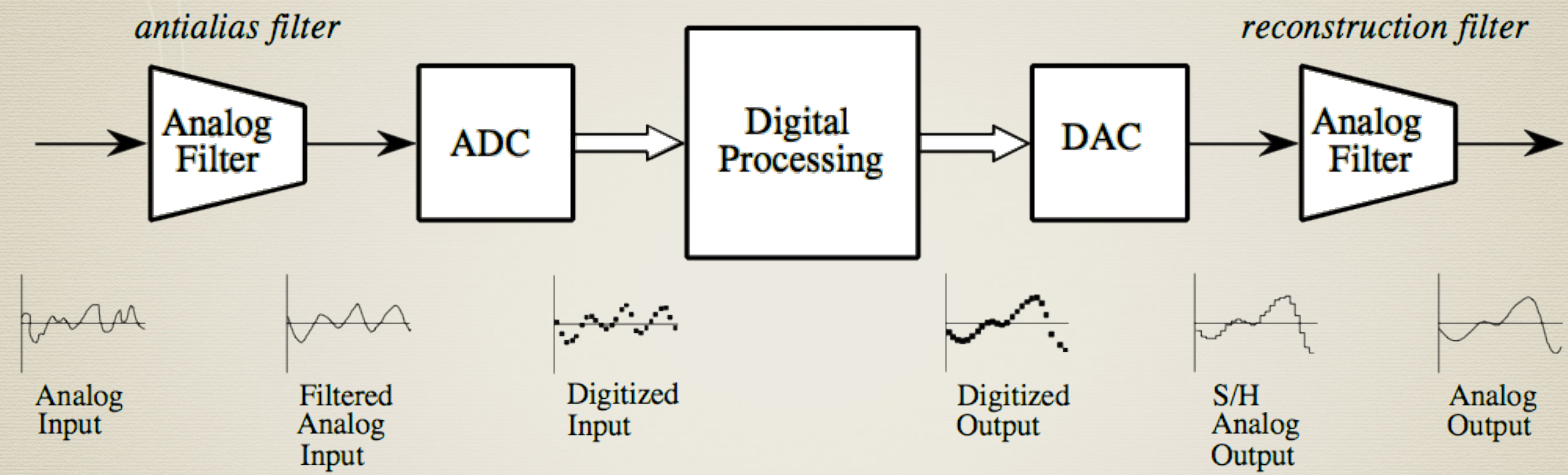
SISTEMAS AMOSTRADOS

(Teorema da Amostragem)

Prof. Fernando Passold

Digitalização de um Sinal



O Processo de Digitalização

Dados:
Sinal de entrada: 0 ~ 4.095 Volts;
A/D de 12-bits: saída: 0 ~ 4095

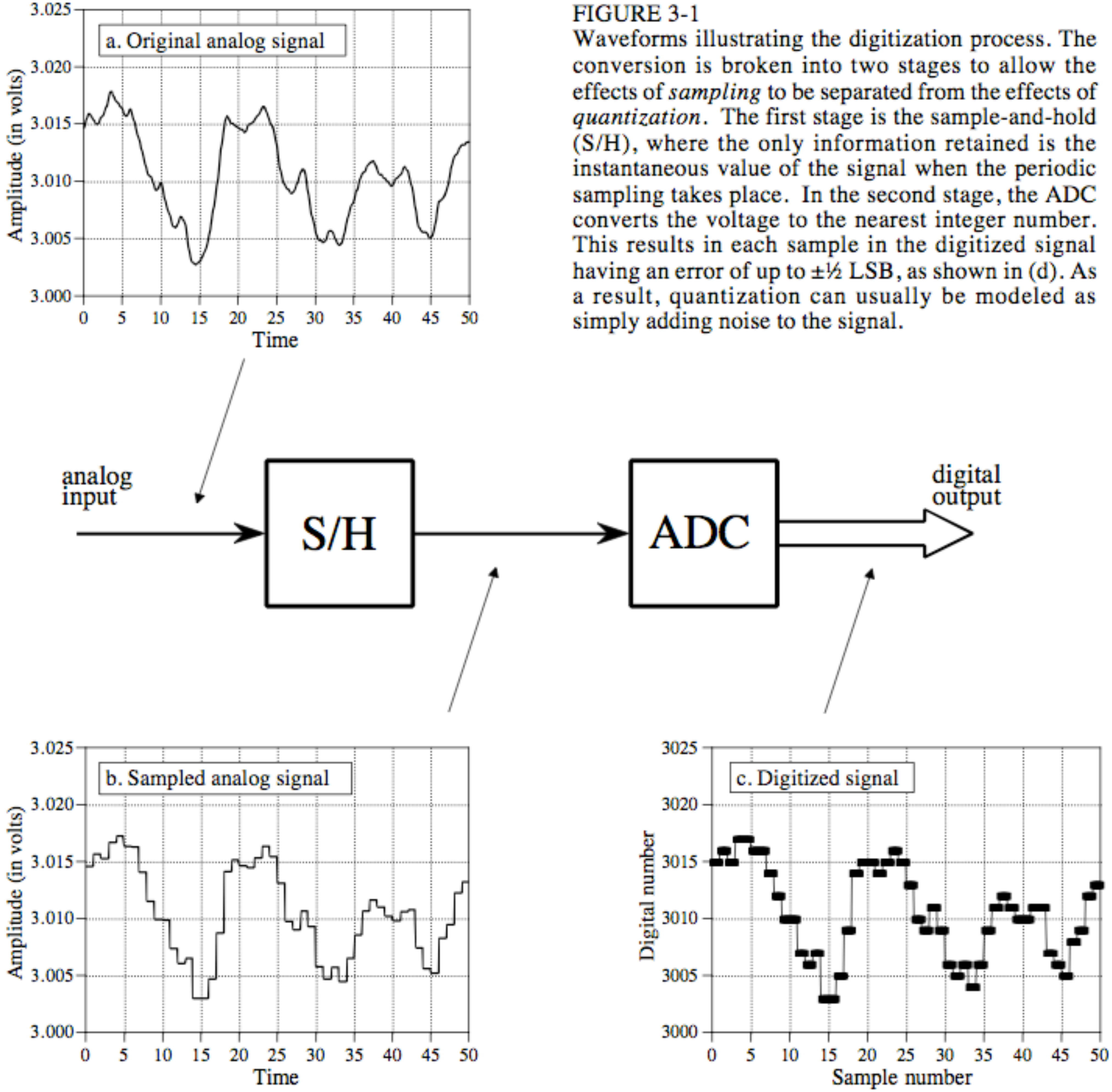
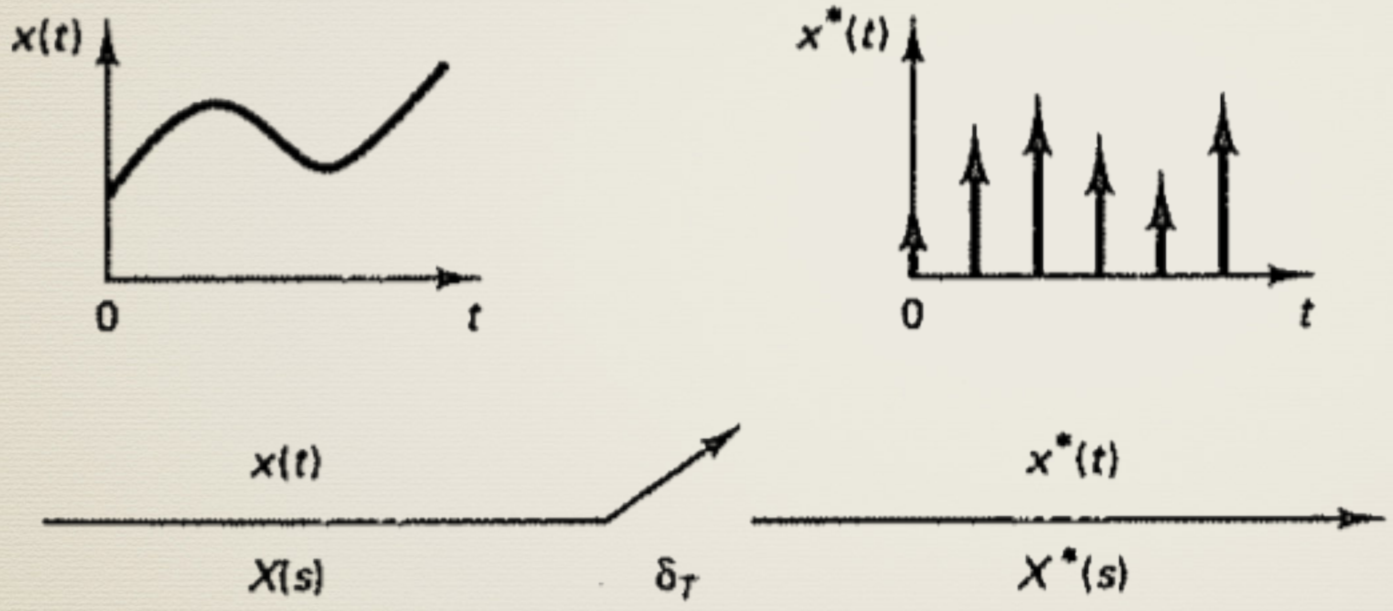


FIGURE 3-1
Waveforms illustrating the digitization process. The conversion is broken into two stages to allow the effects of *sampling* to be separated from the effects of *quantization*. The first stage is the sample-and-hold (S/H), where the only information retained is the instantaneous value of the signal when the periodic sampling takes place. In the second stage, the ADC converts the voltage to the nearest integer number. This results in each sample in the digitized signal having an error of up to ±½ LSB, as shown in (d). As a result, quantization can usually be modeled as simply adding noise to the signal.

Ref.: Chap 3. of The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, 2nd. ed. , Steven W. Smith, California Technical Publishing, 1.999
URL: http://www.dspguide.com//pdfbook.htm

Sinal Amostrado

* Suponha que um sistema contínuo no tempo, x(t) esteja sendo amostrado por um trem de impulsos deslocados no tempo:



Pág. 75, Ogata, Cap. 3: Z-plane Analysis of Discrete-Time Control Systems. URL: http://een.iust.ac.ir/profs/Jahed/digital%20controll/e%20book/discrete-time_control_systems.pdf

Figure 3–1 Impulse sampler

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)\delta(t-kT) \quad (3.1)$$

Trem de impulsos deslocados no tempo (múltiplos do período de amostragem)

$$x^*(t) = x(0)\delta(t) + x(T)\delta(t-T) + \ldots + x(kT)\delta(t-kT) + \ldots$$

Sinal Amostrado

* O processo de amostragem por trem de pulsos pode ser abordado como um sinal de entrada *x*(*t*) que foi modulado por um trem de impulsos unitários, $\delta(t)$

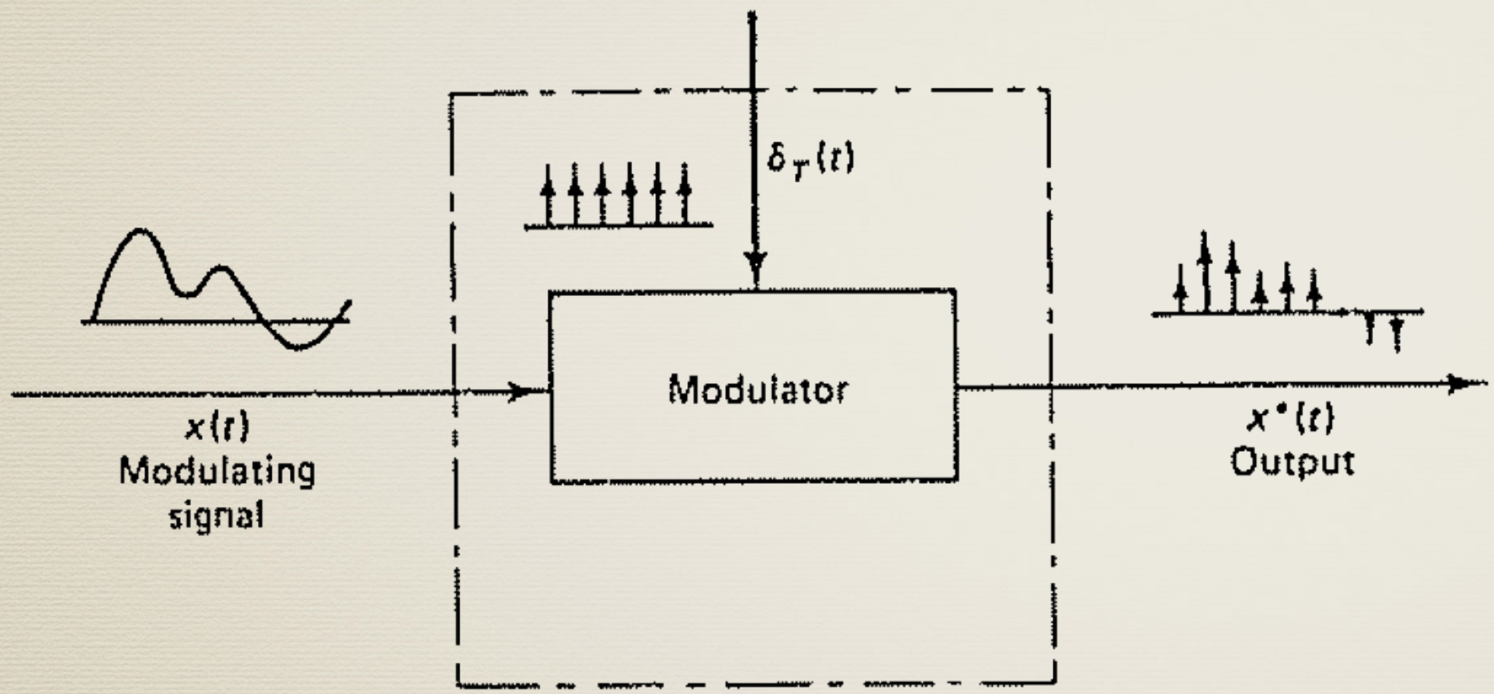
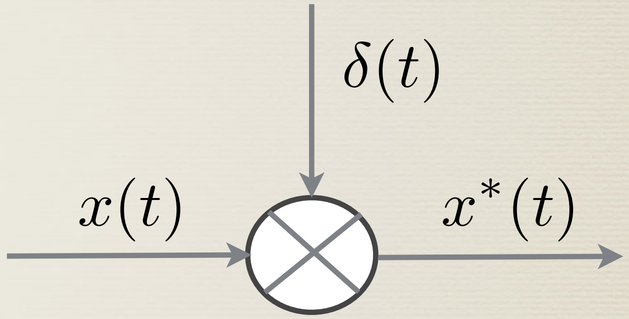


Figure 3–2 Impulse sampler as a modulator.



$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT)$$

- Realizando a tranformada de Laplace de (3.1) temos:

$$X^*(s) = \mathscr{L}[x^*(t)] = x(0)\mathscr{L}[\delta(t)] + x(T)\mathscr{L}[\delta(t-T)] + $$
$$+ x(2T)\mathscr{L}[\delta(t-2T)] + \dots$$

$$X^*(s) = x(0) + x(T)e^{-Ts} + x(2T)e^{-2Ts} + \dots$$

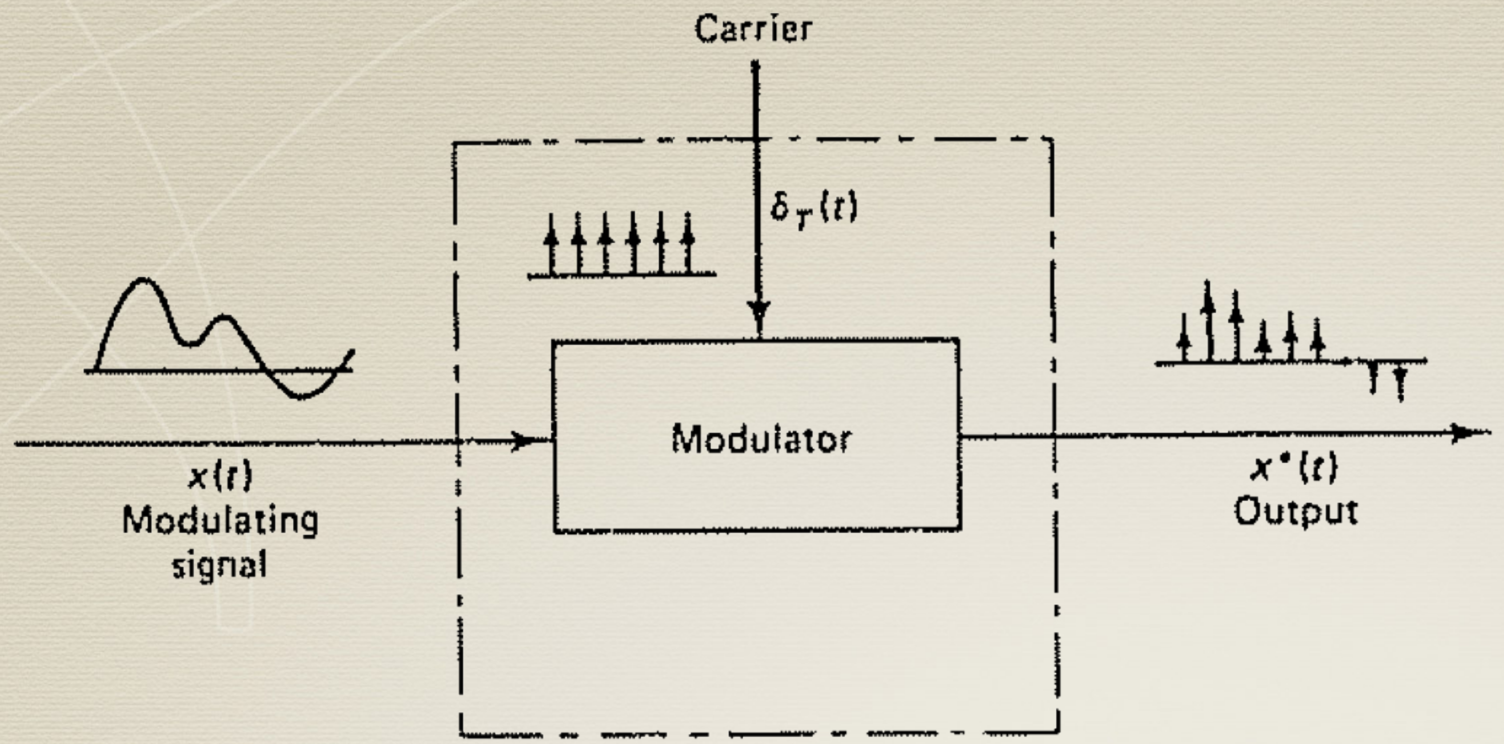
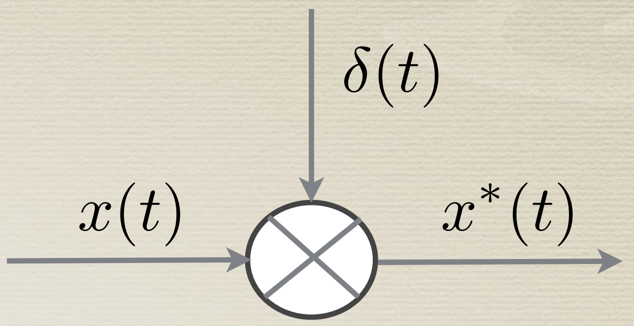


Figure 3–2 Impulse sampler as a modulator.



