción de masas, movimiento de cuerdas, amortiguadores.
- Sistemas descritos por ecuaciones diferenciales como redes R-L-C.
- Multiplicación por una constante (amplificación o atenuación de señales).
- Modificación de señales (eco, reverberancia, resonancia, Blur de imágenes).

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Propagación de ondas electromagnéticas.
- Circuitos Eléctricos compuestos por resistores, capacitores, e inductores.
- Circuitos Electrónicos, tales como amplificadores y filtros.
- Mecánica clásica, interacción de masas, movimiento de cuerdas, amortiguadores.
- Sistemas descritos por ecuaciones diferenciales como redes R-L-C.
- Multiplicación por una constante (amplificación o atenuación de señales).
- Modificación de señales (eco, reverberancia, resonancia, Blur de imágenes).
- Sistema Unidad (salida igual a entrada siempre).

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Sistema Nulo. (Salida siempre igual a cero independientemente de la entrada).

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Sistema Nulo. (Salida siempre igual a cero independientemente de la entrada).
- Diferenciación e integración, cualquier operación análoga de 1er. diferencia y acumulación de sumas para señales discretas.

Ejemplos de Sistemas Lineales

- Sistema Nulo. (Salida siempre igual a cero independientemente de la entrada).
- Diferenciación e integración, cualquier operación análoga de 1er. diferencia y acumulación de sumas para señales discretas.
- Pequeñas perturbaciones en lo que de otro modo sería un sistema no lineal, por ejemplo amplificación de señales débiles.

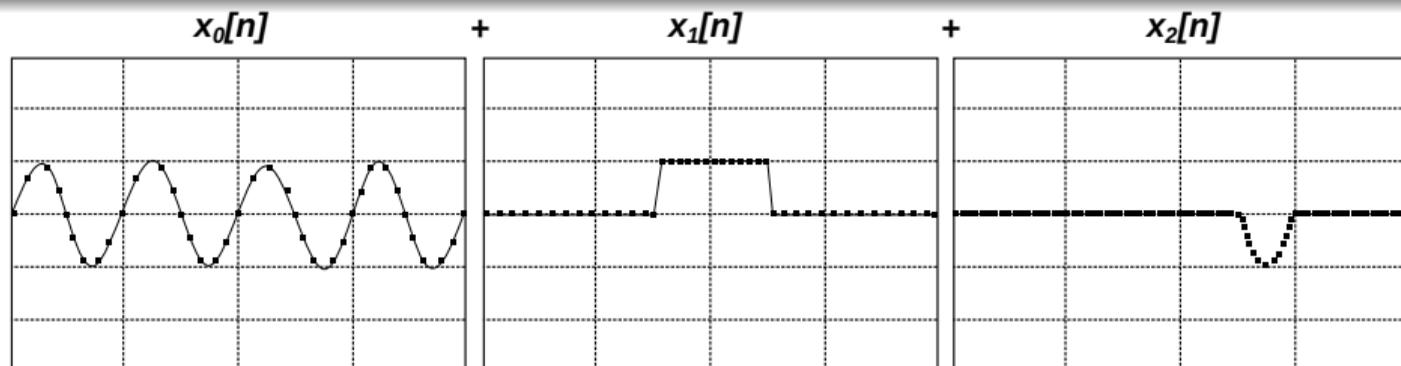
Ejemplos de Sistemas Lineales

- Sistema Nulo. (Salida siempre igual a cero independientemente de la entrada).
- Diferenciación e integración, cualquier operación análoga de 1er. diferencia y acumulación de sumas para señales discretas.
- Pequeñas perturbaciones en lo que de otro modo sería un sistema no lineal, por ejemplo amplificación de señales débiles.
- Convolución, operación entre señales en que cada valor de la salida se obtiene como la suma de varios valores de entrada multiplicados c/u por un set de coeficientes.

Ejemplos de Sistemas Lineales

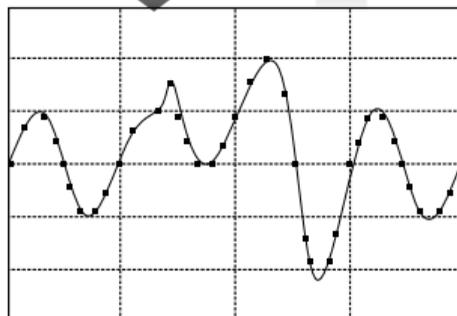
- Sistema Nulo. (Salida siempre igual a cero independientemente de la entrada).
- Diferenciación e integración, cualquier operación análoga de 1er. diferencia y acumulación de sumas para señales discretas.
- Pequeñas perturbaciones en lo que de otro modo sería un sistema no lineal, por ejemplo amplificación de señales débiles.
- Convolución, operación entre señales en que cada valor de la salida se obtiene como la suma de varios valores de entrada multiplicados c/u por un set de coeficientes.
- Recursión, técnica similar a la Convolución, excepto por el hecho que los valores se calculan en la salida previamente a sumarlos a los valores de entrada.