$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)\delta(t - kT)$$

- Realizando a transformada de Laplace de (3.1) temos:

$$X^*(s) = \mathscr{L}[x^*(t)] = x(0)\mathscr{L}[\delta(t)] + x(T)\mathscr{L}[\delta(t-T)] + x(2T)\mathscr{L}[\delta(t-2T)] + \ldots$$

$$X^*(s) = x(0) + x(T)e^{-Ts} + x(2T)e^{-2Ts} + \ldots$$

$$X^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)e^{-kTs}$$

- Lembrando que: $\mathscr{L}\{\delta(t-kT)\} = e^{-Ts}$

- Pode ser demonstrado que: $X^{*(s)}|_{s=(1/T)\ln z} = X(z)$

- Realizando a transformada de Laplace de (3.1) temos:

$$X^*(s) = \mathscr{L}[x^*(t)] = x(0)\mathscr{L}[\delta(t)] + x(T)\mathscr{L}[\delta(t-T)] + x(2T)\mathscr{L}[\delta(t-2T)] + \dots$$

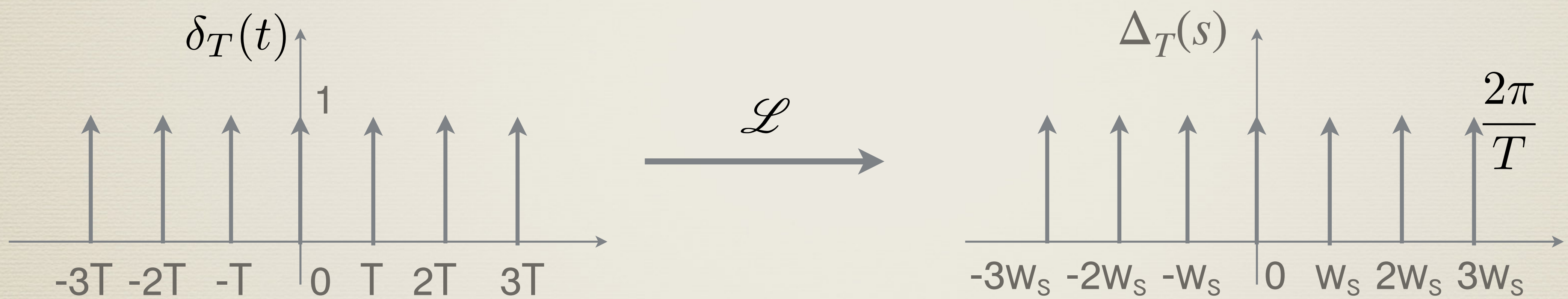
$$X^*(s) = x(0) + x(T)e^{-Ts} + x(2T)e^{-2Ts} + \dots$$

$$X^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)e^{-kTs}$$

$$X^{*(s)}\big|_{s=(1/T)\ln z} = X(z)$$

- Lembrando que: $\mathscr{L}\{\delta(t-kT)\} = e^{-Ts}$

- Então no domínio frequência, o trem de pulsos é visualizado como:



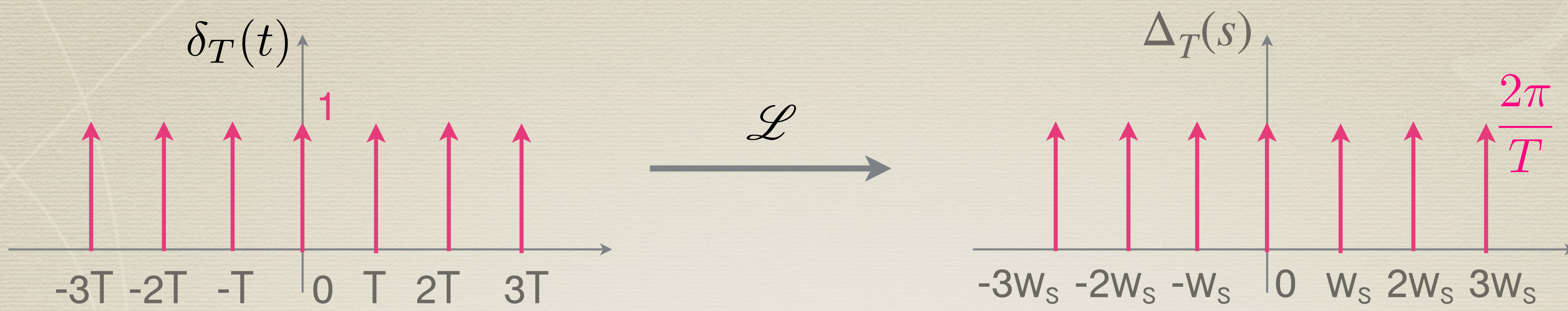
$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t-kT) \qquad T = \frac{1}{f_s}$$

$$\Delta_T(s) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(w - k\,w_s)$$

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} \cdot e^{jk\,w_s\,t} \qquad w_s = \frac{2\pi}{T}$$

- Como: $x^*(t) = x(t) * \delta_T(t)$ - No Domínio frequência teremos uma convolução:

- Então no domínio frequência, o trem de pulsos é visualizado como:



$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)$$

$$T = \frac{1}{f_s}$$

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} \cdot e^{jk\,w_s\,t}$$

$$w_s = \frac{2\pi}{T}$$

$$\Delta_T(s) = \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(w - k\,w_s)$$

- Como: $x^*(t) = x(t) * \delta_T(t)$

- No Domínio frequência teremos uma convolução:

$$X^*(s) = \frac{1}{2\pi}\left[X(s) \cdot \Delta(s)\right]$$

$$X^*(s) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} X(\theta) \cdot \Delta(w - \theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} X(\theta) \cdot \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(w - \theta - k\,w_s)d\theta$$

Resultado da amostragem de um sinal por um trem de impulsos

$$X^*(s) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(w - k\,w_s)$$

- Como: $x^*(t) = x(t) * \delta_T(t)$ - No Domínio frequência teremos uma convolução:

$$X^*(s) = \frac{1}{2\pi}\left[X(s) \cdot \Delta(s)\right]$$

$$X^*(s) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} X(\theta) \cdot \Delta(w-\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} X(\theta) \cdot \frac{2\pi}{T}\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(w-\theta-k\,w_s)d\theta$$

Resultado da amostragem de um sinal por um trem de impulsos

$$X^*(s) = \frac{1}{T} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(w-k\,w_s)$$

ou:

$$X^*(s) = X^*(s \pm j\,w_s\,k), \quad k = 0, 1, 2, \ldots$$

Note que $X(s)$ possui um pólo em $s=s_1$, já $X^*(s)$ possui pólos múltiplos em:

$$s = s_1 \pm j\,w_s\,k \quad (k = 0, 1, 2, \ldots)$$

Observando o espectro resultante, supondo que $X(w)$ possui banda limitada.

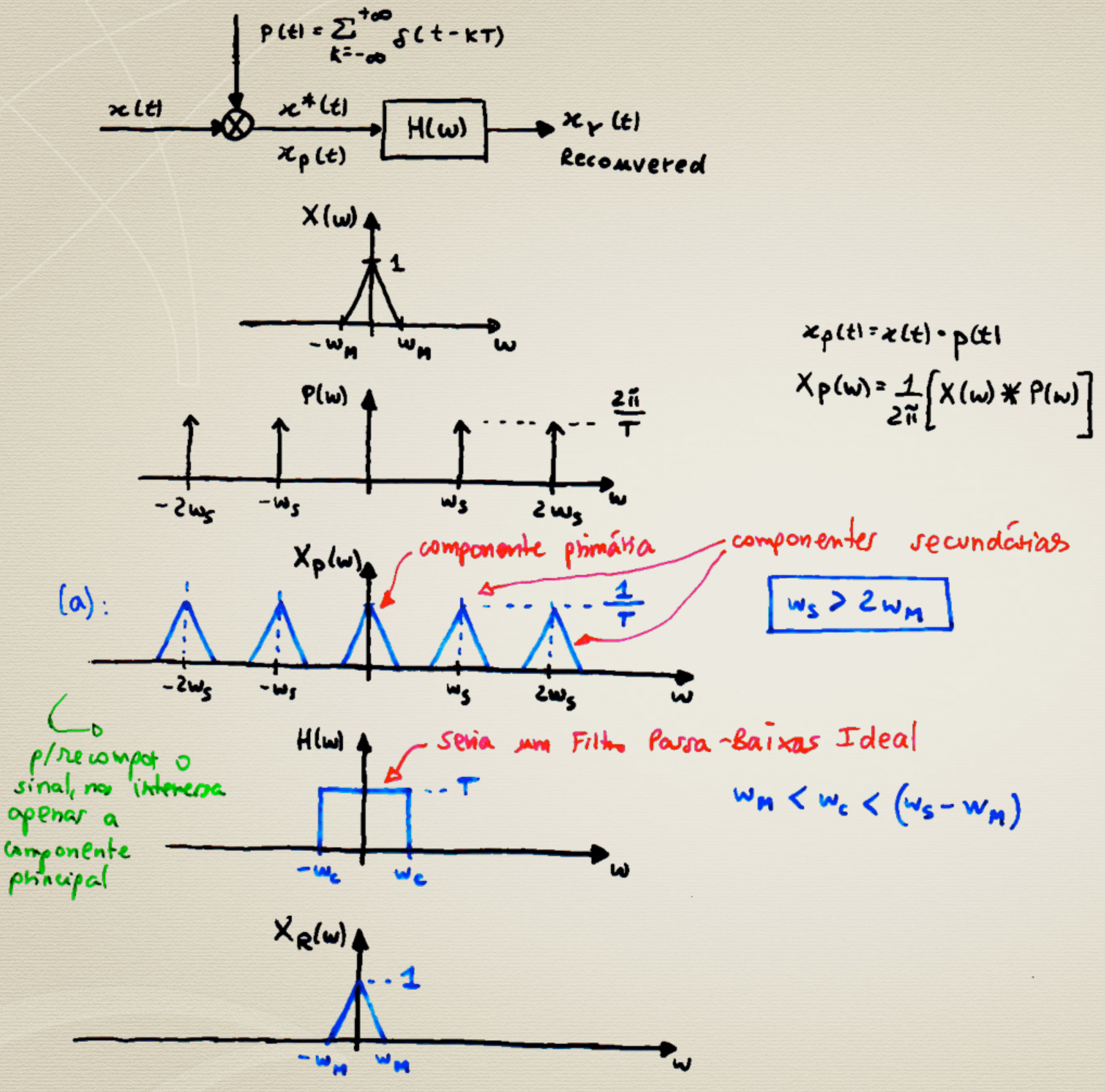


Fig. 2.5 - Amostragem por Impulsos (ideal)

Note:

Para não haver recobrimento de espectros em (a), temos que ter:

$$w_s > 2\,w_M$$

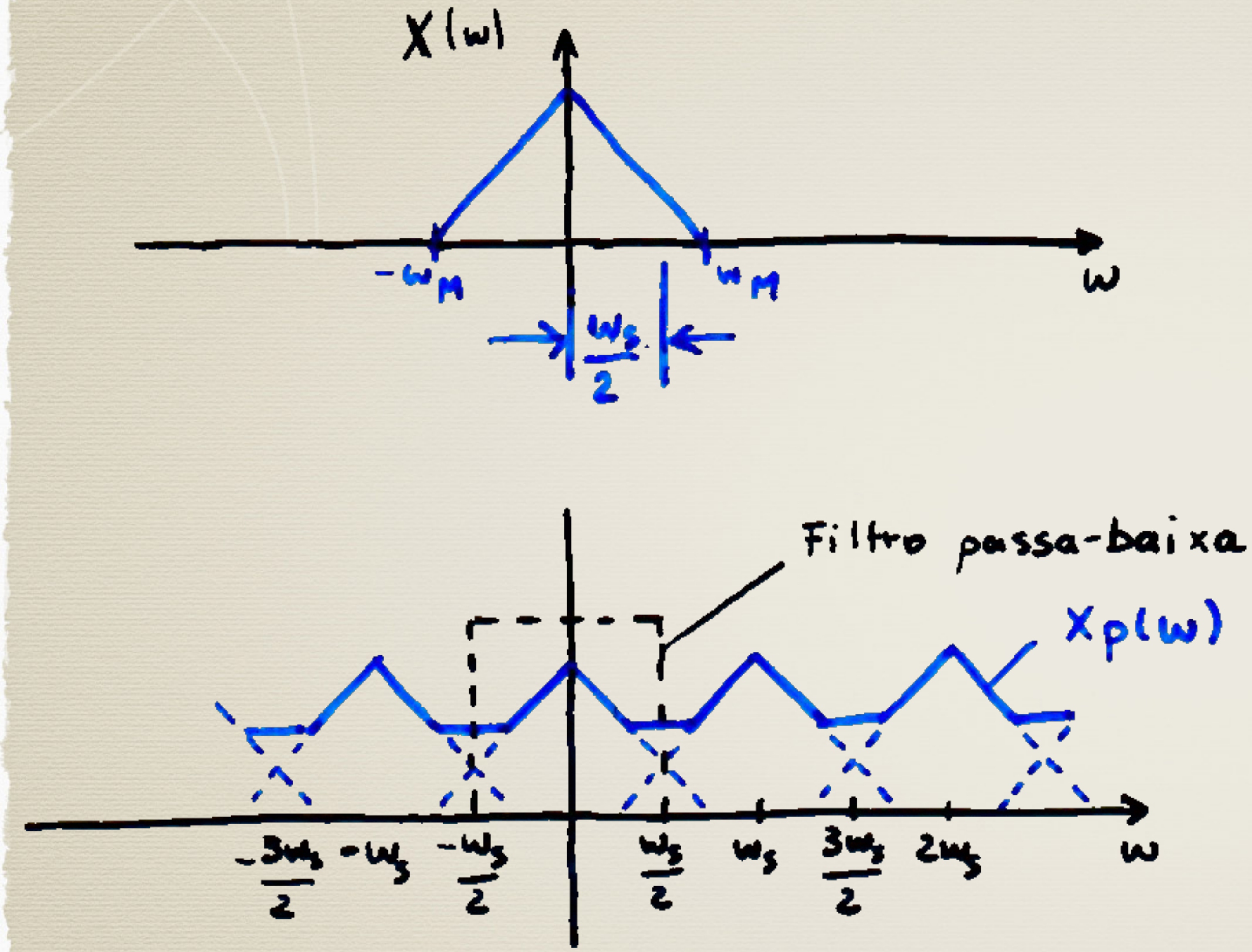
- Teorema da Amostragem (Shanon):

$$w_s = \frac{2\pi}{T} > 2\,w_M$$

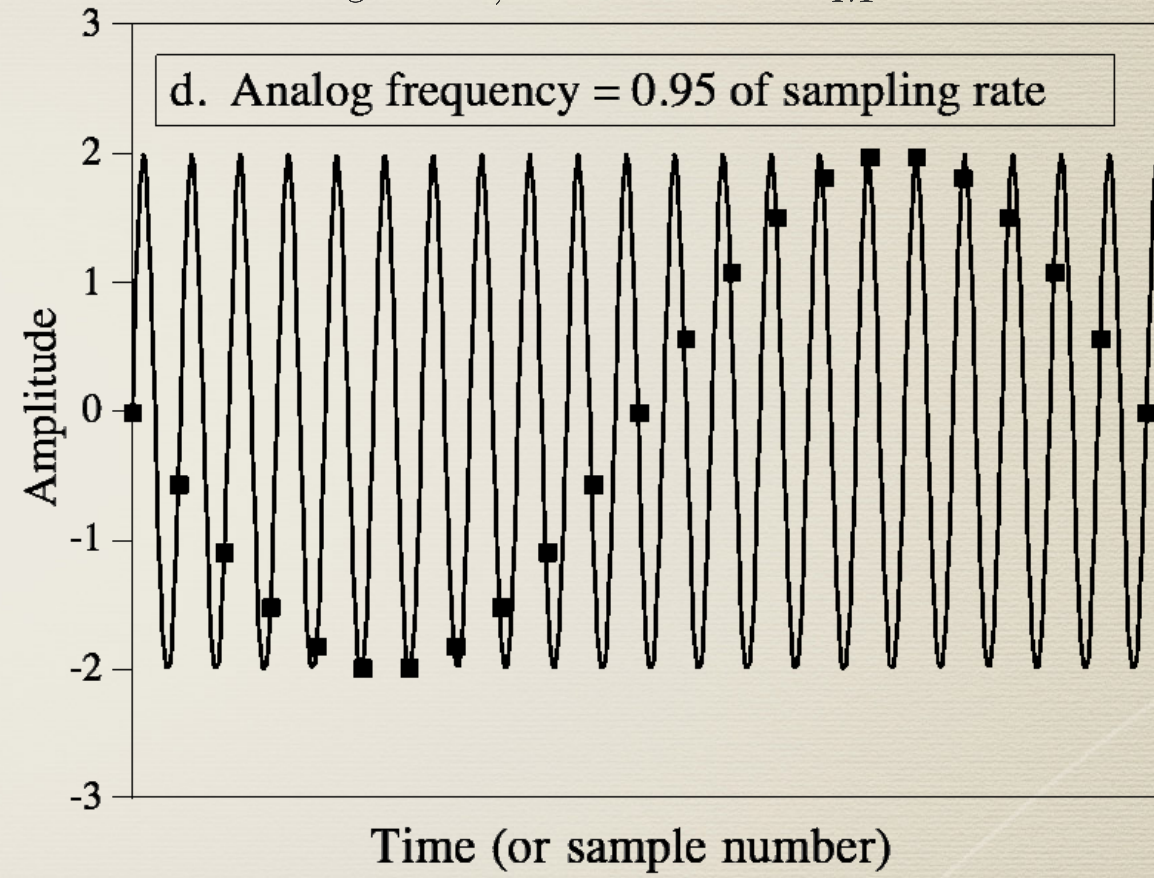
- Freq. (taxa) de Nyquist:

$$w_s = 2\,w_M$$

Caso de Sub-amostragem (aliasing)