Superposición en Sistemas Lineales



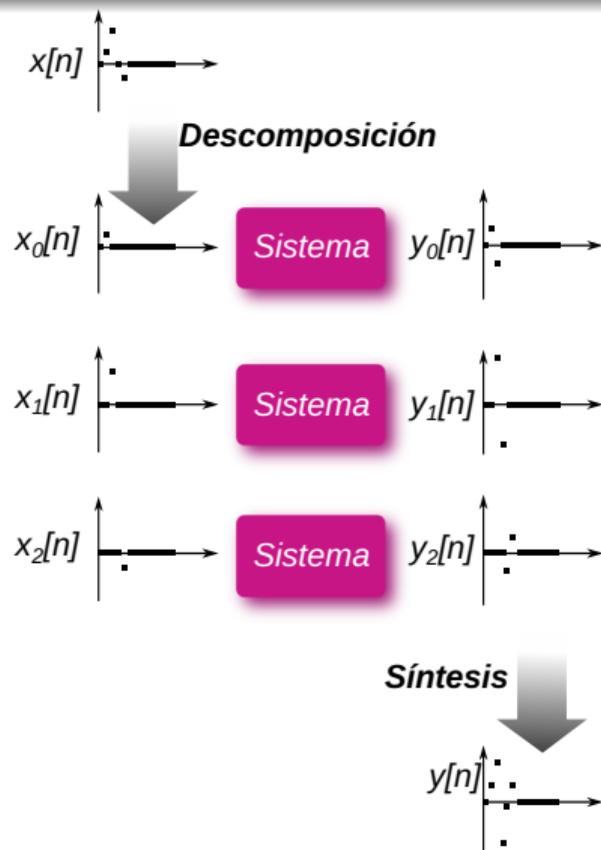
Síntesis

Descomposición



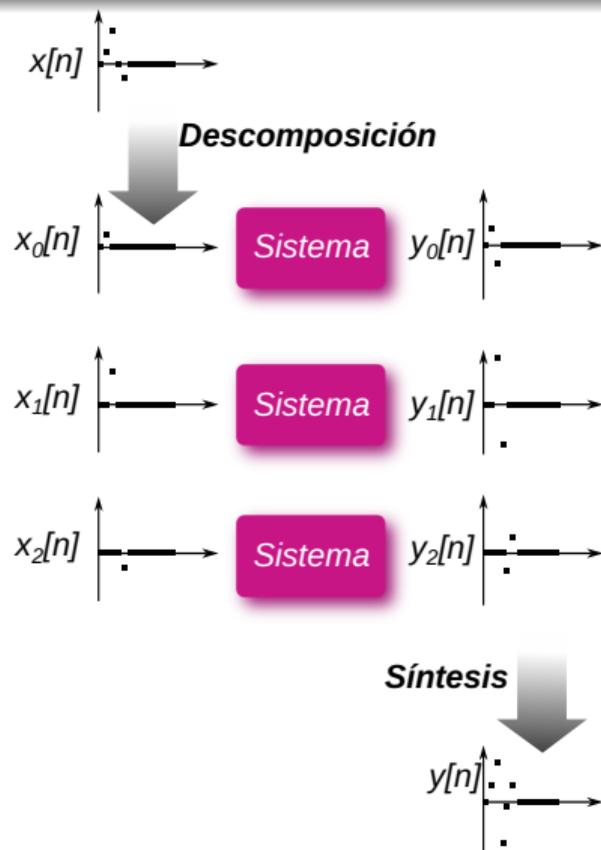
$$x_n[n] = x_0[n] + x_1[n] + x_2[n]$$

Superposición en Sistemas Lineales

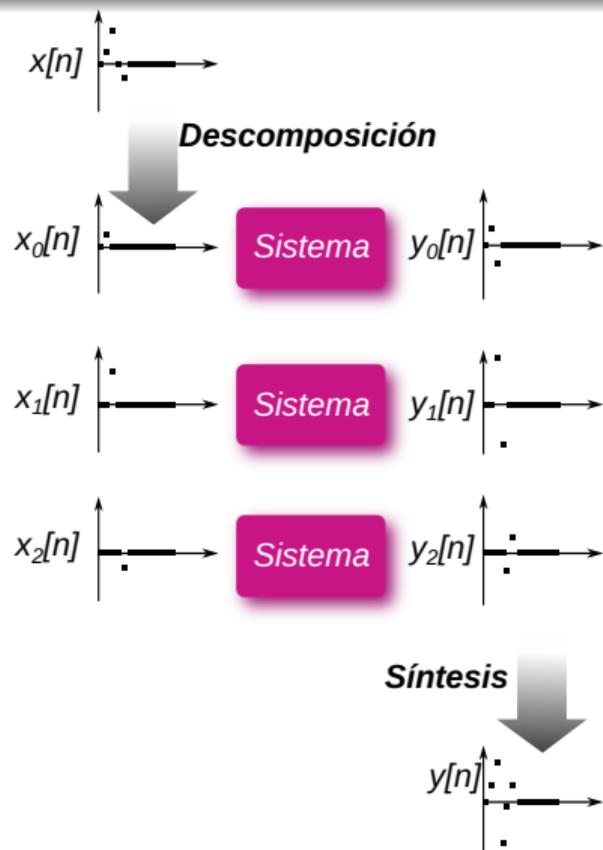


Superposición en Sistemas Lineales

- El concepto es fundamental en DSP.