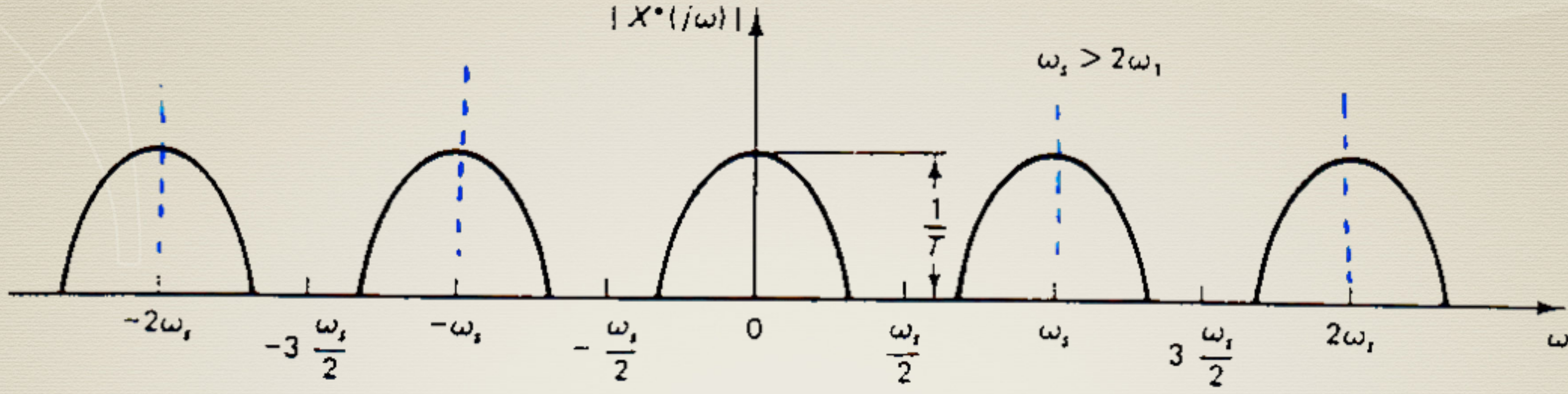


$w_s = 1,05263158\, w_M$



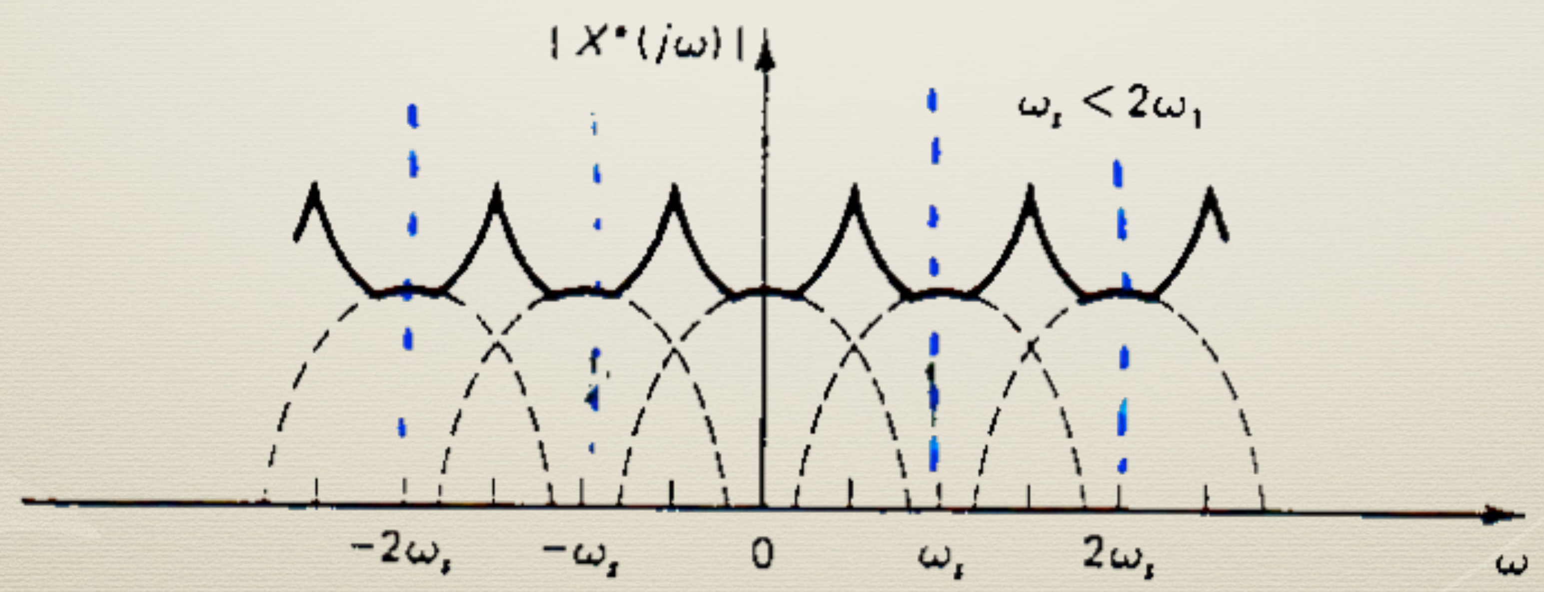
Outros Casos

$w_s > 2w_1$:



(a)

$w_s < 2w_1$



Efeitos: "Hidden Oscilation"

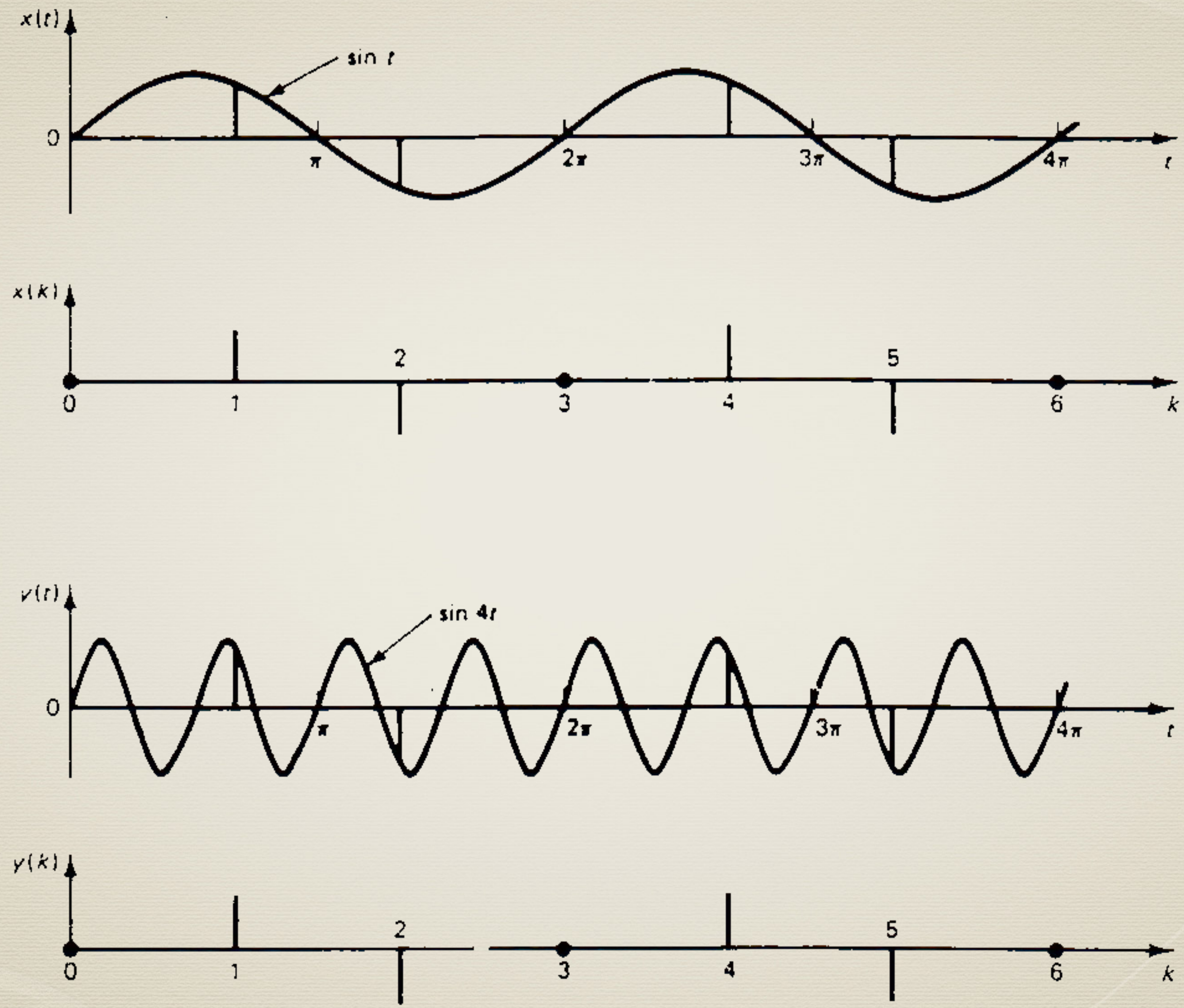


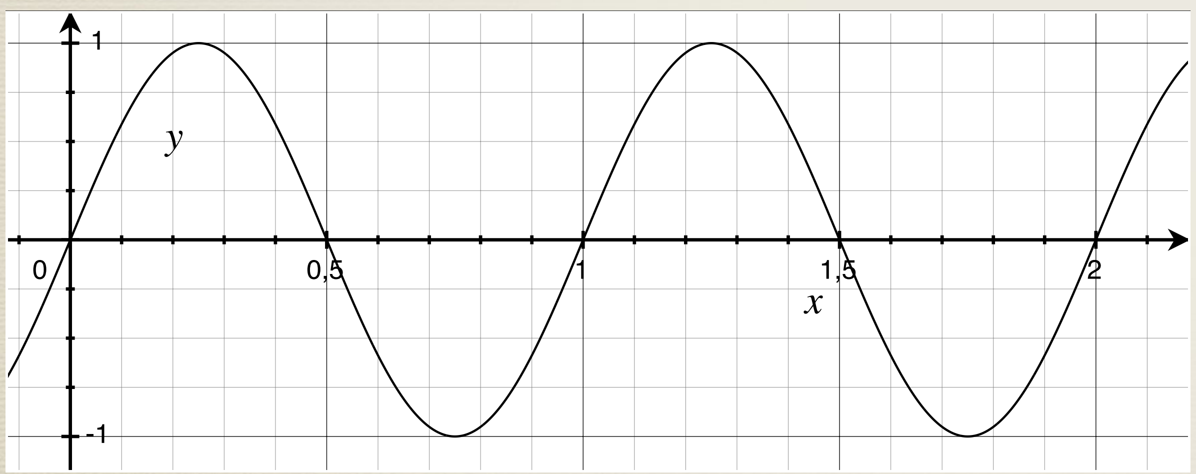
Figure 3–18 Plots of signals $x(t) = \sin t$ and $y(t) = \sin 4t$ and their sampled signals.

$\omega_s = 3$ rad/s.

Exercício de Sub-amostragem

* Seja uma onda senoidal de 1,0 Vp oscilando à 1 Hz.
  Sua equação seria: $y(t) = 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 1 \cdot t)$
  Lembrando que: $\omega = 2\pi f$.

* O que acontece se este sinal for amostrado à 2 Hz? Recorde-se que estaríamos respeitando o teorema de Nyquist.



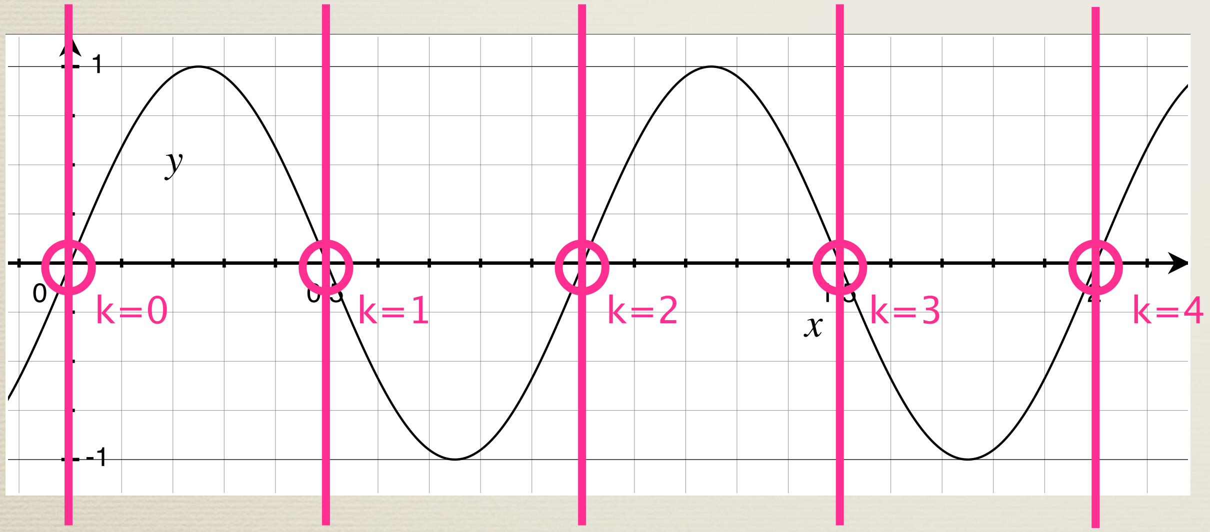
Obs.: Este exercício pode ser retomado ou re-estudado depois de estudada a transformada-Z de uma uma onda senoidal:

$$\mathcal{Z}\left\{\sin(\omega t)\right\} = \frac{z\sin(\omega T)}{z^2 - 2z\cos(\omega T) + 1}$$

Exercício de Sub-amostragem

- Seja uma onda senoidal de 1,0 Vp oscilando à 1 Hz.
  Sua equação seria: $y(t) = 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 1 \cdot t)$
  Lembrando que: $\omega = 2\pi f$.

- O que acontece se este sinal for amostrado à 2 Hz? Recorde-se que estaríamos respeitando o teorema de Nyquist.



Note:
$y^*(t) = y[kT] = \sin(2\pi \cdot kT)$
$T = 1/f_s \therefore T = 1/2$ ($f_s = 2$ Hz)
$y[kT] = \sin\left(\frac{\not{2}\pi k}{\not{2}}\right) = sin(k\pi)$

k	$y[kT]$
0	0
1	0
2	0
3	0
4	0
$\vdots$	0

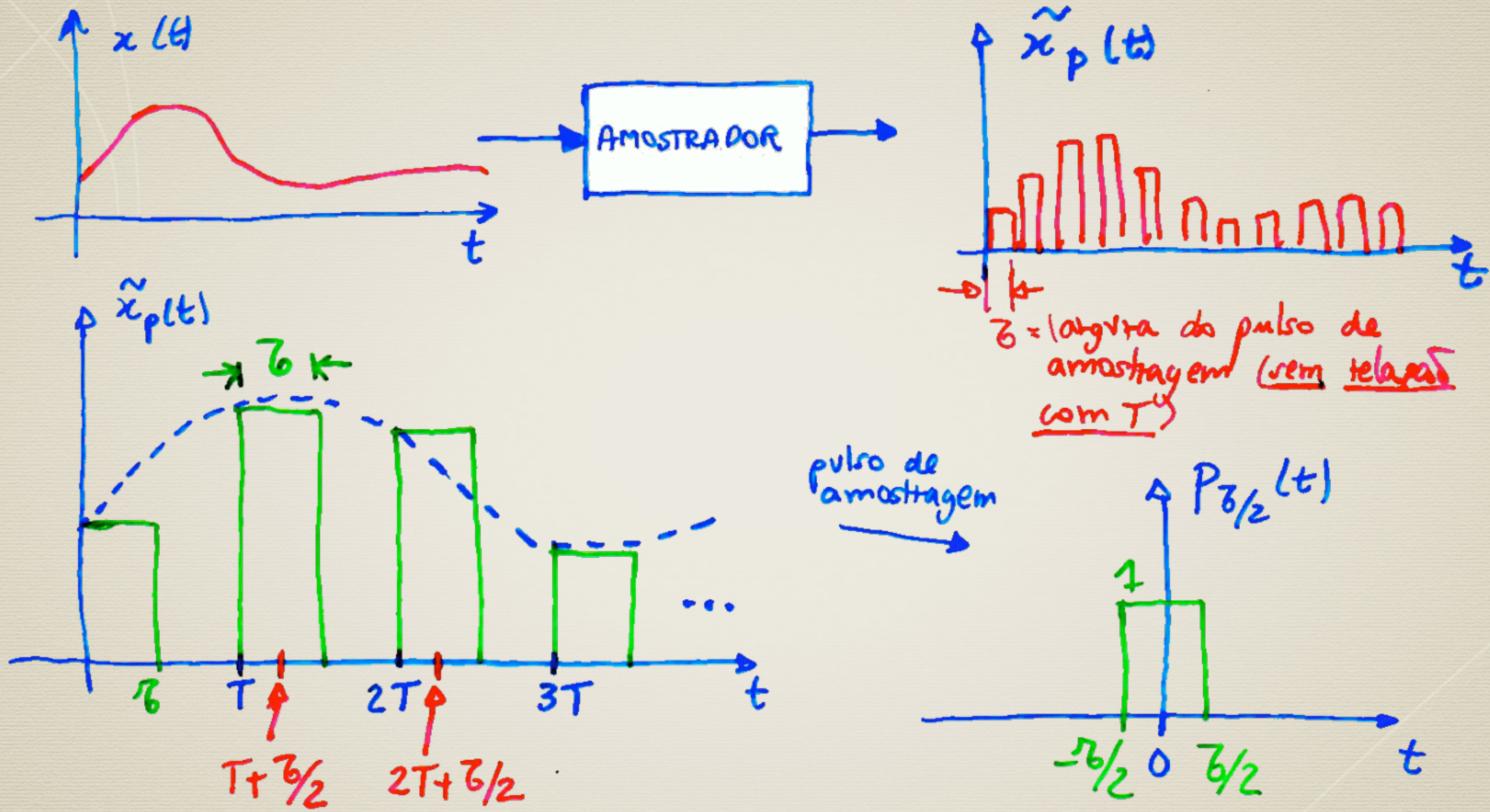
Obs.: Este exercício pode ser retomado ou re-estuda[…] transformada-Z de uma uma onda senoidal:

$$\mathcal{Z}\{\sin(\omega t)\} = \frac{z\sin(\omega T)}{z^2 - 2z\cos(\omega T) + 1}$$

Exemplo de Subamostragem

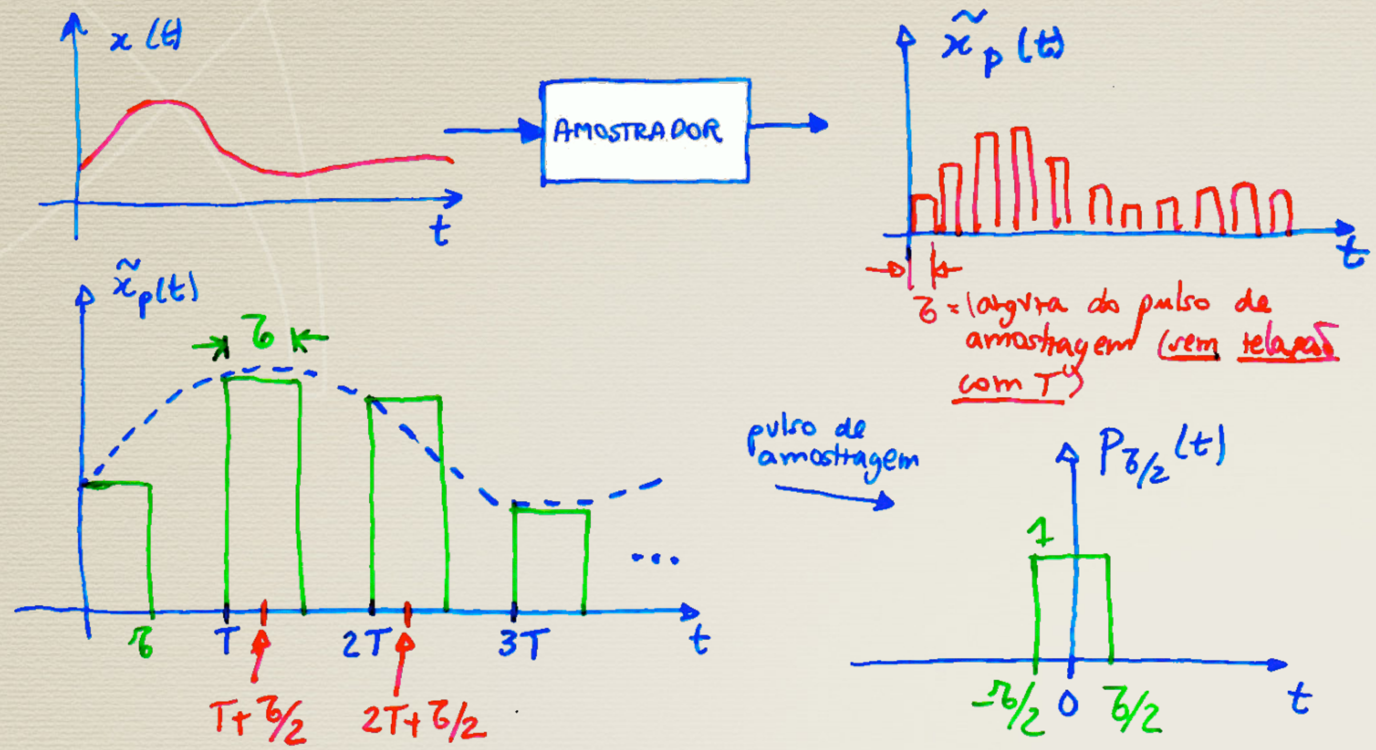
* Suponha agora que a onda sinusoidal de 1 Hz seja amostrada à 2 Hz.
* O que acontecerá ?