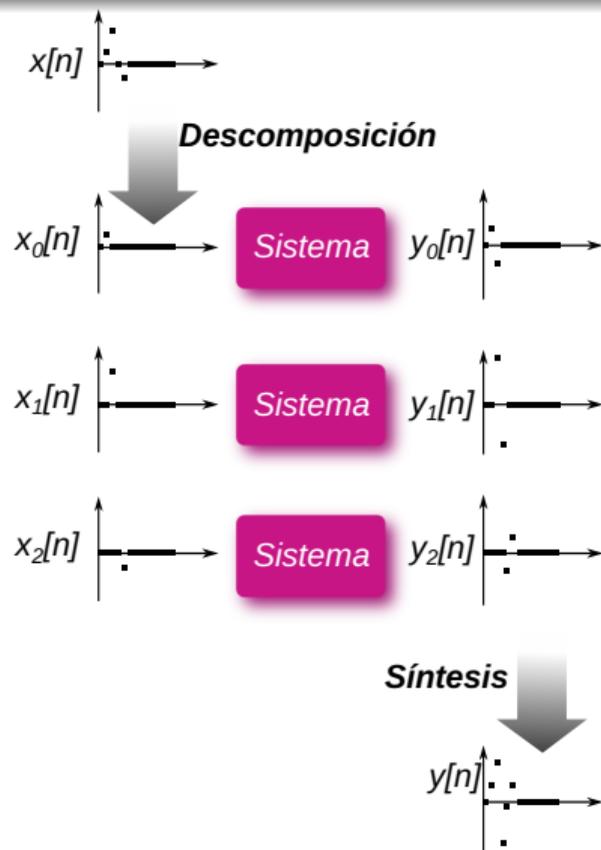


Superposición en Sistemas Lineales



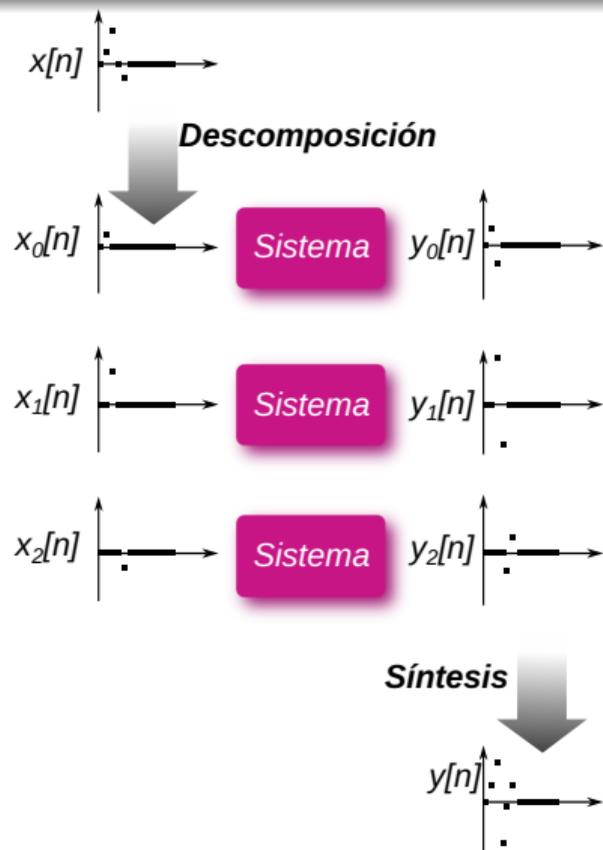
- El concepto es fundamental en DSP.
- Cualquier señal, como $x[n]$, se puede descomponer en un grupo de componentes aditivas, que se muestran en éste gráfico mediante las señales: $x_1[n]$, $x_2[n]$, $x_3[n]$.

Superposición en Sistemas Lineales



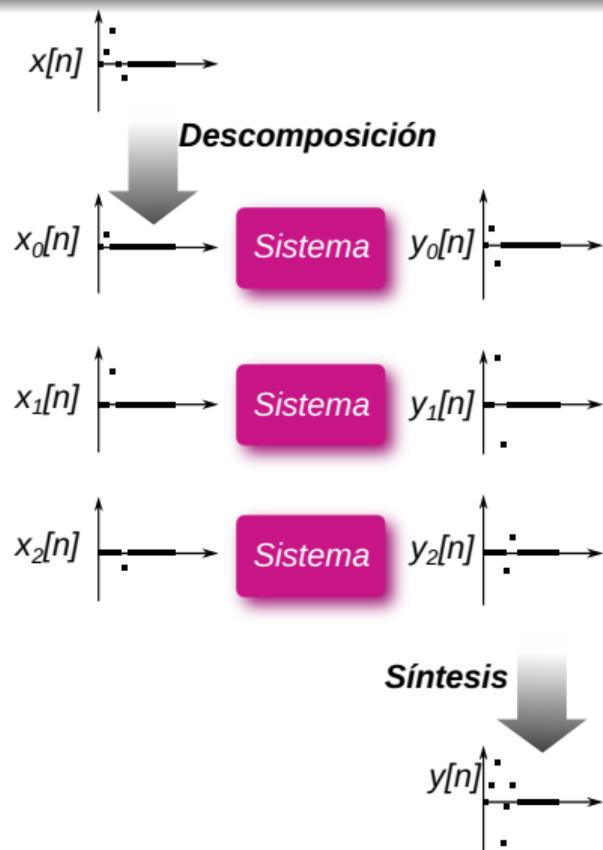
- El concepto es fundamental en DSP.
- Cualquier señal, como $x[n]$, se puede descomponer en un grupo de componentes aditivas, que se muestran en éste gráfico mediante las señales: $x_1[n]$, $x_2[n]$, $x_3[n]$.
- Es decir en un tren de impulsos.

Superposición en Sistemas Lineales



- El concepto es fundamental en DSP.
- Cualquier señal, como $x[n]$, se puede descomponer en un grupo de componentes aditivas, que se muestran en éste gráfico mediante las señales: $x_1[n]$, $x_2[n]$, $x_3[n]$.
- Es decir en un tren de impulsos.
- Pasar estos componentes a través de un sistema lineal produce las señales $y_1[n]$, $y_2[n]$, $y_3[n]$.

Superposición en Sistemas Lineales



- El concepto es fundamental en DSP.
- Cualquier señal, como $x[n]$, se puede descomponer en un grupo de componentes aditivas, que se muestran en éste gráfico mediante las señales: $x_1[n]$, $x_2[n]$, $x_3[n]$.
- Es decir en un tren de impulsos.
- Pasar estos componentes a través de un sistema lineal produce las señales $y_1[n]$, $y_2[n]$, $y_3[n]$.
- La síntesis (suma) de estas señales de salida forma $y[n]$, será la misma señal producida cuando $x[n]$ pasa a través del sistema.

La Función Delta y Respuesta al Impulso

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales
 - Descomposición de Fourier (¿cuando no?)

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales
 - Descomposición de Fourier (¿cuando no?)
 - Descomposición en tren de impulsos.

La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales
 - Descomposición de Fourier (¿cuando no?)
 - Descomposición en tren de impulsos.
- En DSP hay una función fundamental que es la Delta o impulso unitario. Se representa como $\delta[n]$, y su respuesta $h[n]$.

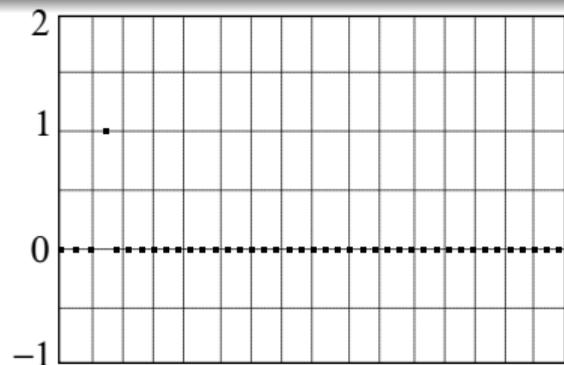
La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales
 - Descomposición de Fourier (¿cuando no?)
 - Descomposición en tren de impulsos.
- En DSP hay una función fundamental que es la Delta o impulso unitario. Se representa como $\delta[n]$, y su respuesta $h[n]$.
- Cada sistema Lineal tiene una respuesta diferente al impulso.