Amostragem por trem de pulsos



na prática:
- amostragem realizada por pulsos;
- filtro passa-baixa ideal não existe (não realizável fisicamente)

Amostragem por trem de pulsos

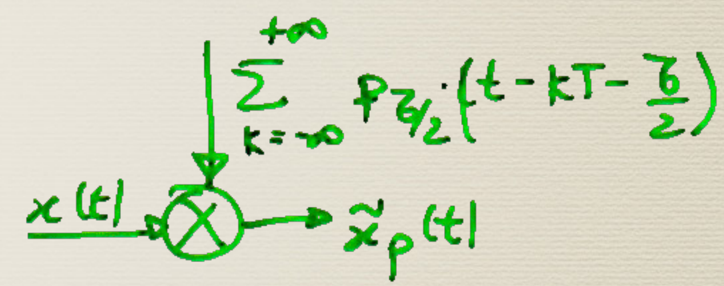


Nova modelagem:

$$\tilde{x}_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(kT)\cdot p_{\tau/2}(t-kT-\tau/2)$$

somatório de pulsos deslocados no tempo:

$\therefore$

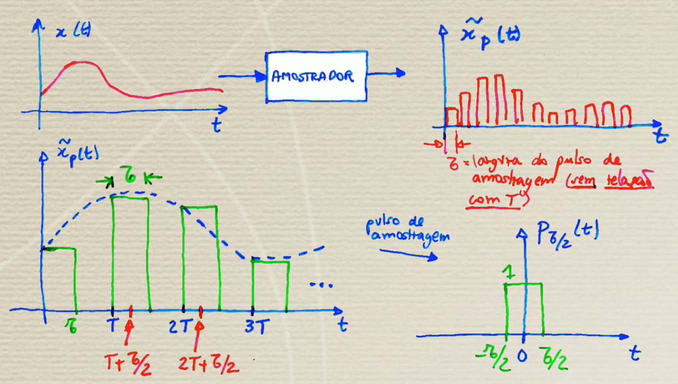


$$\tilde{X}_p(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT)\cdot \mathcal{F}\left\{p_{\frac{\tau}{2}}\left(t-kT-\frac{\tau}{2}\right)\right\}$$

$$\mathcal{F}\{p_{\tau/2}(t)\} = \tau\cdot\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\frac{\omega\tau}{2}}$$

Função sampling

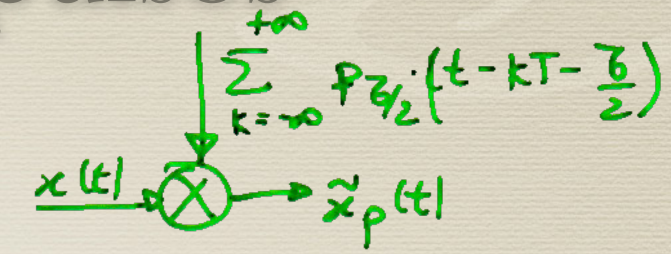
Amostragem por trem de pulsos



$$\tilde{x}_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(kT) \cdot p_{\tau/2}(t - kT - \tau/2)$$

somatório de pulsos deslocados no tempo:

∴



$$\tilde{X}_p(w) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT) \cdot \mathcal{F}\left\{ p_{\frac{\tau}{2}}\left(t - kT - \frac{\tau}{2}\right) \right\}$$

$$\mathcal{F}\{p_{\tau/2}(t)\} = \tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{\frac{w\tau}{2}}$$

Função sampling

Nova modelagem:

$$\mathcal{F}\left\{ p_{\tau/2}\left(t - kT - \tau/2\right) \right\} = \tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} \cdot e^{-jw(kT - \tau/2)}$$

deslocamento de fase

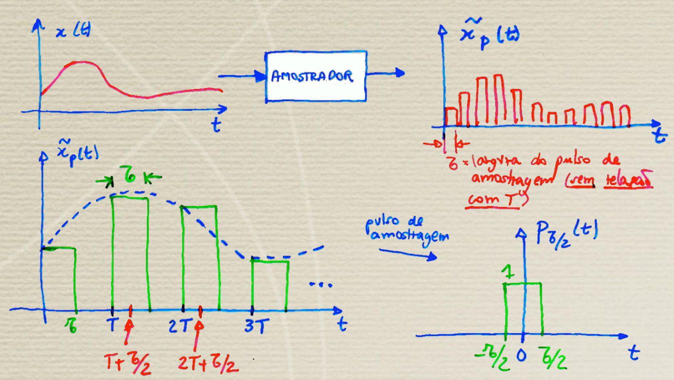
$$= \tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} \cdot e^{-jw\tau/2} \cdot e^{-jwkT}$$

$$\tilde{X}_p(w) = \tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} \cdot e^{-jw\tau/2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT) \cdot e^{-jwkT}$$

não depende de x(t); não depende de f_s.

$X_p(w)$

Amostragem por trem de pulsos



$$\mathcal{F}\left\{P_{\tau/2}\left(t-kT-\tau/2\right)\right\} = \tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega(kT-\tau/2)}$$

deslocamento de fase

$$= \tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega kT}$$

$$\tilde{X}_p(\omega) = \underbrace{\tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2}}_{\text{não depende de } x(t);\ \text{não depende de } f_s.} \cdot \underbrace{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(kT) \cdot e^{-j\omega kT}}_{X_p(\omega)}$$

Nova modelagem:

$$\tilde{X}_p(\omega) = \underbrace{\tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2}}_{} \cdot X_p(\omega)$$

∴ distorção em fase e amplitude

fase: $e^{-j\omega\tau/2}$ ← devido ao atraso no tempo de $\tau/2$

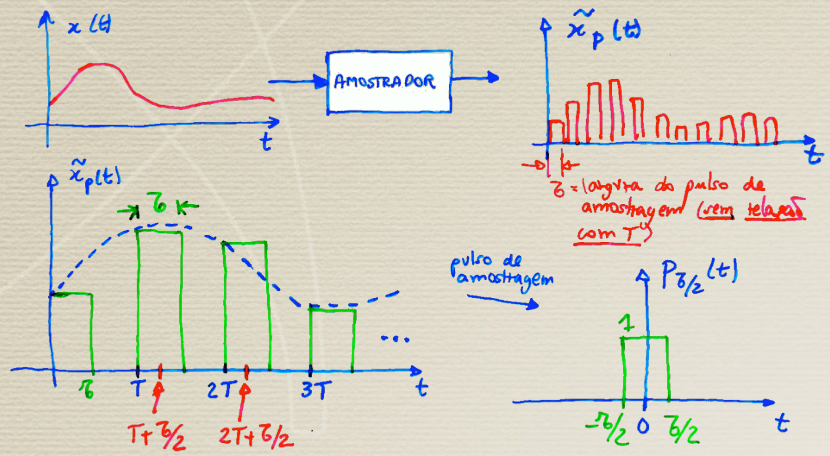
amplitude: $\tau \cdot \dfrac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$

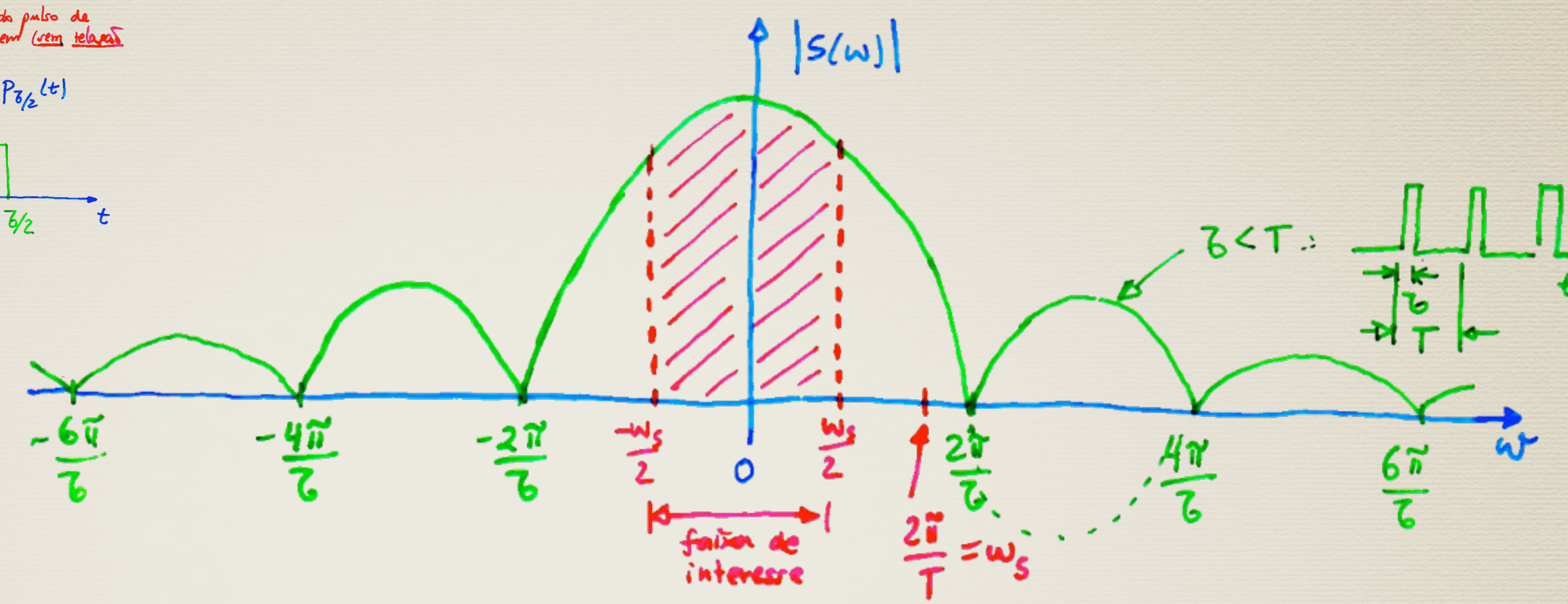
$$\tilde{X}_p(\omega) = \tau \cdot S(\omega) \cdot X_p(\omega)$$

onde $S(\omega) = \dfrac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2}$ ⇐ zeros em $\dfrac{\omega\tau}{2} = k \cdot \pi \quad (k \neq 0)$

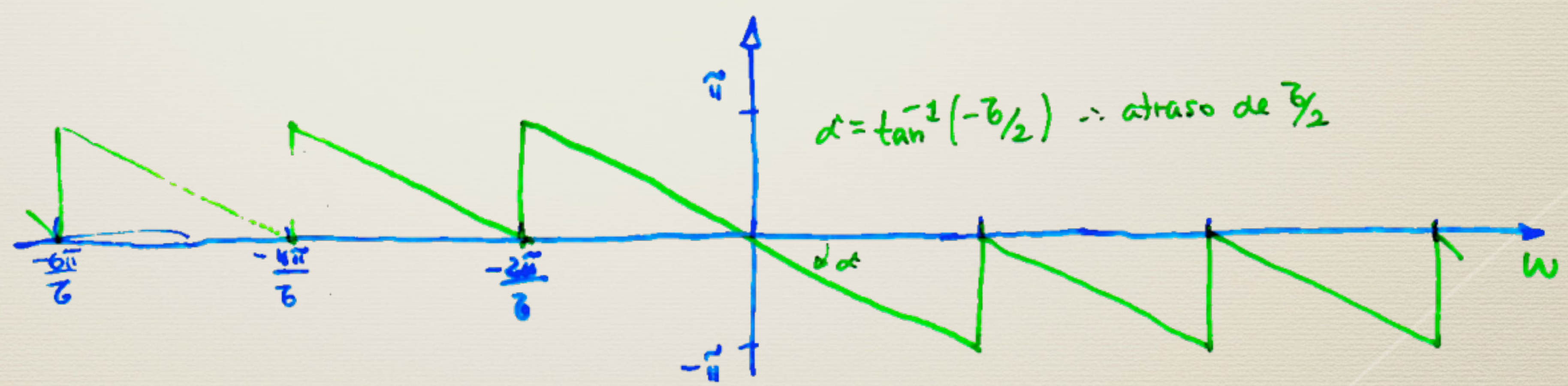
ou em $\omega = k \cdot \dfrac{2\pi}{\tau} \quad (k \neq 0)$

Amostragem por trem de pulsos





Nova modelagem:



$$\tilde{X}_p(\omega) = \tau \cdot \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2} \cdot X_p(\omega)$$

∴ distorção em fase e amplitude

$e^{-j\omega\tau/2}$ ← devido ao atraso no tempo de τ/2

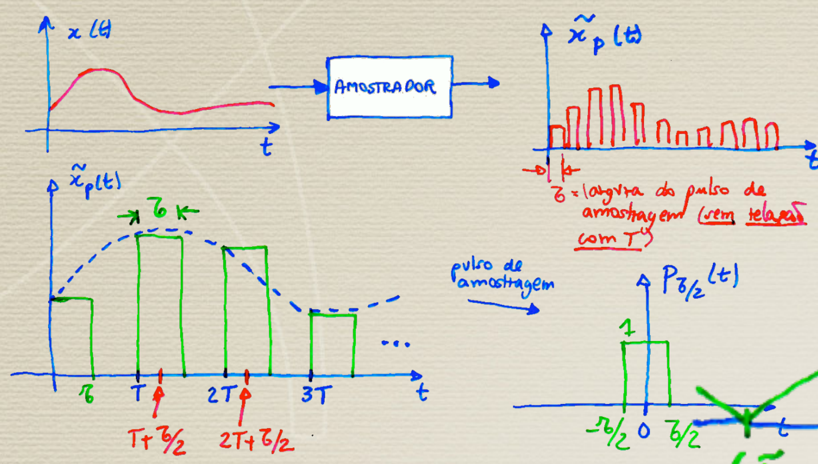
$\frac{\tau \cdot \sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}$

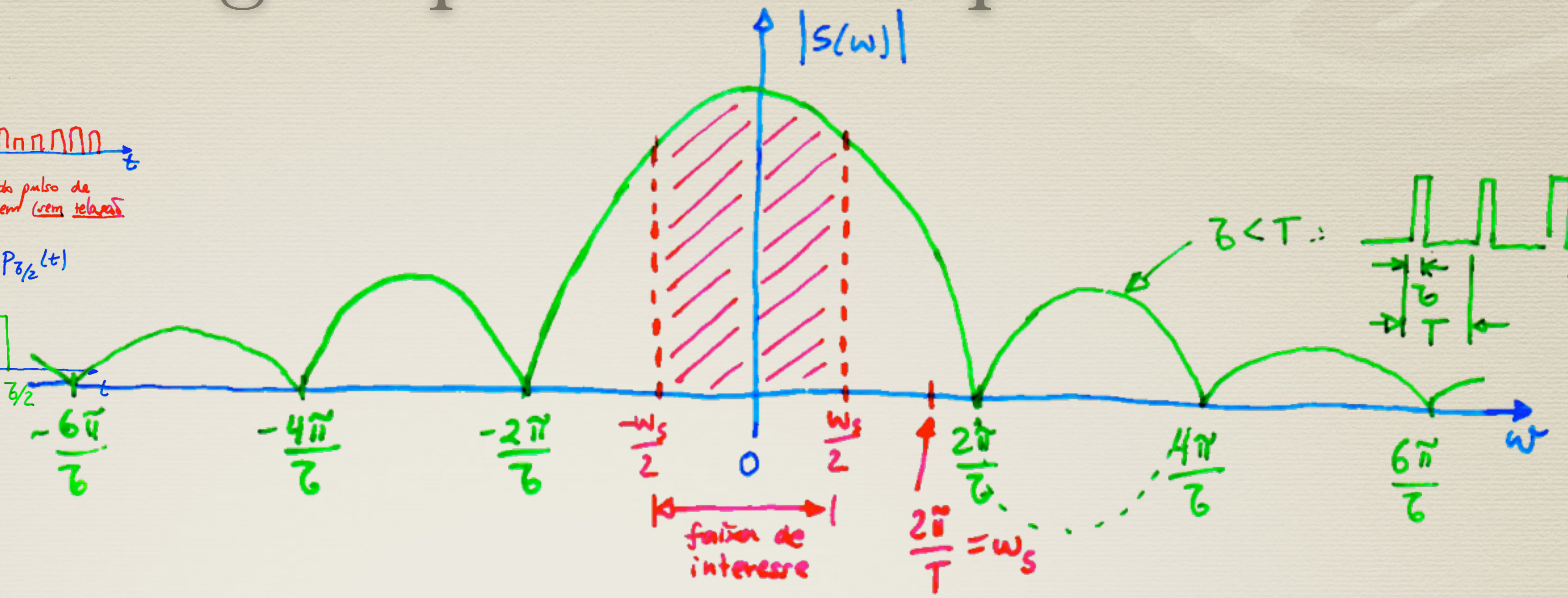
$$\tilde{X}_p(\omega) = \tau \cdot S(\omega) \cdot X_p(\omega)$$

onde $S(\omega) = \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} \cdot e^{-j\omega\tau/2}$ ⇐ zeros em $\frac{\omega\tau}{2} = k \cdot \pi$ $(k \neq 0)$

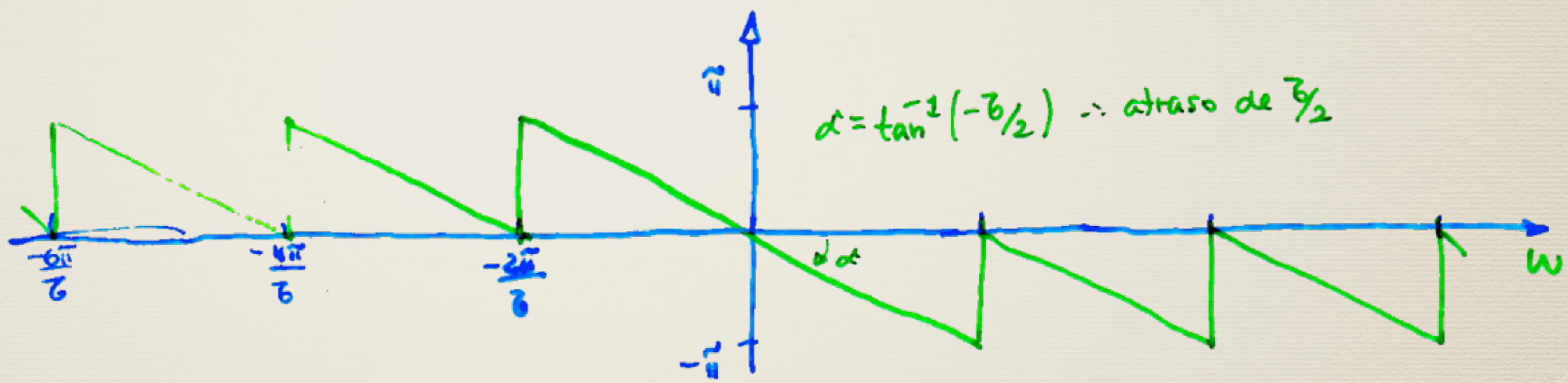
ou em $\omega = k \cdot \frac{2\pi}{\tau}$ $(k \neq 0)$

Amostragem por trem de pulsos





Nova modelagem:



$\tilde{X}_p(w) = \tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} \cdot e^{-jw\tau/2} \cdot X_p(w)$

∴ distorção em fase e amplitude

$e^{-jw\tau/2}$ ↑ devido ao atraso no tempo de τ/2

$\tau \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2}$

$\tilde{X}_p(w) = \tau \cdot S(w) \cdot X_p(w)$

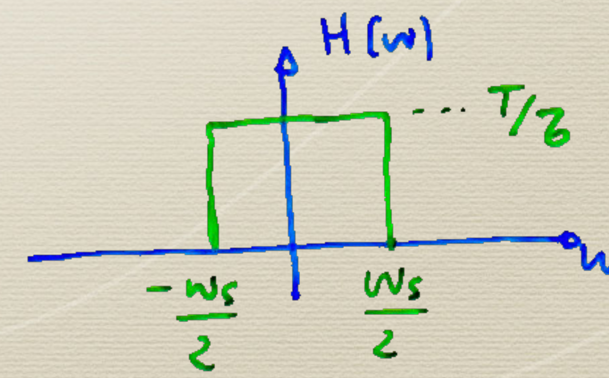
onde $S(w) = \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} \cdot e^{-jw\tau/2}$ ⇐ zeros em $\frac{w\tau}{2} = k \cdot \pi$ $(k \neq 0)$

ou em $w = k \cdot \frac{2\pi}{\tau}$ $(k \neq 0)$

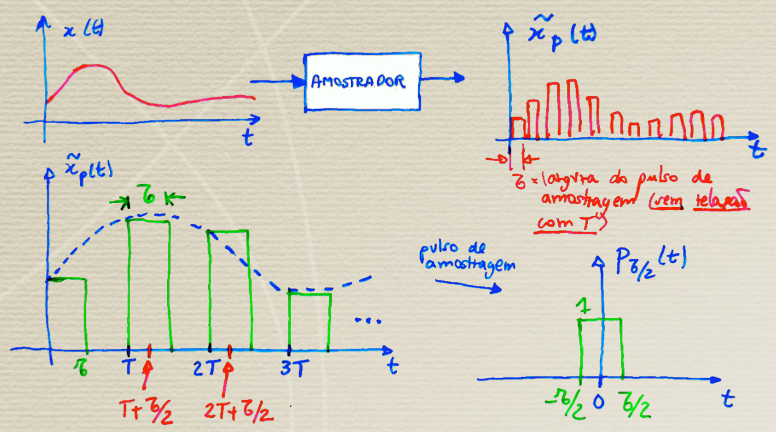
Obs.: Posso passar $\hat{X}_p(w)$ por um filtro passa-baixas ideal: $w_c = \frac{w_s}{2}$.

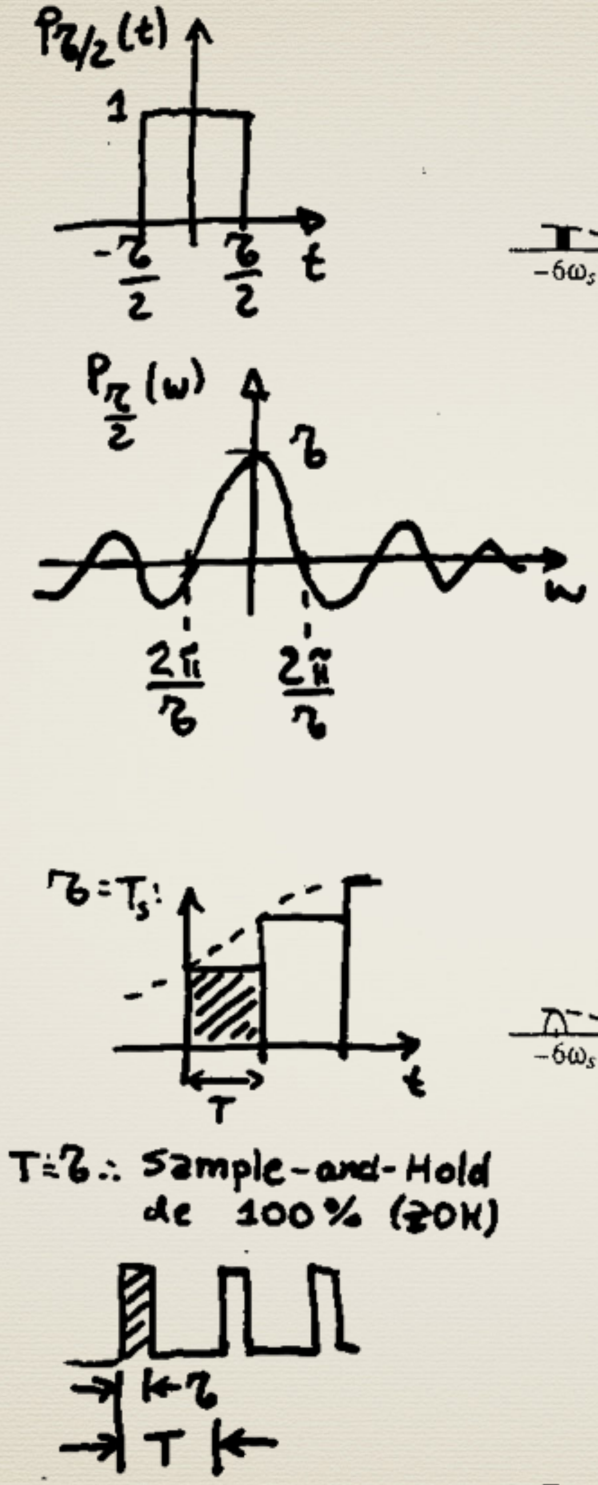
↑

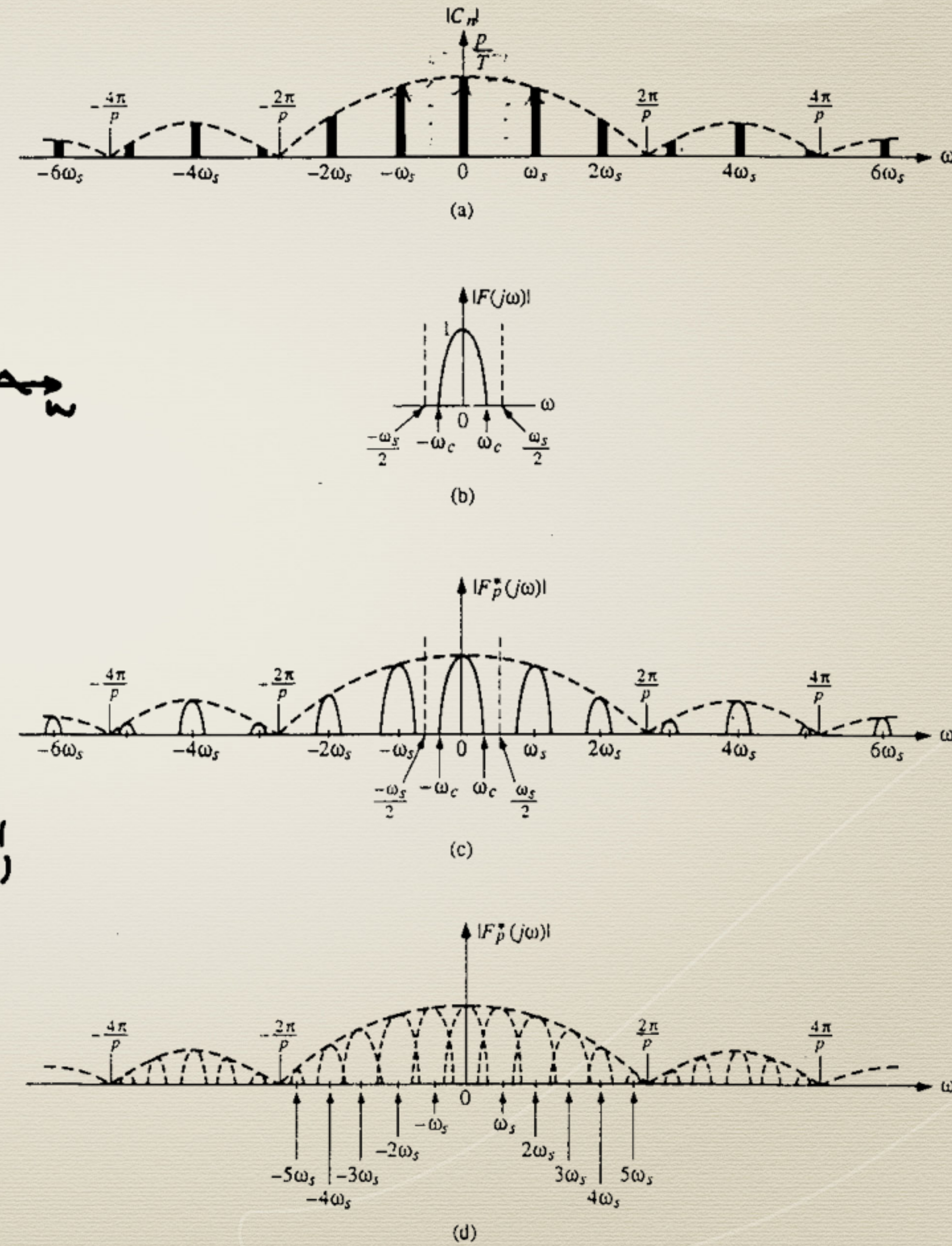
Sinal reconstituído



Amostragem por trem de pulsos





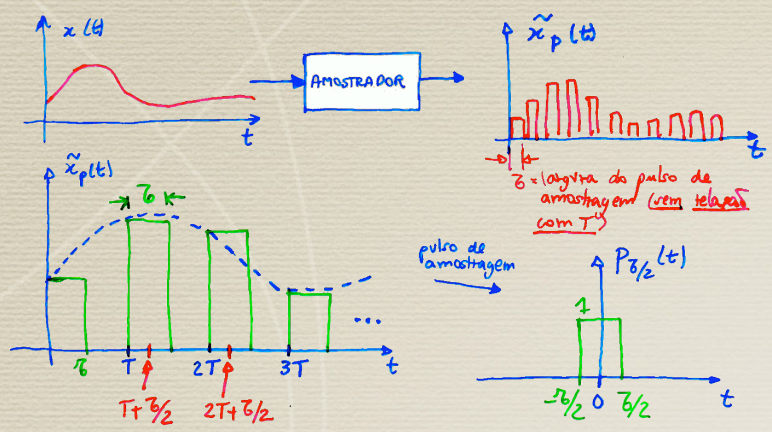


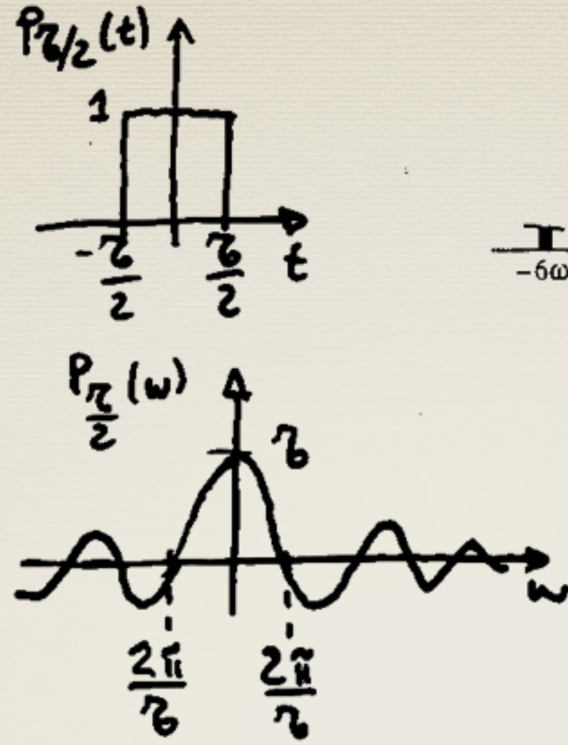
Espectro de amplitudes dos sinais de entrada e saída de um amostrador de largura de pulso finita.

a) Espectro de amplitude de um trem unitário de pulsos, $p(t)$;
b) Espectro de amplitudes de um sinal contínuo, $f(t)$;
c) Espectro de amplitude da saída amostrada ($w_s > 2\ w_c$);
d) Espectro de amplitude da saída amostrada ($w_s < 2\ w_c$).

Ref.: Kuo, B.C.; Digital Control Systems, 2nd Ed., Saunders College Pub., Cap 2.7: Mathematical Modeling of the Sampling Process.

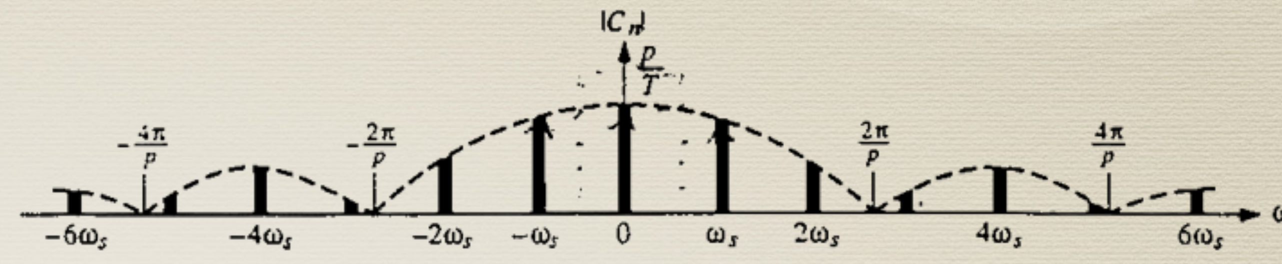
Amostragem por trem de pulsos

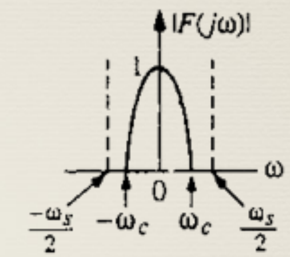


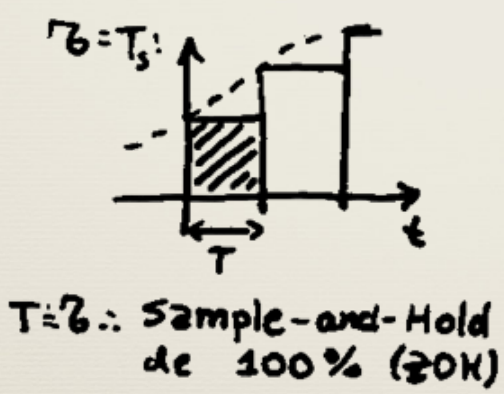


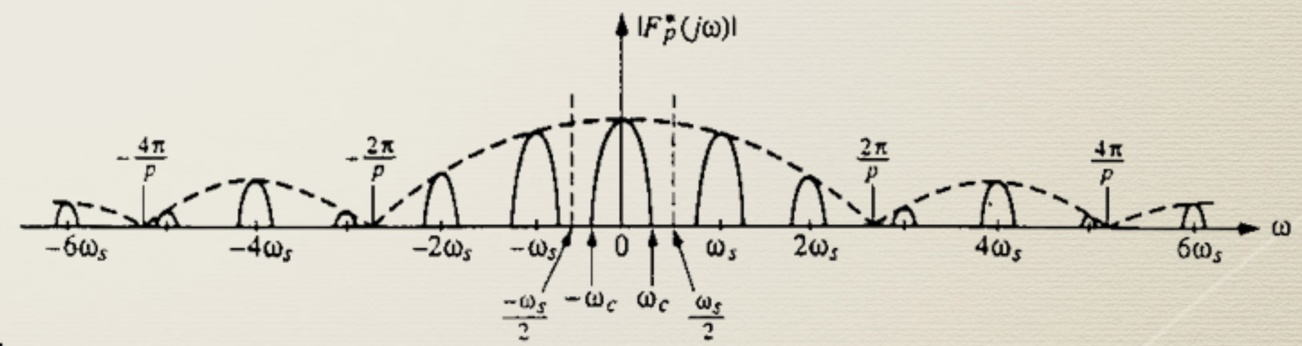
Espectro de amplitudes dos sinais de entrada e saída de um amostrador de largura de pulso finita.

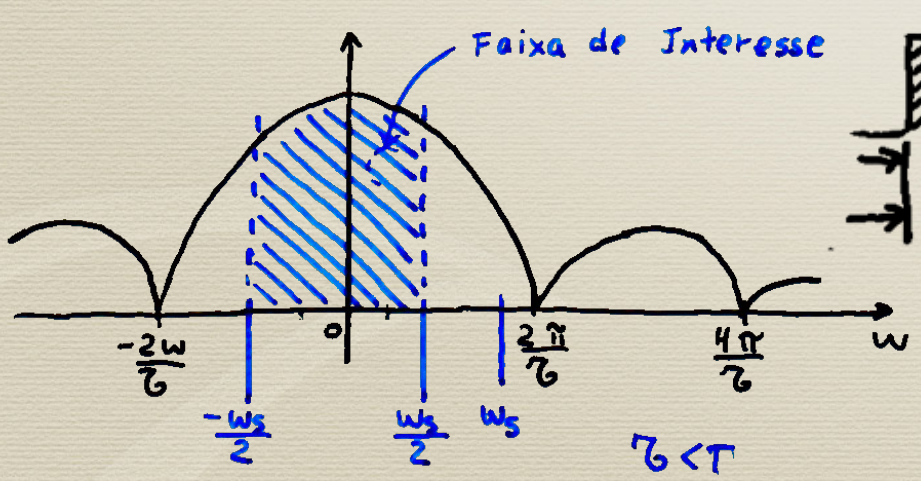
a) Espectro de amplitude de um trem unitário de pulsos, $p(t)$;
b) Espectro de amplitudes de um sinal contínuo, $f(t)$;
c) Espectro de amplitude da saída amostrada ($w_s > 2\ w_c$);
d) Espectro de amplitude da saída amostrada ($w_s < 2\ w_c$).