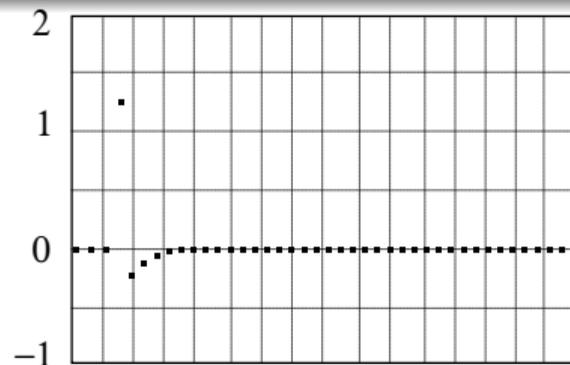
La Función Delta y Respuesta al Impulso

- Impulso: Señal nula excepto en un único punto no nulo.
- La Descomposición de una señal en un tren de impulsos, permite analizarla una muestra a la vez.
- Una señal discreta para un sistema Lineal puede ser descompuesta de varias formas.
- Solo dos aplican al universo del Procesamiento Digital de Señales
 - Descomposición de Fourier (¿cuando no?)
 - Descomposición en tren de impulsos.
- En DSP hay una función fundamental que es la Delta o impulso unitario. Se representa como $\delta[n]$, y su respuesta $h[n]$.
- Cada sistema Lineal tiene una respuesta diferente al impulso.
- Al ser Sistemas Lineales el impulso puede ser escalado o desplazado en el tiempo.

La Función Delta y Respuesta al Impulso



Función Delta



Respuesta al Impulso



Conclusiones

Hasta aquí tenemos tres certezas:

Conclusiones

Hasta aquí tenemos tres certezas:

- Cualquier señal de entrada se puede descomponer en un tren de impulsos, cada uno de los cuales puede ser visto por un Sistema Lineal como un conjunto de funciones Delta Unitarias individuales escaladas y desplazadas.

Conclusiones

Hasta aquí tenemos tres certezas:

- Cualquier señal de entrada se puede descomponer en un tren de impulsos, cada uno de los cuales puede ser visto por un Sistema Lineal como un conjunto de funciones Delta Unitarias individuales escaladas y desplazadas.
- La salida resultante para cada impulso de entrada será la respuesta al impulso de ese sistema escalada y desplazada de manera acorde.

Conclusiones

Hasta aquí tenemos tres certezas:

- Cualquier señal de entrada se puede descomponer en un tren de impulsos, cada uno de los cuales puede ser visto por un Sistema Lineal como un conjunto de funciones Delta Unitarias individuales escaladas y desplazadas.
- La salida resultante para cada impulso de entrada será la respuesta al impulso de ese sistema escalada y desplazada de manera acorde.
- La salida total resultante se puede determinar sumando las respuestas a cada impulso unitario en la entrada.

Conclusión:

Conociendo la respuesta al impulso de un sistema lineal podemos determinar su salida para cualquier señal de entrada.

Es equivalente a afirmar que conocemos todo acerca del Sistema bajo análisis. No se necesita nada más.

Convolución

Convolución

- Se trata de una operación matemática tal como la suma, la integración o el producto.

Convolución

- Se trata de una operación matemática tal como la suma, la integración o el producto.
- Una suma toma dos números y produce un tercero.

Convolución

- Se trata de una operación matemática tal como la suma, la integración o el producto.
- Una suma toma dos números y produce un tercero.
- Una convolución toma dos señales y produce una tercera.

Convolución

- Se trata de una operación matemática tal como la suma, la integración o el producto.
- Una suma toma dos números y produce un tercero.
- Una convolución toma dos señales y produce una tercera.
- En DSP se aplica en sistemas lineales para establecer la relación entre la señal de entrada al sistema, su respuesta al impulso y la señal de salida correspondiente a su entrada.

Convolución

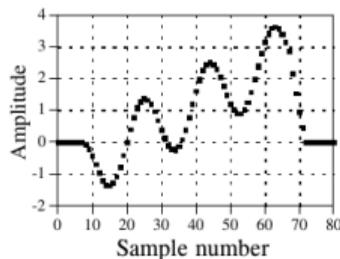
- Se trata de una operación matemática tal como la suma, la integración o el producto.
- Una suma toma dos números y produce un tercero.
- Una convolución toma dos señales y produce una tercera.
- En DSP se aplica en sistemas lineales para establecer la relación entre la señal de entrada al sistema, su respuesta al impulso y la señal de salida correspondiente a su entrada.



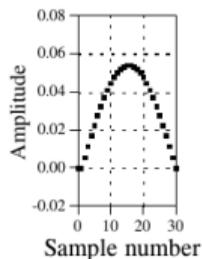
$$x[n] * h[n] = y[n]$$

Ejemplos comunes de Convolución

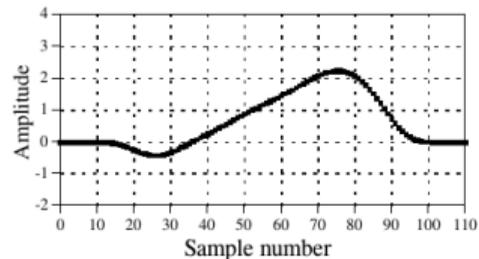
a. Low-pass Filter



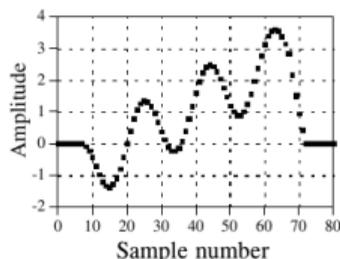
*



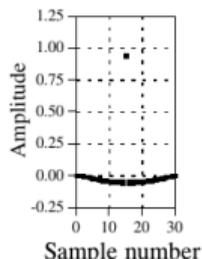
=



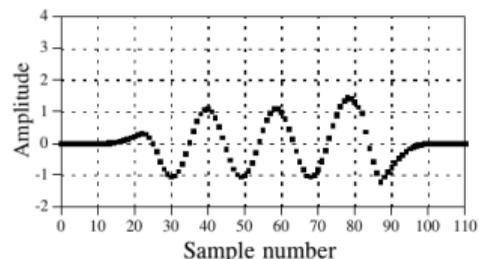
b. High-pass Filter



*



=



Input Signal

Impulse Response

Output Signal

Algoritmos de Convolución

Algoritmos de Convolución

- En la práctica no hay limitaciones en la cantidad de muestras de longitud en la señal de entrada ni en la respuesta al impulso de un Sistema Lineal para poder convolucionarlas.

Algoritmos de Convolución

- En la práctica no hay limitaciones en la cantidad de muestras de longitud en la señal de entrada ni en la respuesta al impulso de un Sistema Lineal para poder convolucionarlas.
- De hecho la señal de entrada puede componerse desde algunas pocas muestras (decenas, o cientos de muestras) hasta llegar a millones de muestras.