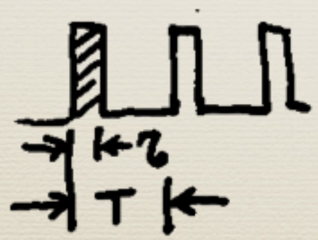

(a)

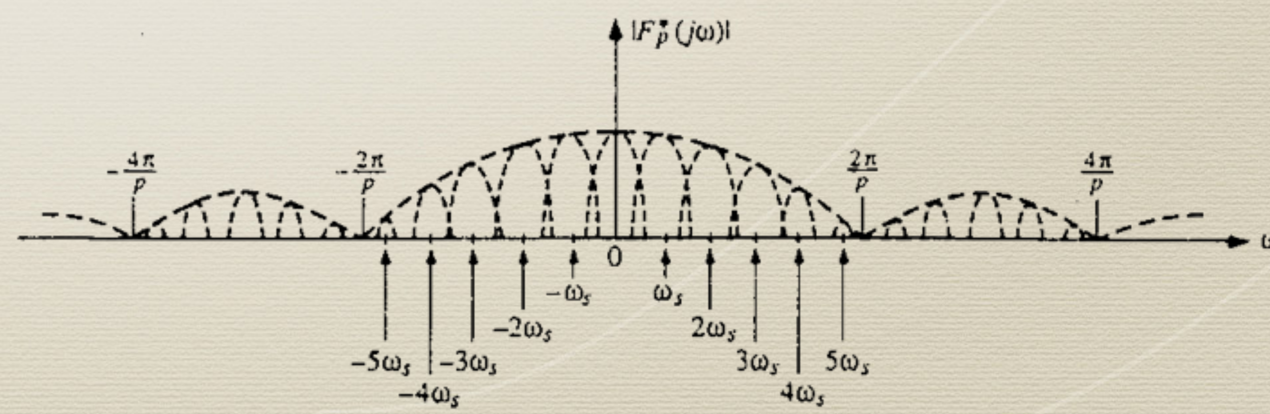

(b)



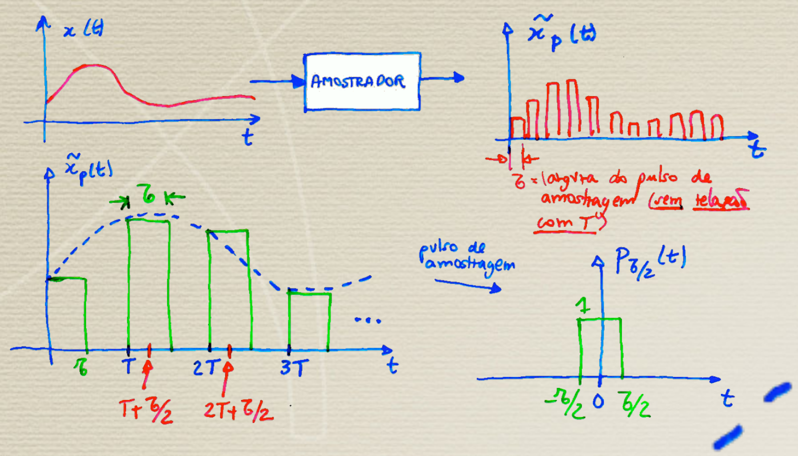

(c)

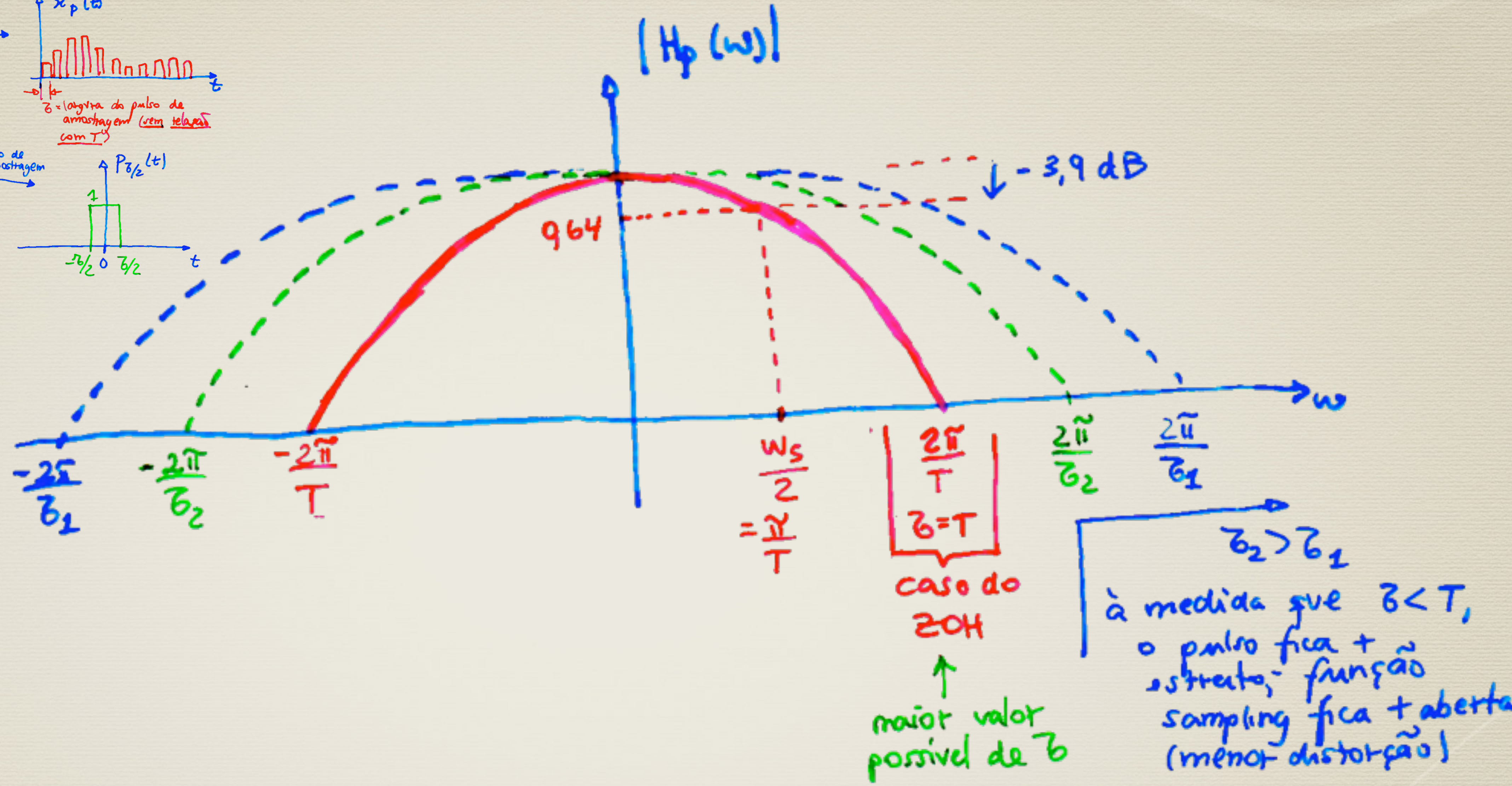





(d)

Distorção na Faixa de Interesse





Quando: $\tau = T$ ∴ "sample-and-Hold" de ordem zero (Z.O.H.)
(100% do ciclo do trabalho)

- embora $\tau = T$ gere o maior erro, é o mais usado por ser o mais simples de ser implementado, então:

$$\tilde{X}_p(w) = \frac{\tau}{T} \cdot S(w) \cdot \sum X(w - k \cdot w_s)$$

↳ fator de atenuação do espectro.

Sample-and-Holder

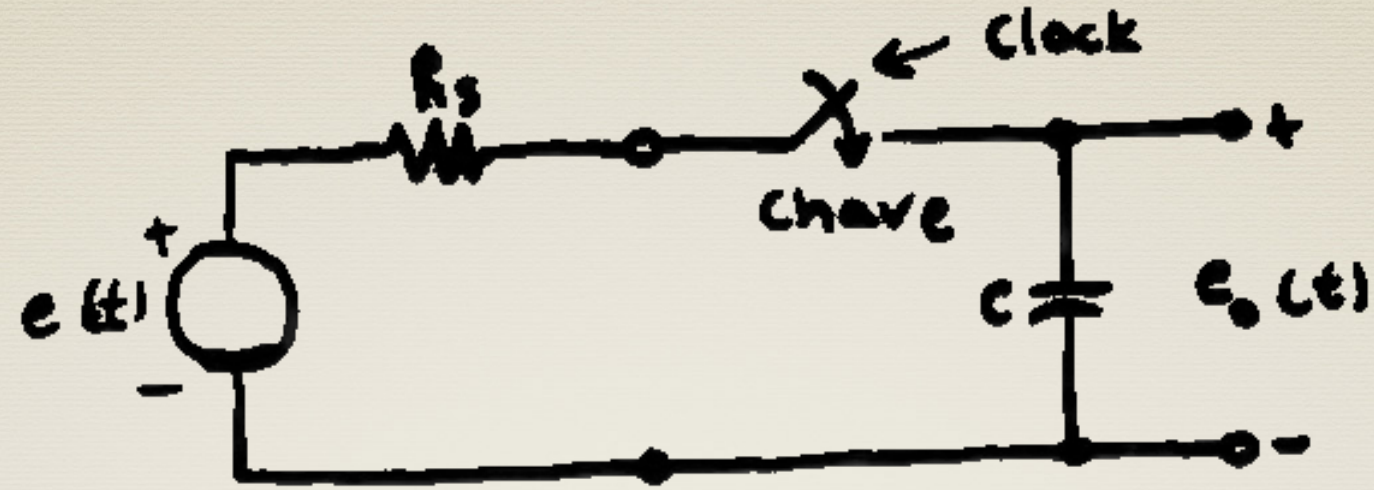


Fig. 2.8 - Circuito simples ilustrando o princípio de “sample-and-hold”.

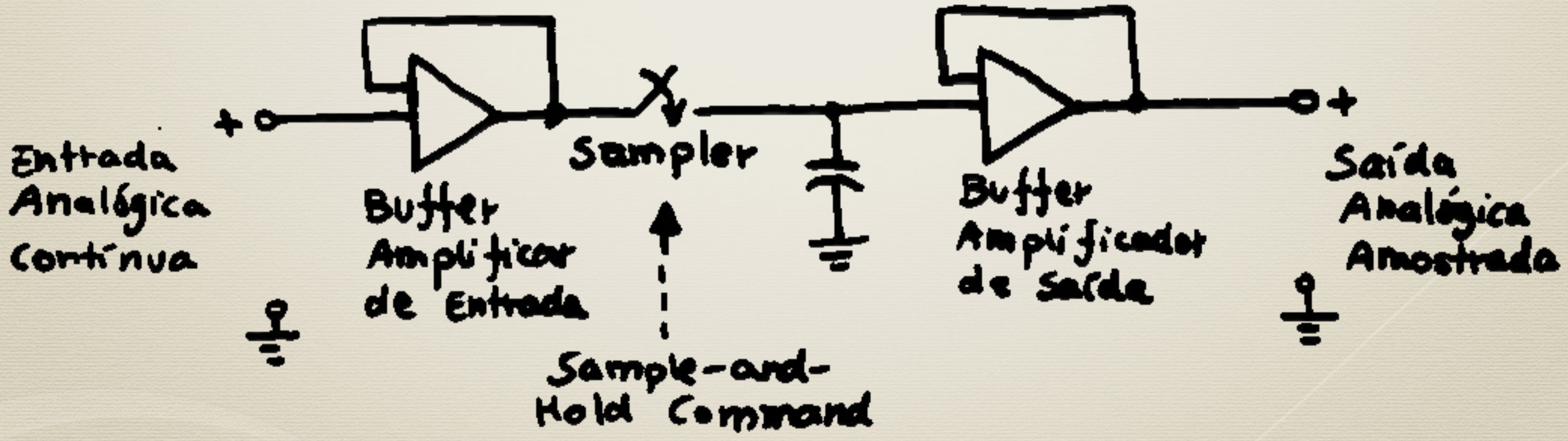


Fig. 2.9 - Dispositivo de “sample-and-hold”.

Sample-and-Holder

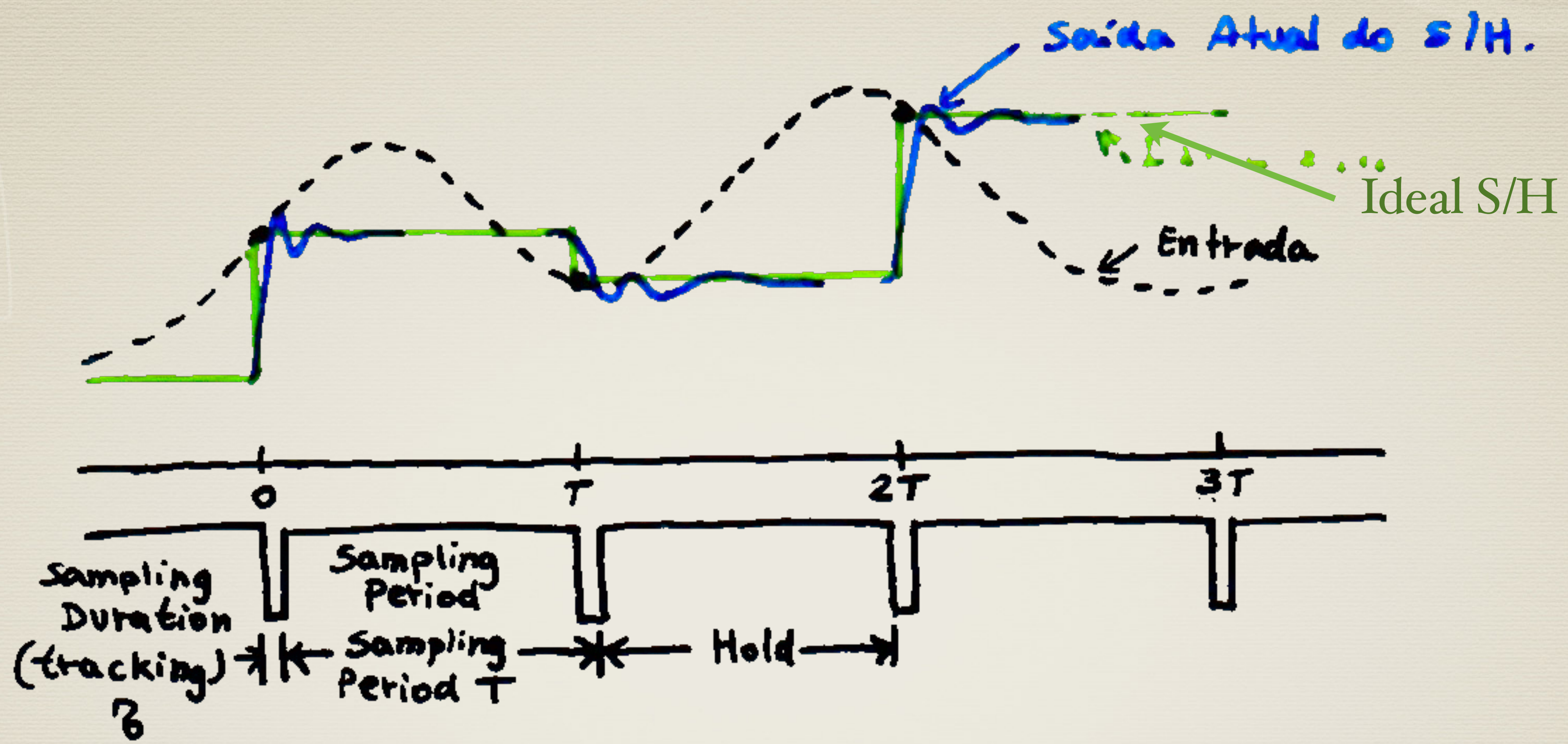


Fig. 2.10 - Entradas e saídas de um dispositivo de S/H com período de amostragem uniforme.

Resposta em Frequência de um ZOH

$$G_{ho}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

ou

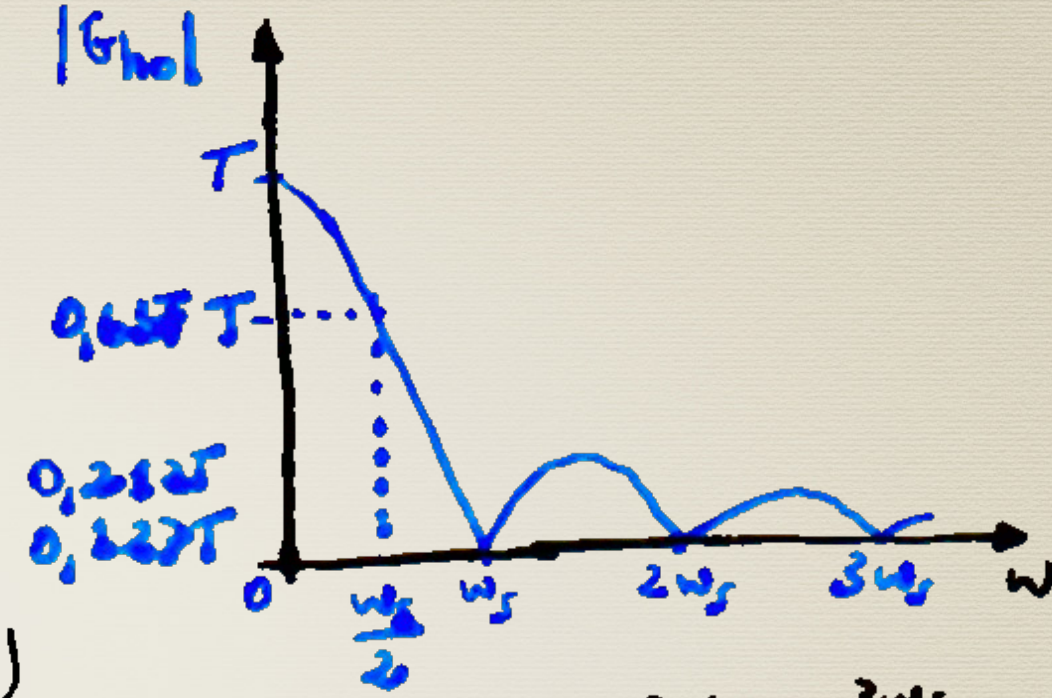
$$G_{ho}(j\omega) = \frac{1 - e^{-Tj\omega}}{j\omega}$$

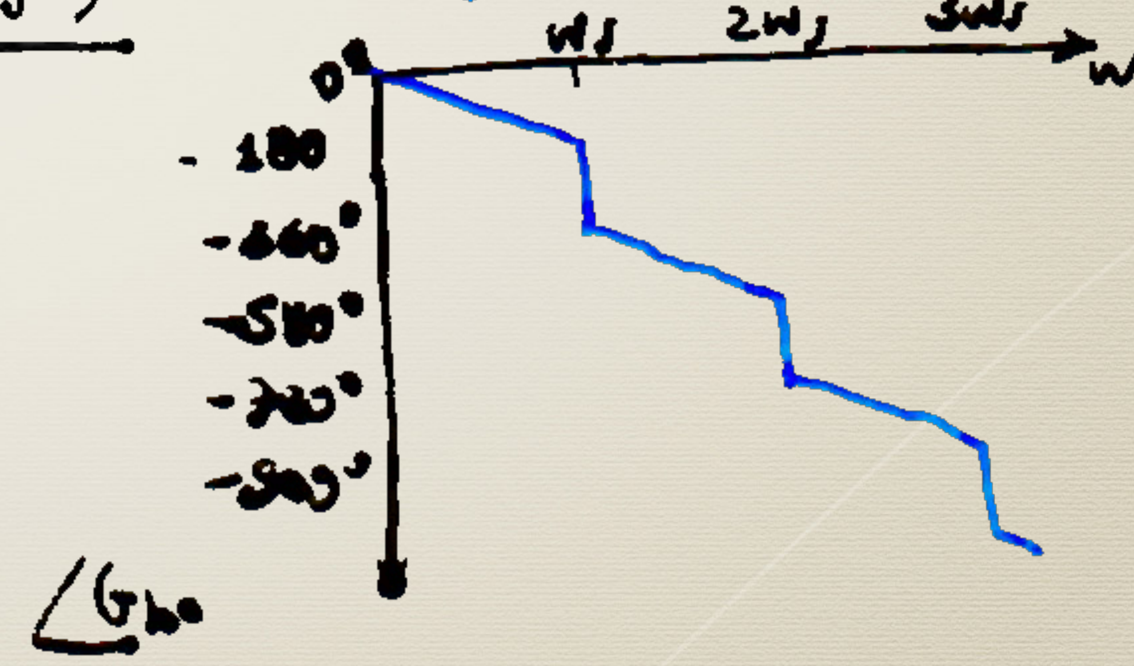
$$= \frac{2e^{-\frac{1}{2}\cdot Tj\omega}\left(e^{\frac{1}{2}\cdot Tj\omega} - e^{-\frac{1}{2}\cdot Tj\omega}\right)}{2j\omega}$$

usando relações de Euler

$$= T \cdot \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \cdot e^{-\frac{1}{2}\cdot Tj\omega}$$

$$|G_{ho}(j\omega)| = T \cdot \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2}$$





Resposta em Frequência de um Filtro Ideal

Note que a tranformada de Fourier plo filtro ideal se asemelha à do sustentador de ordem zero:

$$G_1(jw) = \begin{cases} 1, & -\frac{1}{2}w_s \le w \le \frac{1}{2}w_s \\ 0, & \text{outros casos} \end{cases}$$

[Ogata, p. 93]