Algoritmos de Convolución

- En la práctica no hay limitaciones en la cantidad de muestras de longitud en la señal de entrada ni en la respuesta al impulso de un Sistema Lineal para poder convolucionarlas.
- De hecho la señal de entrada puede componerse desde algunas pocas muestras (decenas, o cientos de muestras) hasta llegar a millones de muestras.
- Típicamente una respuesta al impulso de un Sistema Lineal comúnmente se compone de algunos cientos de muestra a lo sumo.

Algoritmos de Convolución

- En la práctica no hay limitaciones en la cantidad de muestras de longitud en la señal de entrada ni en la respuesta al impulso de un Sistema Lineal para poder convolucionarlas.
- De hecho la señal de entrada puede componerse desde algunas pocas muestras (decenas, o cientos de muestras) hasta llegar a millones de muestras.
- Típicamente una respuesta al impulso de un Sistema Lineal comúnmente se compone de algunos cientos de muestra a lo sumo.
- La única certeza que ofrece la convolución es que dadas una señal de entrada cuya longitud en cantidad de valores es N_x , y una respuesta al impulso de N_h muestras, generará una salida que contendrá exactamente $(N_x + N_h - 1)$ muestras.

Algoritmos de Convolución

Algoritmos de Convolución

- Una forma de entender el significado de de una convolución es desde el punto de vista de la señal de entrada.

Algoritmos de Convolución

- Una forma de entender el significado de de una convolución es desde el punto de vista de la señal de entrada.
- Permite evaluar en que muestras de la señal de salida contribuye cada muestra de entrada y en que magnitud.

Algoritmos de Convolución

- Una forma de entender el significado de de una convolución es desde el punto de vista de la señal de entrada.
- Permite evaluar en que muestras de la señal de salida contribuye cada muestra de entrada y en que magnitud.
- Otra forma es desde el punto de vista de la señal de salida.

Algoritmos de Convolución

- Una forma de entender el significado de de una convolución es desde el punto de vista de la señal de entrada.
- Permite evaluar en que muestras de la señal de salida contribuye cada muestra de entrada y en que magnitud.
- Otra forma es desde el punto de vista de la señal de salida.
- Permite evaluar la información recibida por cada muestra de la señal de salida desde varias muestras de la señal de entrada

Algoritmos de Convolución input Side

```
1 void convolution(int vector[], int vector_size, int kernel[], int
   kernel_size, int result[])
2 {
3     int result_size = vector_size - kernel_size + 1;
4
5     for (int i = 0; i < result_size; i++)
6     {
7         result[i] = 0;
8         for (int j = 0; j < kernel_size; j++)
9             result[i] += vector[i + j] * kernel[j];
10    }
11 }
```

Algoritmos de Convolución output Side

```
1 void convolution(int vector[], int vector_size, int kernel[], int
   kernel_size, int result[])
2 {
3     int result_size = vector_size + kernel_size - 1;
4
5     for (int i = 0; i < result_size; i++)
6     {
7         result[i] = 0;
8         for (int j = 0; j < kernel_size; j++)
9         {
10            if (i - j >= 0 && i - j < vector_size)
11                result[i] += vector[i - j] * kernel[j];
12        }
13    }
14 }
```

Temario

- 1 Fundamentos
 - Sobre Fourier, Lagrange, Laplace y los grupos de Whatsapp
- 2 Procesamiento de Señales digitales
 - Digitalización de la señal
 - Arquitecturas de Procesamiento de una señal digital
- 3 Implementación de Conversores AD y DA
 - Introducción
 - Conversores de Alta Velocidad
 - Conversores de Alta Precisión
 - Conversores Sigma-Delta
- 4 Aplicaciones de Conversores AD y DA
 - Bases Conceptuales
 - Conversores en sistemas de Adquisición de datos para DSP

Performance dinámica de un ADC

SINAD Signal-to-noise-and-distortion ratio),

ENOB Effective number of bits,

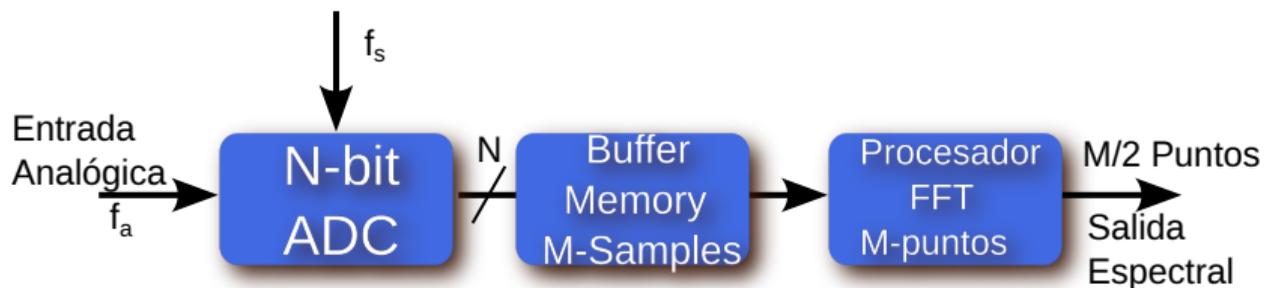
SNR Signal-to-noise ratio,

THD Total harmonic distortion,

THD+N Total harmonic distortion plus noise, y

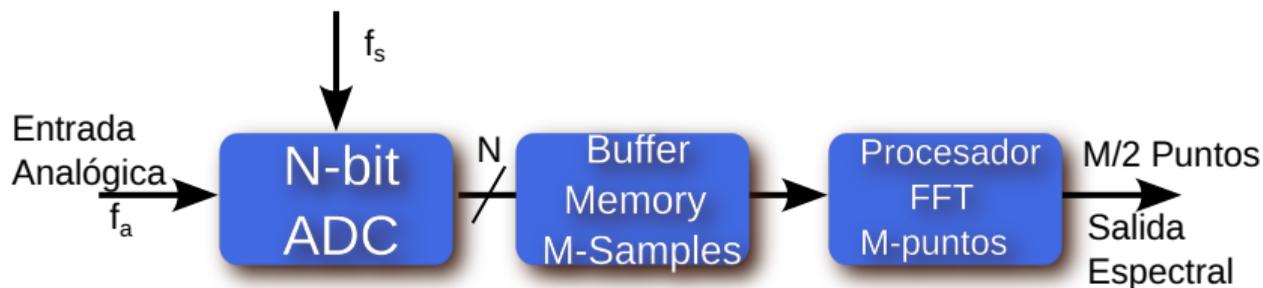
SFDR Spurious free dynamic range.

Test de performance con FFT



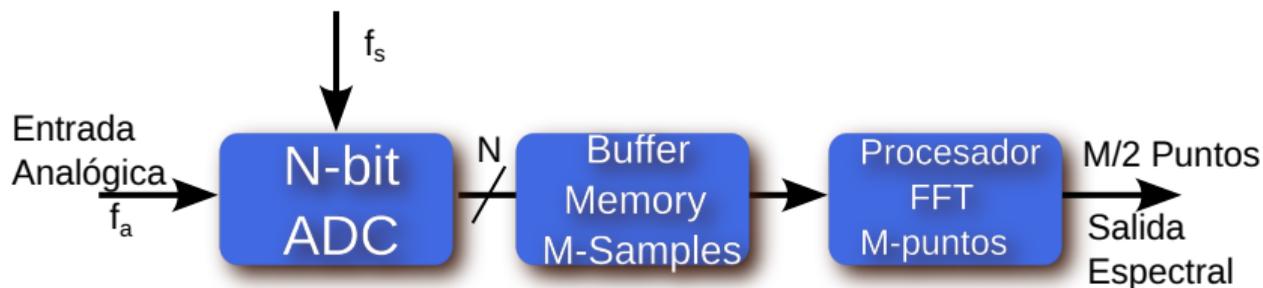
- La salida espectral de la FFT es una serie de $M/2$ puntos en el dominio de la frecuencia (M es el tamaño de la FFT, es decir el número de muestras almacenadas en la memoria intermedia).

Test de performance con FFT



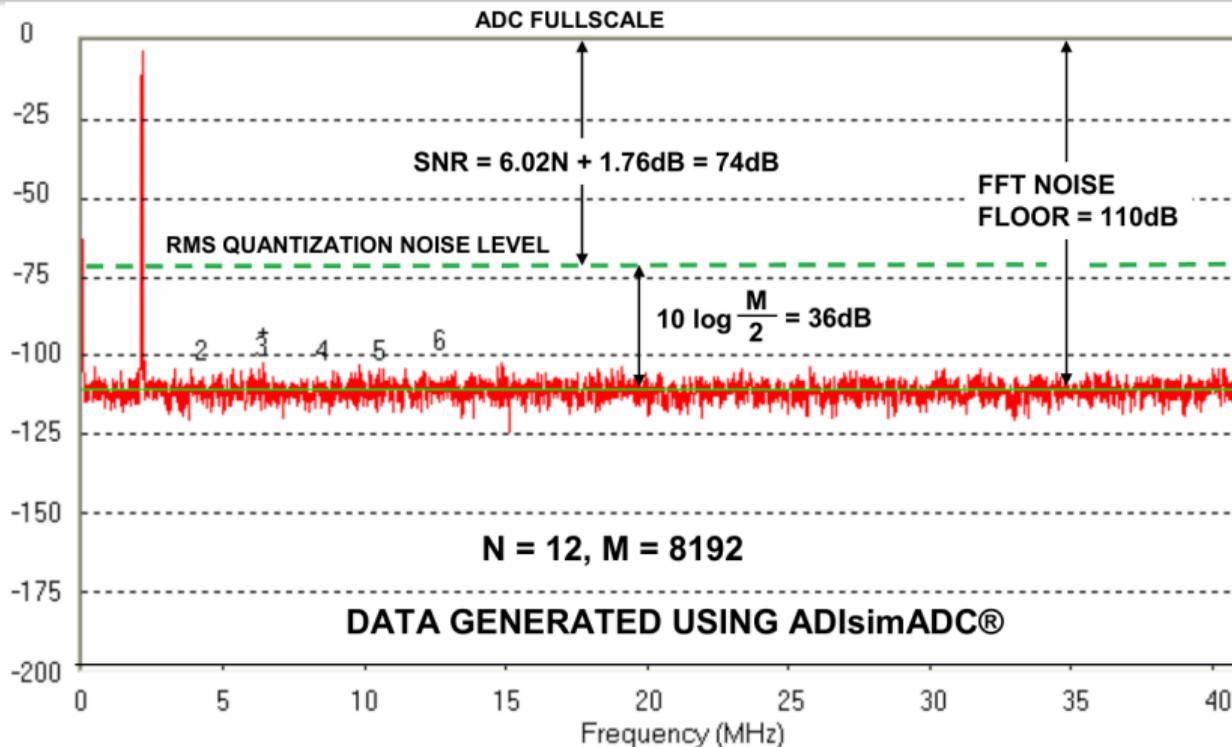
- La salida espectral de la FFT es una serie de $M/2$ puntos en el dominio de la frecuencia (M es el tamaño de la FFT, es decir el número de muestras almacenadas en la memoria intermedia).
- El espacio entre dos muestras en el dominio de la frecuencia, es f_s/M , también llamado "frequency bin" (a veces también llamado resolución de FFT).

Test de performance con FFT



- La salida espectral de la FFT es una serie de $M/2$ puntos en el dominio de la frecuencia (M es el tamaño de la FFT, es decir el número de muestras almacenadas en la memoria intermedia).
- El espacio entre dos muestras en el dominio de la frecuencia, es f_s/M , también llamado "frequency bin" (a veces también llamado resolución de FFT).
- El rango de frecuencia total cubierto es de CC a $f_s/2$, donde f_s es la frecuencia de muestreo

Test de performance con FFT



Test de performance con FFT

- El ruido de fondo teórico de la FFT es igual a la SNR teórica más la ganancia del procesador FFT, $10 \cdot \log(M/2)$.

Test de performance con FFT

- El ruido de fondo teórico de la FFT es igual a la SNR teórica más la ganancia del procesador FFT, $10 \cdot \log(M/2)$.
- El valor del ruido utilizado en el cálculo de la SNR es el ruido que se extiende sobre todo el ancho de banda de Nyquist (cc a $f_s/2$)

Test de performance con FFT

- El ruido de fondo teórico de la FFT es igual a la SNR teórica más la ganancia del procesador FFT, $10 \cdot \log(M/2)$.
- El valor del ruido utilizado en el cálculo de la SNR es el ruido que se extiende sobre todo el ancho de banda de Nyquist (cc a $fs/2$)
- La FFT actúa como un analizador de espectro de banda estrecha con un ancho de banda de fs/M que recorre todo el espectro.