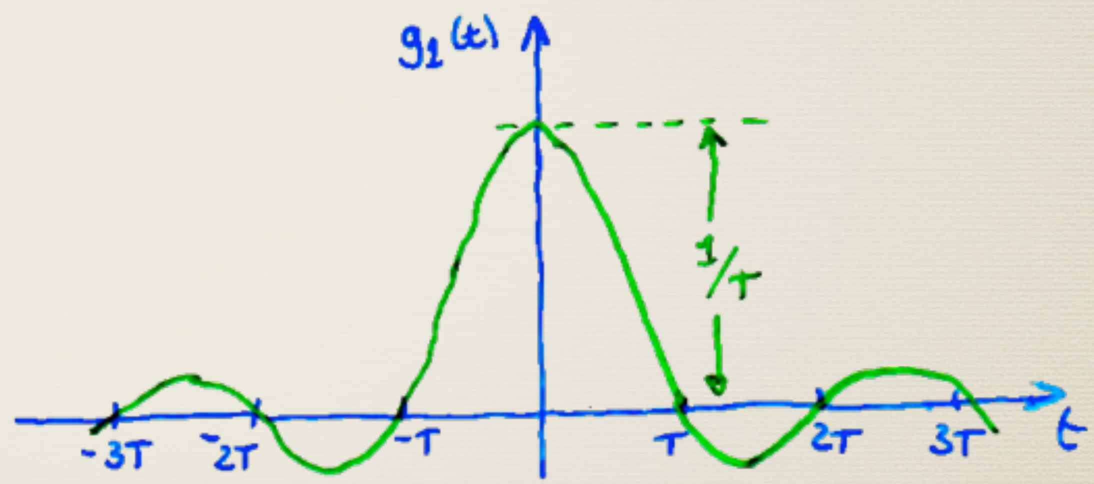
a transformada inversa de Fourier dá:

$$g_1(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} G_1(jw)\cdot e^{jwt}\cdot dw$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-w_s/2}^{w_s/2} e^{jwt}\cdot dw$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot jt}\left(e^{\frac{1}{2}jw_s t} - e^{-\frac{1}{2}jw_s t}\right)$$

$$= \frac{1}{\pi t}\cdot \sin\frac{w_s t}{2}$$



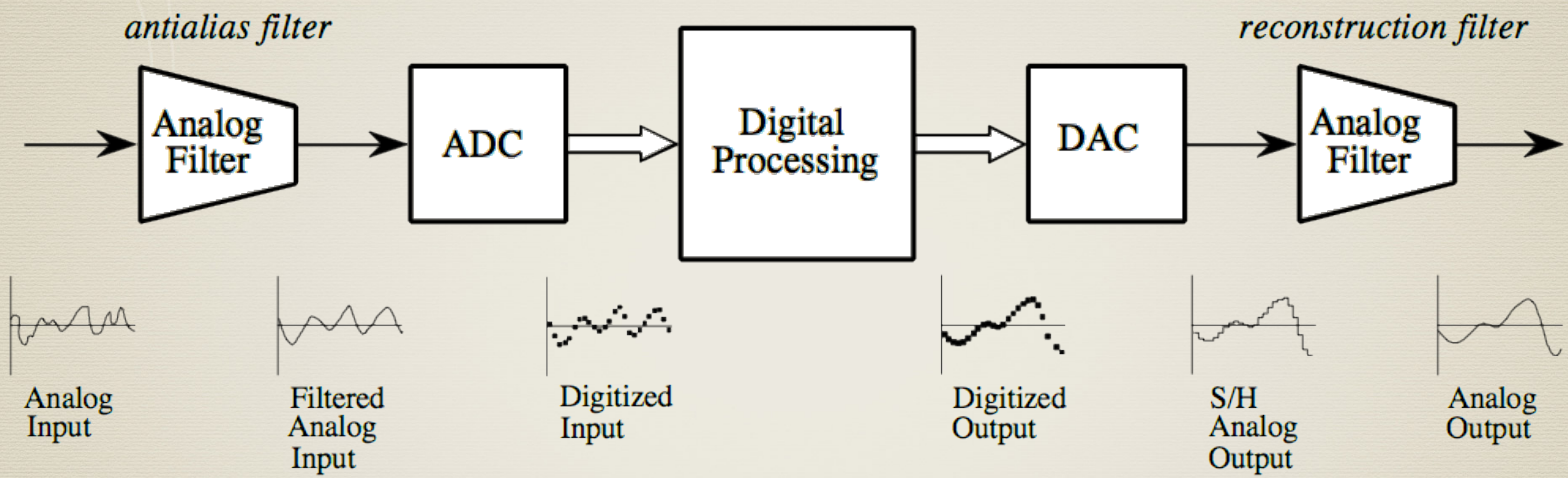
ou

$$g_1(t) = \frac{1}{T}\cdot\frac{\sin(w_s t/2)}{w_s t/2}$$

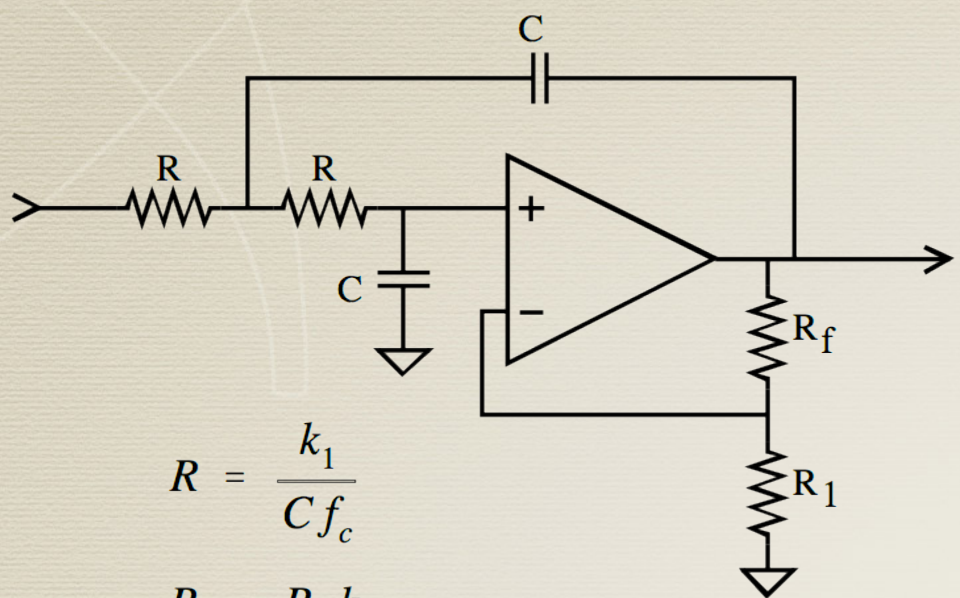
∴ resposta ao impulso de um Filtro PB ideal.

Note que a resposta se extende de $t=-\infty$ até $t=+\infty$. Isto é, existe (!?) uma resposta para $t<0$ para um impulso aplicado em $t=0$. Obviamente isto não é realizável no mundo físico real.

Filtros Analógicos



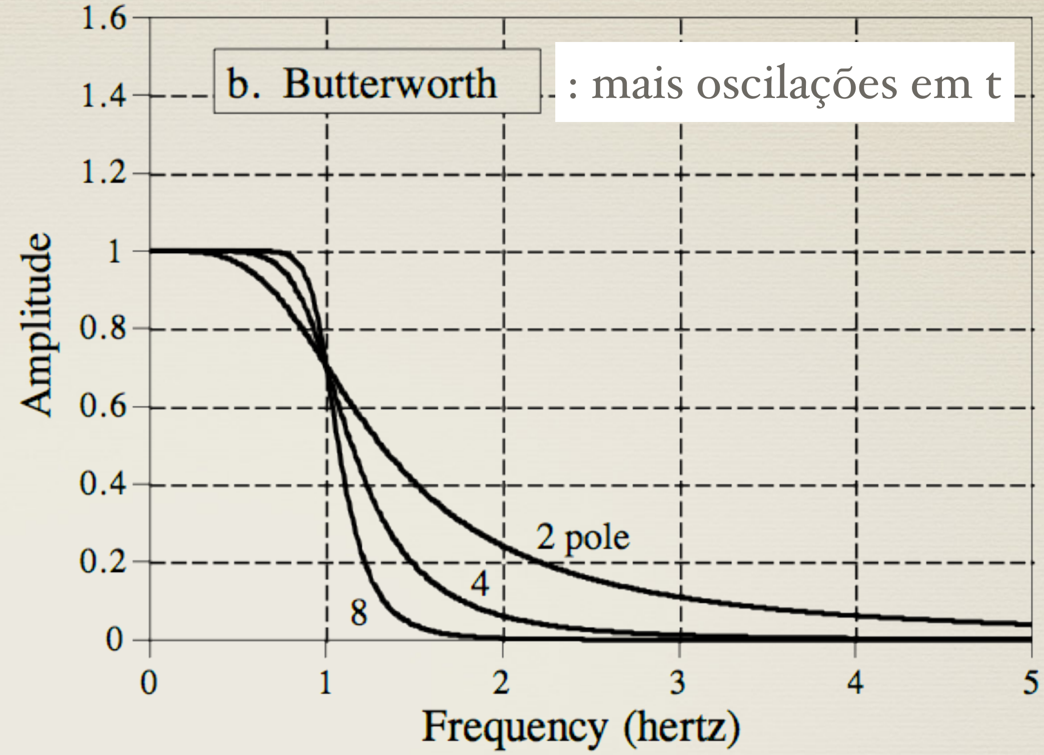
Filtros Analógicos



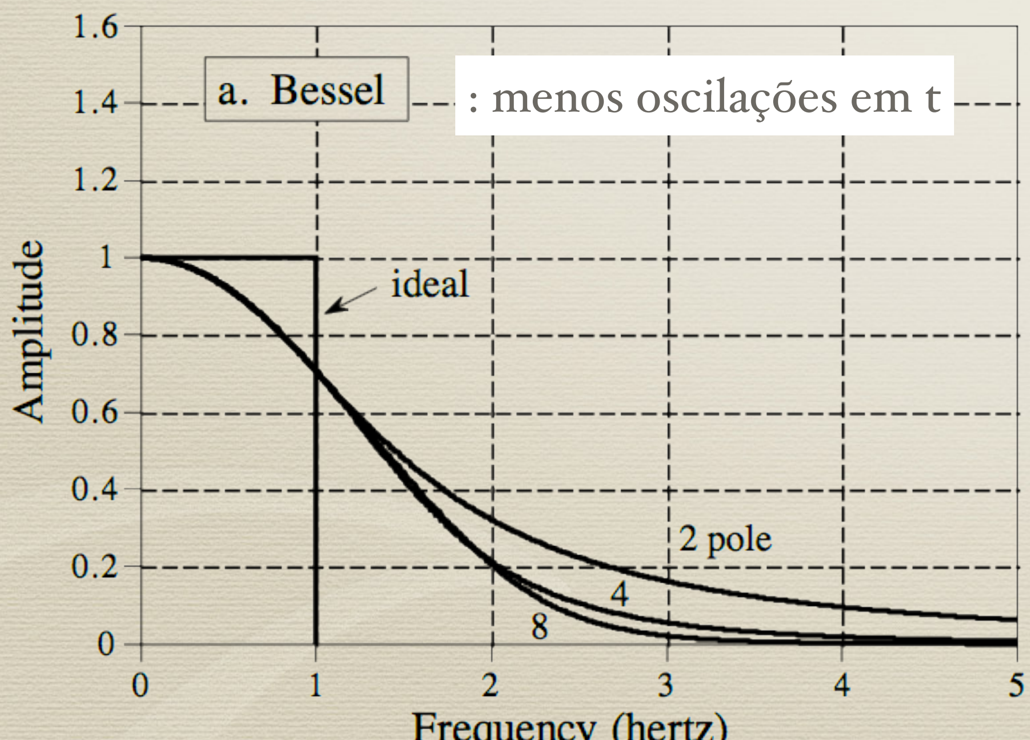
$$R = \frac{k_1}{C f_c}$$

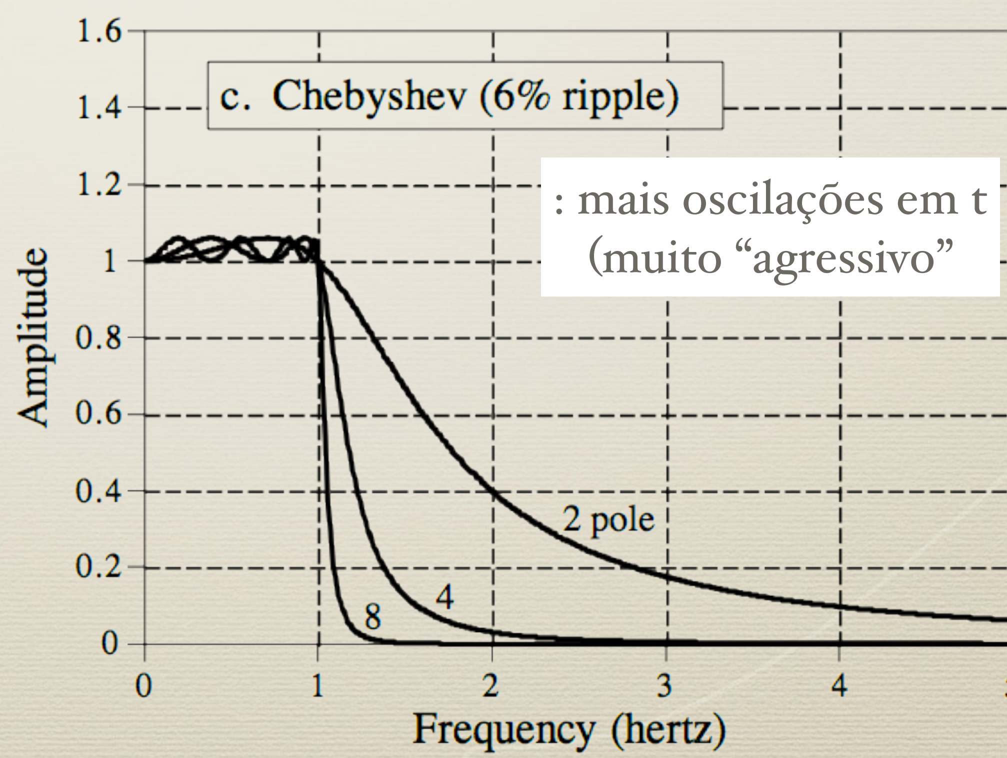
$$R_f = R_1 k_2$$

Filtro passa-baixa, estrutura Sallen-Key, de 2a-ordem.

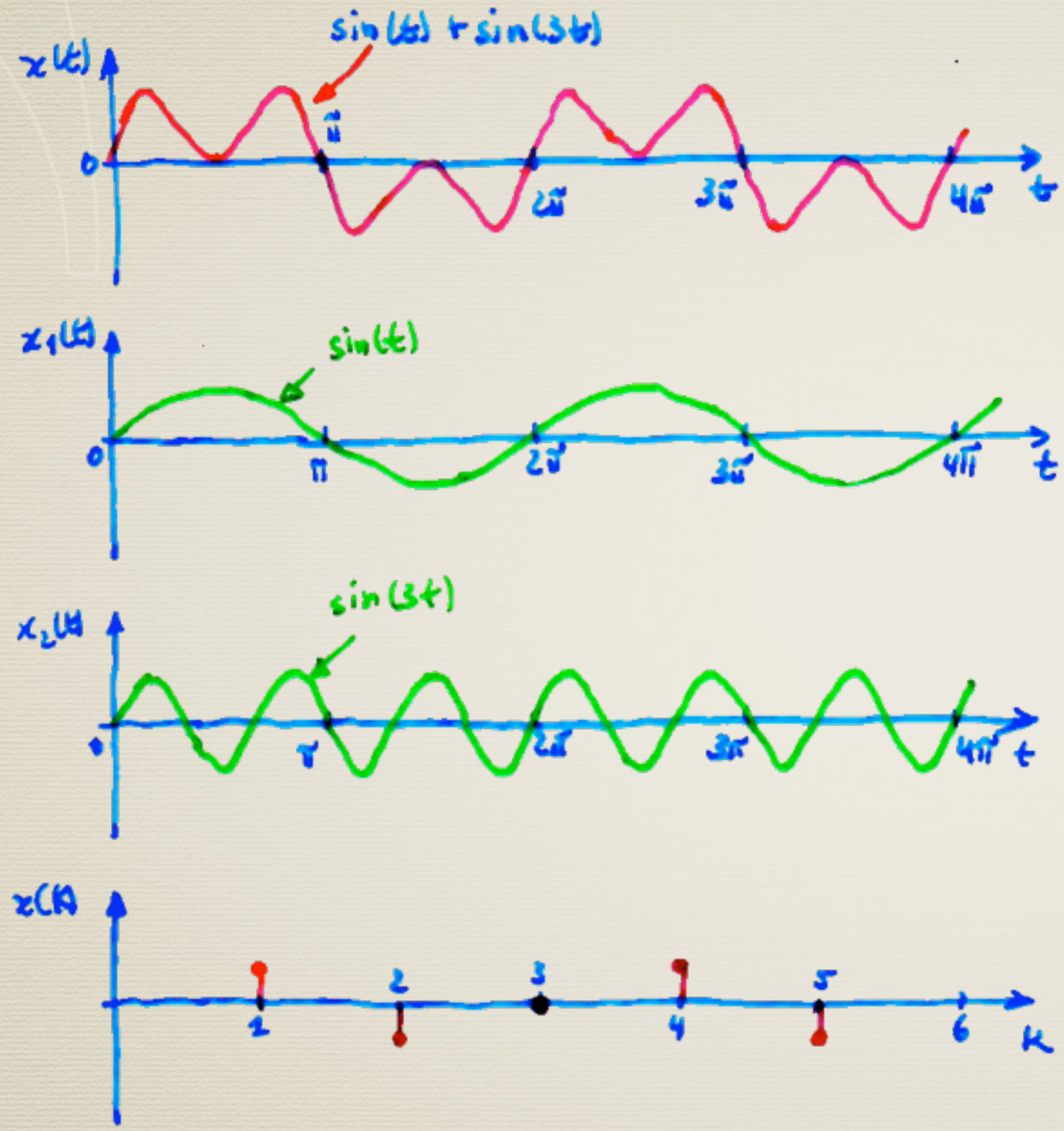


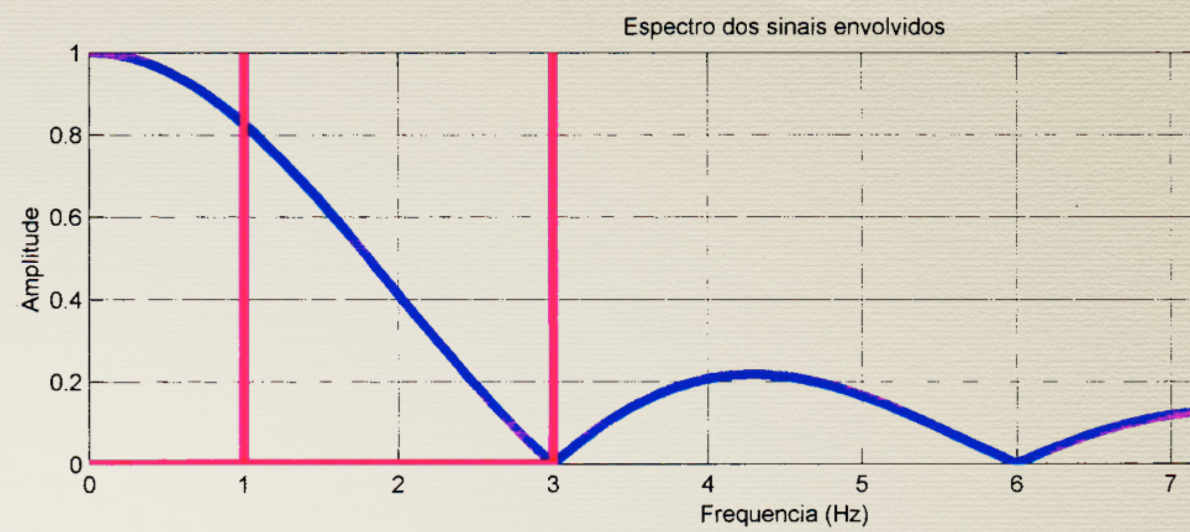
Obs.: Escalas (freq.) lineares!