Test de performance con FFT

- El ruido de fondo teórico de la FFT es igual a la SNR teórica más la ganancia del procesador FFT, $10 \cdot \log(M/2)$.
- El valor del ruido utilizado en el cálculo de la SNR es el ruido que se extiende sobre todo el ancho de banda de Nyquist (cc a $fs/2$)
- La FFT actúa como un analizador de espectro de banda estrecha con un ancho de banda de fs/M que recorre todo el espectro.
- Esto tiene el efecto de reducir el ruido en una cantidad igual a la ganancia del proceso, el mismo efecto que reducir el ancho de banda de un analizador de espectro analógico.

Test de performance con FFT

- El ruido de fondo teórico de la FFT es igual a la SNR teórica más la ganancia del procesador FFT, $10 \cdot \log(M/2)$.
- El valor del ruido utilizado en el cálculo de la SNR es el ruido que se extiende sobre todo el ancho de banda de Nyquist (cc a $f_s/2$)
- La FFT actúa como un analizador de espectro de banda estrecha con un ancho de banda de f_s/M que recorre todo el espectro.
- Esto tiene el efecto de reducir el ruido en una cantidad igual a la ganancia del proceso, el mismo efecto que reducir el ancho de banda de un analizador de espectro analógico.
- Los datos de FFT que se muestran en la Figura anterior representan el promedio de 5 FFT individuales. Tengan en cuenta que promediar una cantidad de FFT no afecta el nivel de ruido promedio, solo actúa para "suavizar" las variaciones aleatorias en las amplitudes contenidas en cada rango de frecuencia.

Test de performance con FFT

- La salida de una FFT se puede utilizar como un analizador de espectro analógico para medir la amplitud de las armónicas y componentes de ruido de una señal digitalizada.

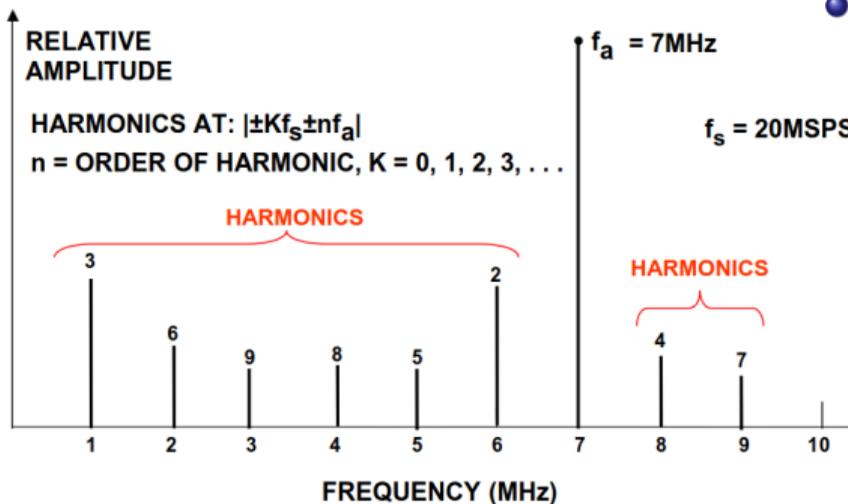
Test de performance con FFT

- La salida de una FFT se puede utilizar como un analizador de espectro analógico para medir la amplitud de las armónicas y componentes de ruido de una señal digitalizada.
- Las armónicas de la señal de entrada se pueden distinguir de otros productos de distorsión por su ubicación en el espectro de frecuencias.

Test de performance con FFT

- La salida de una FFT se puede utilizar como un analizador de espectro analógico para medir la amplitud de las armónicas y componentes de ruido de una señal digitalizada.
- Las armónicas de la señal de entrada se pueden distinguir de otros productos de distorsión por su ubicación en el espectro de frecuencias.

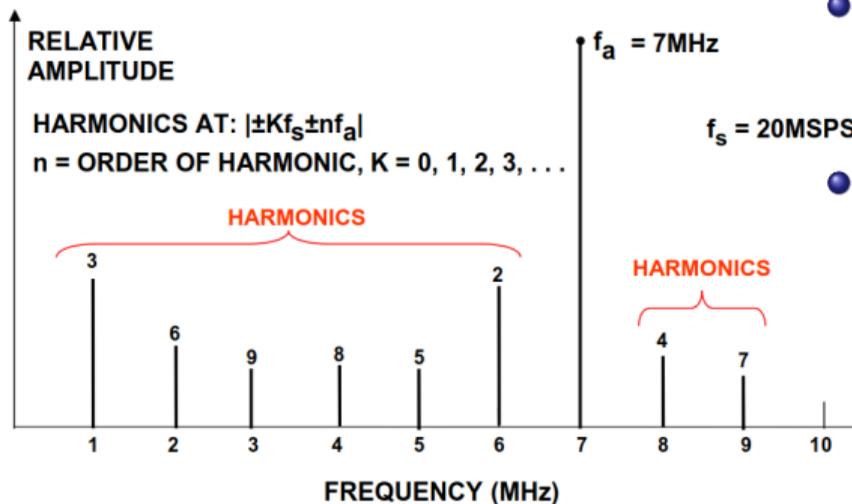
- La Figura muestra una señal de entrada de 7 MHz muestreada a 20 MSPS y la ubicación de las primeras 9 armónicas.



Test de performance con FFT

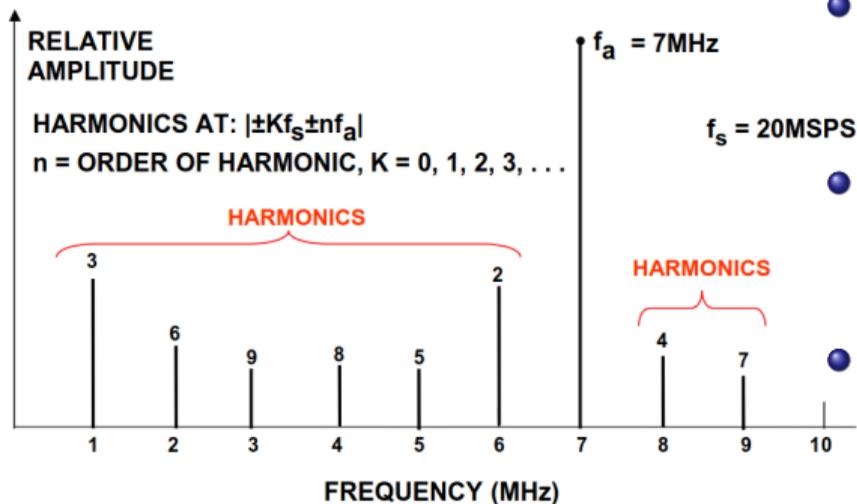
- La salida de una FFT se puede utilizar como un analizador de espectro analógico para medir la amplitud de las armónicas y componentes de ruido de una señal digitalizada.
- Las armónicas de la señal de entrada se pueden distinguir de otros productos de distorsión por su ubicación en el espectro de frecuencias.

- La Figura muestra una señal de entrada de 7 MHz muestreada a 20 MSPS y la ubicación de las primeras 9 armónicas.
- Las armónicas alias de f_a caen en frecuencias iguales a $|\pm K * f_s \pm n * f_a|$, donde n es el orden de la armónica, y $K = 0, 1, 2, \dots$



Test de performance con FFT

- La salida de una FFT se puede utilizar como un analizador de espectro analógico para medir la amplitud de las armónicas y componentes de ruido de una señal digitalizada.
- Las armónicas de la señal de entrada se pueden distinguir de otros productos de distorsión por su ubicación en el espectro de frecuencias.



- La Figura muestra una señal de entrada de 7 MHz muestreada a 20 MSPS y la ubicación de las primeras 9 armónicas.
- Las armónicas alias de f_a caen en frecuencias iguales a $|\pm K * f_s \pm n * f_a|$, donde n es el orden de la armónica, y $K = 0, 1, 2, \dots$
- La 2da y 3er armónicas son generalmente las únicas especificadas en una hoja de datos porque tienden a ser las más grandes, aunque algunas hojas de datos pueden especificar el valor de la peor armónica.

Total harmonic distortion (THD)

La distorsión armónica total (THD) es la relación entre el valor rms de la señal fundamental y el valor medio de la suma cuadrática de sus armónicos (generalmente, solo los primeros 5 armónicos son significativos). El THD de un ADC generalmente también se especifica con la señal de entrada cerca de la escala completa, aunque se puede especificar en cualquier nivel.

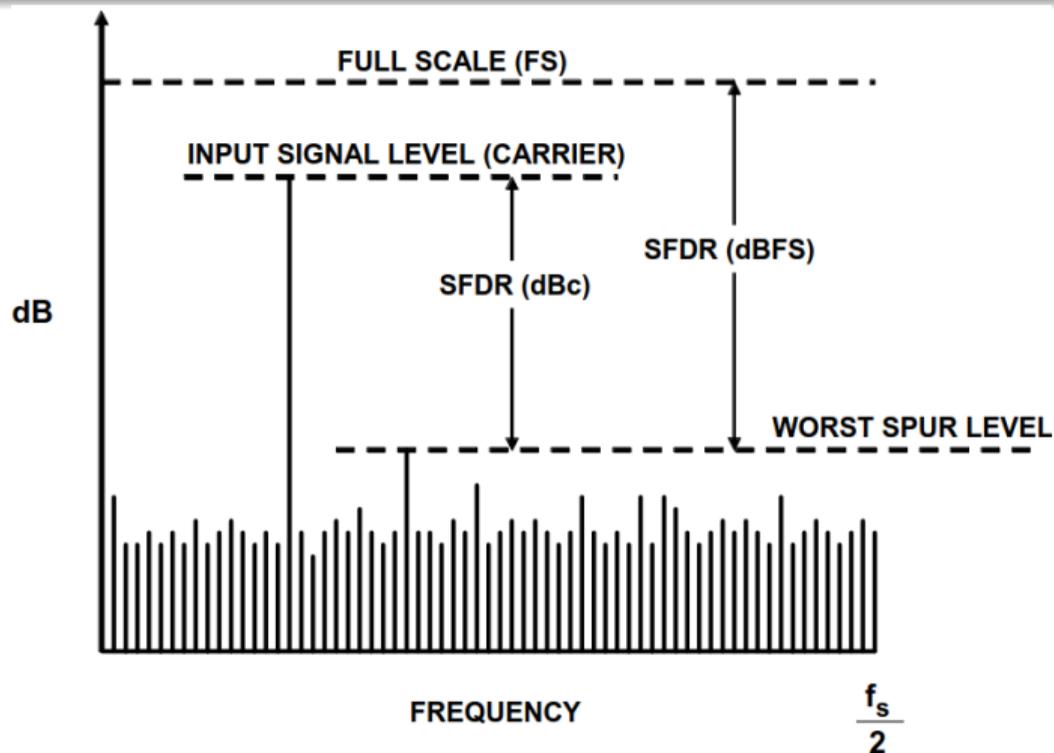
Total harmonic distortion plus noise (THD + N)

La distorsión armónica total más ruido (THD + N) es la relación entre el valor rms de la señal fundamental y el valor medio de la suma cuadrática de sus armónicos más todos los componentes de ruido (excluyendo CC). Debe especificarse el ancho de banda sobre el cual se mide el ruido. En el caso de una FFT, el ancho de banda es de CC a $f_s / 2$. (Si el ancho de banda de la medición es de CC a $f_s / 2$ (el ancho de banda de Nyquist), THD + N es igual a SINAD; consulte a continuación). Sin embargo, tenga en cuenta que en aplicaciones de audio el ancho de banda de medición puede no ser necesariamente el ancho de banda de Nyquist.

Spurious free dynamic range (SFDR)

El rango dinámico libre de espurias (SFDR) es la relación entre el valor rms de la señal y el valor rms de la peor señal espuria, independientemente de dónde se encuentre en el espectro de frecuencia. El peor estímulo puede ser o no un armónico de la señal original. SFDR es una especificación importante en los sistemas de comunicaciones porque representa el valor más pequeño de señal que se puede distinguir de una señal de interferencia grande (bloqueador). SFDR se puede especificar con respecto a la escala completa (dBFS) o con respecto a la amplitud de la señal real (dBc). La definición de SFDR se muestra gráficamente en la Figura siguiente.

Spurious free dynamic range (SFDR)



La relación señal-ruido y distorsión (SINAD, o $S/(N + D)$) es la relación entre la amplitud de la señal rms y el valor medio de la suma cuadrática (rss) de todos los demás componentes espectrales, incluidos los armónicos. , pero excluyendo CC.

SINAD es una buena indicación del rendimiento dinámico general de un ADC porque incluye todos los componentes que forman el ruido y la distorsión.

SINAD a menudo se representa para varias amplitudes y frecuencias de entrada. Para una frecuencia y amplitud de entrada determinadas, SINAD es igual a THD + N siempre que el ancho de banda para la medición de ruido sea el mismo para ambos (el ancho de banda de Nyquist)