Simulações:



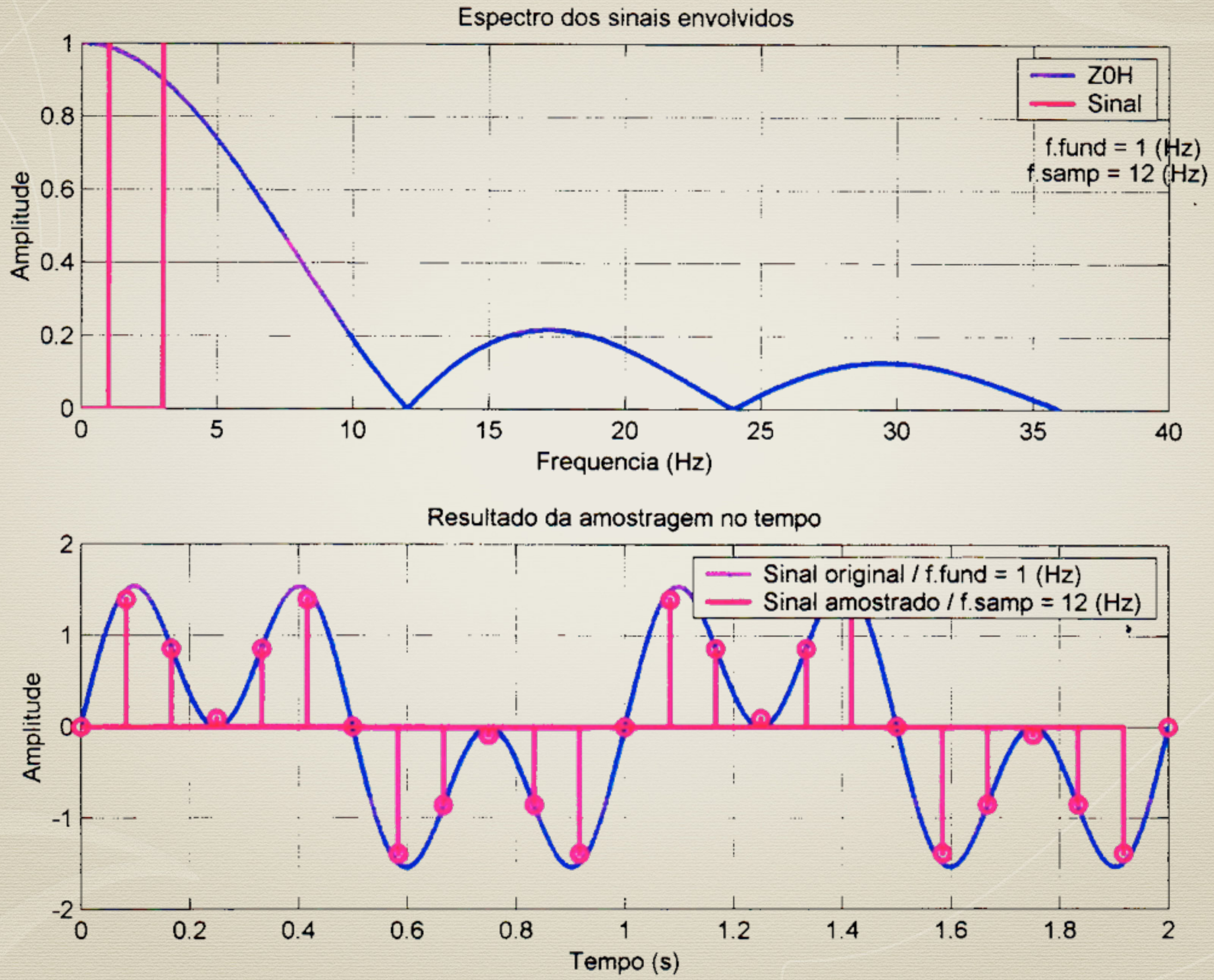


gráficos de $x(t) = \sin(t) + 3\sin(3t)$; $x_1(t) = \sin(t)$; $x_2(t) = \sin(3t)$,

sinal Amostrado: $x(k)$, onde $w_s = 3$ rad/s.

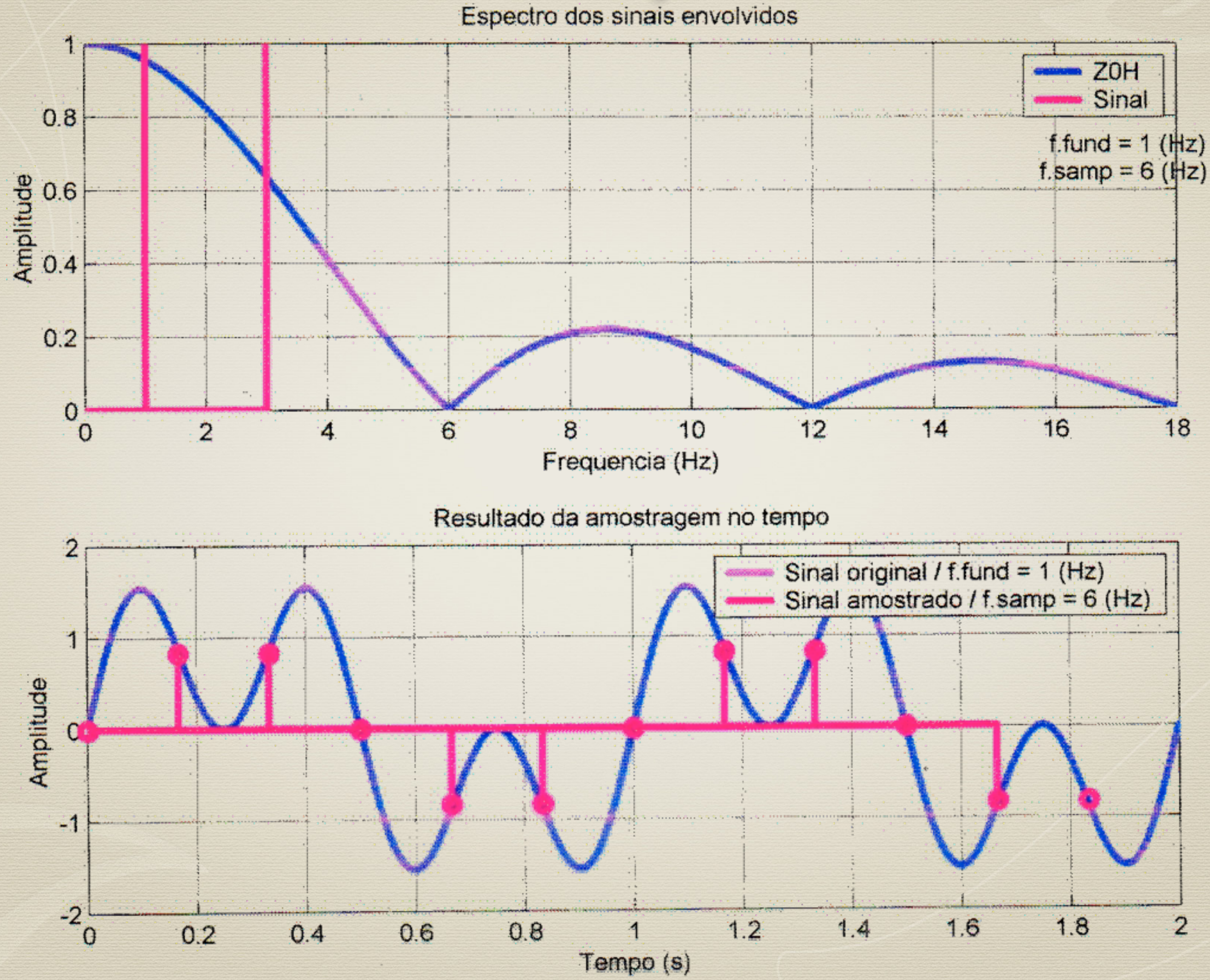
Note que não aparece a frequência: $w = 3$ rad/s.

Simulações:

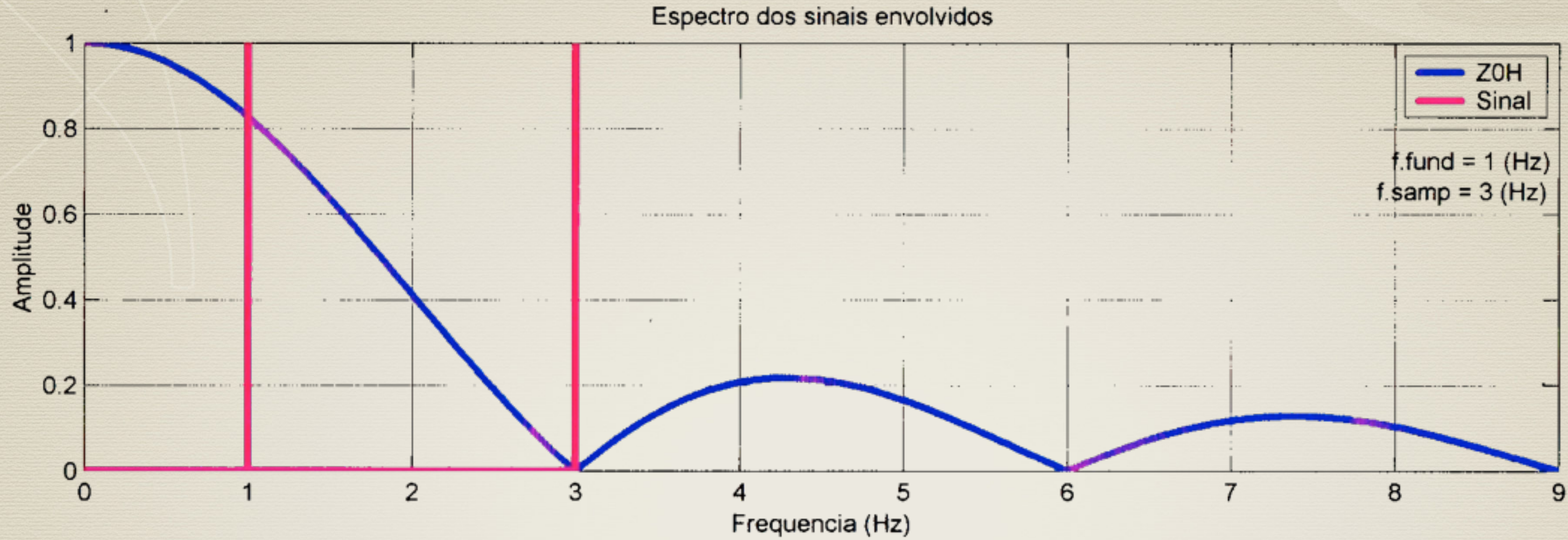


Espectro dos sinais envolvidos
Z0H
Sinal
f.fund = 1 (Hz)
f.samp = 12 (Hz)
Amplitude
Frequencia (Hz)
0 5 10 15 20 25 30 35 40
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1
Resultado da amostragem no tempo
Sinal original / f.fund = 1 (Hz)
Sinal amostrado / f.samp = 12 (Hz)
Amplitude
Tempo (s)
0 0.2 0.4 0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 1.8 2
-2 -1 0 1 2

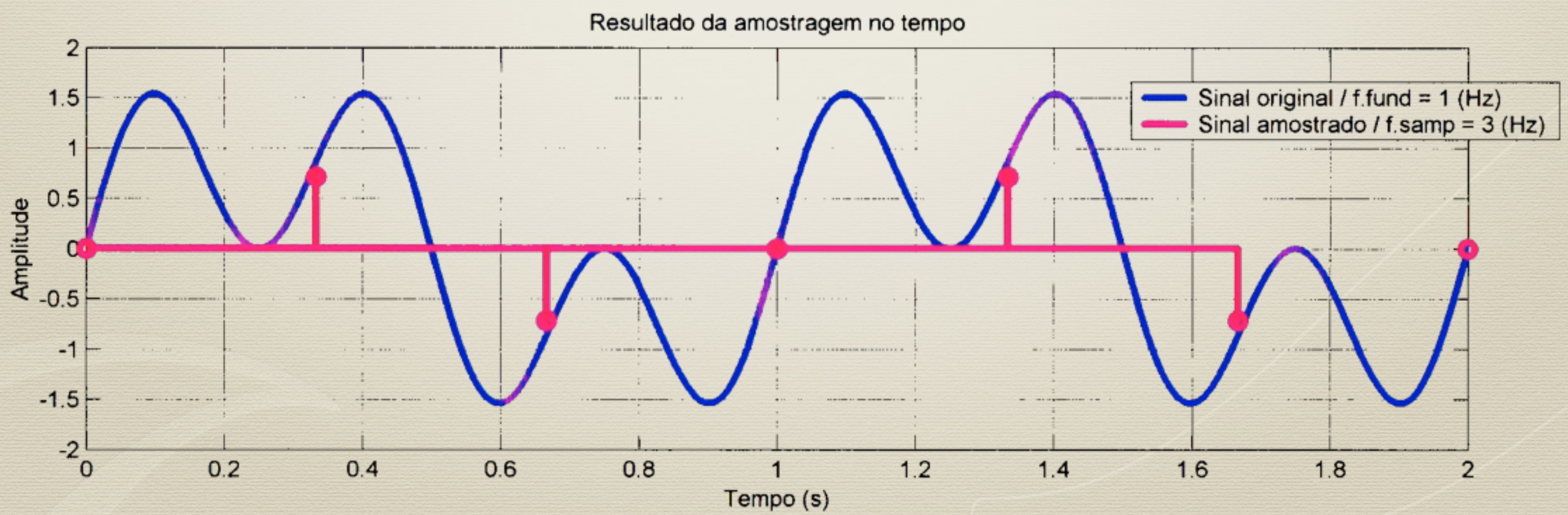
Simulações:


Espectro dos sinais envolvidos
Z0H
Sinal
f.fund = 1 (Hz)
f.samp = 6 (Hz)
Amplitude
Frequencia (Hz)
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
Resultado da amostragem no tempo
Sinal original / f.fund = 1 (Hz)
Sinal amostrado / f.samp = 6 (Hz)
Amplitude
Tempo (s)
-2
-1
0
1
2
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
1.4
1.6
1.8
2

Simulações:

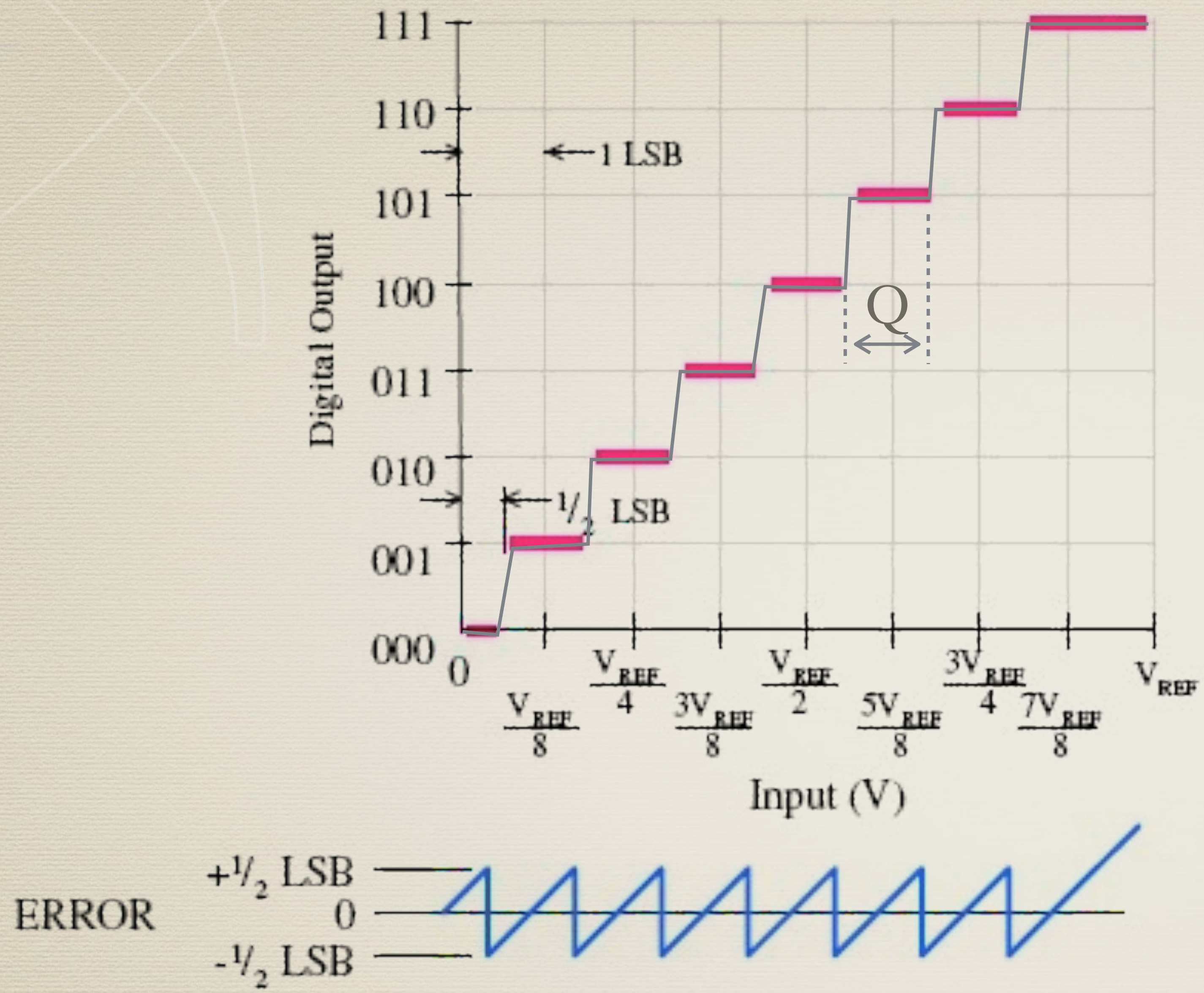


Espectro dos sinais envolvidos
Amplitude
Frequencia (Hz)
Z0H
Sinal
f.fund = 1 (Hz)
f.samp = 3 (Hz)



Resultado da amostragem no tempo
Amplitude
Tempo (s)
Sinal original / f.fund = 1 (Hz)
Sinal amostrado / f.samp = 3 (Hz)

Erro de Quantização



Erro de Quantização, $\mathcal{Q}$:

$$Q = \frac{FSR}{2^n}$$

onde:
FSR = Full Scale Range (maior faixa de entrada);
n=No. de bits.

No caso:
V_{REF}=10 Volts,

$$Q = \frac{10}{2^3} = 1,25\,V$$

Erro na amostragem:

$$\pm 0,625\,V\ (\pm 0,195\%)$$

Obs.: As maiores fontes de erro num sistema de aquisição digital se concentram no circuito de entrada que condiciona o sinal (filtro), limita sua escala (escala) e no circuito de sample-and-hold. Maiores que os comparados ao erro inerente à quatização do sinal de entrada.