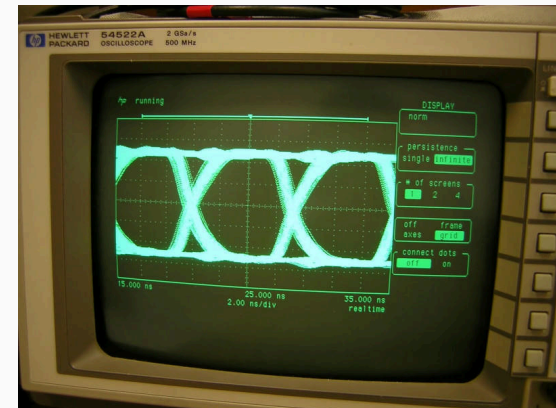


Sistemas de Comunicação I

Modulação por amplitude de pulso



Prof. Roberto Wanderley da Nóbrega

Instituto Federal de Santa Catarina

Modulação por amplitude de pulso



$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[n] p(t - nT_s)$$

Entrada:

- $\mathbf{u}[n]$: sequência de números reais.

Saída:

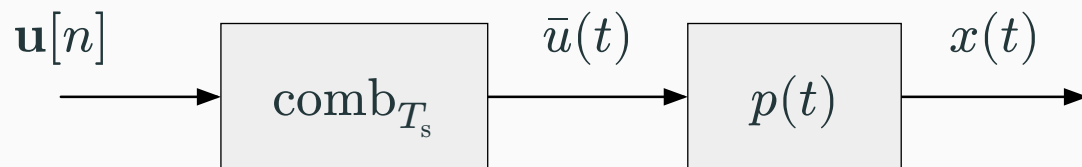
- $x(t)$: sinal modulado em PAM.

Parâmetros:

- T_s : intervalo de símbolo (s).
- $R_s = 1/T_s$: taxa de símbolos (símbolos/s $\stackrel{\text{def}}{=} \text{baud}$).
- $p(t)$: pulso de formatação.

Modelo matemático alternativo

Do ponto de vista matemático (e também de simulação), é útil separar o modulador conforme as duas etapas abaixo.



De fato,

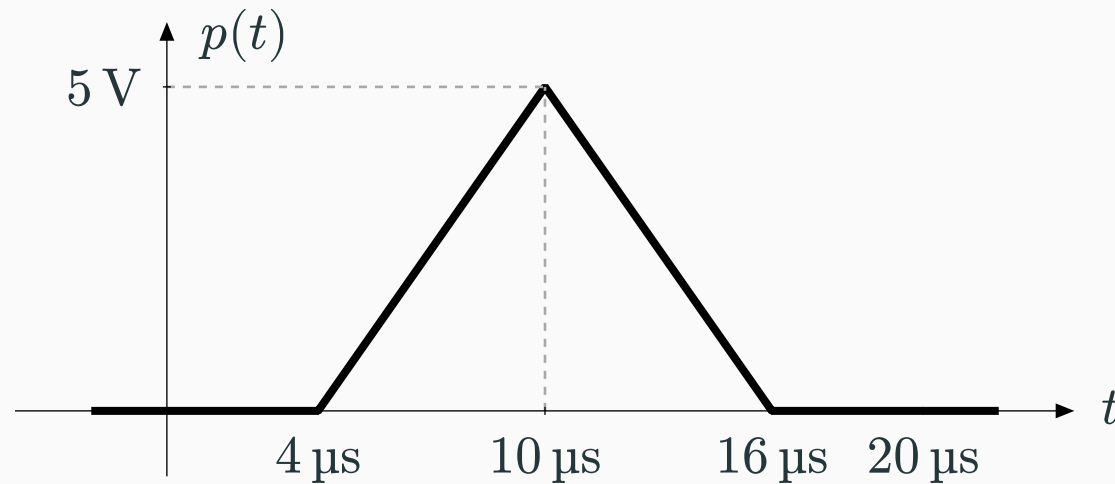
$$\bar{u}(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} u[n] \delta(t - nT_s)$$

e, portanto,

$$x(t) = p(t) \star \bar{u}(t) = p(t) \star \sum_{n \in \mathbb{Z}} u[n] \delta(t - nT_s) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} u[n] p(t - nT_s).$$

Exercício

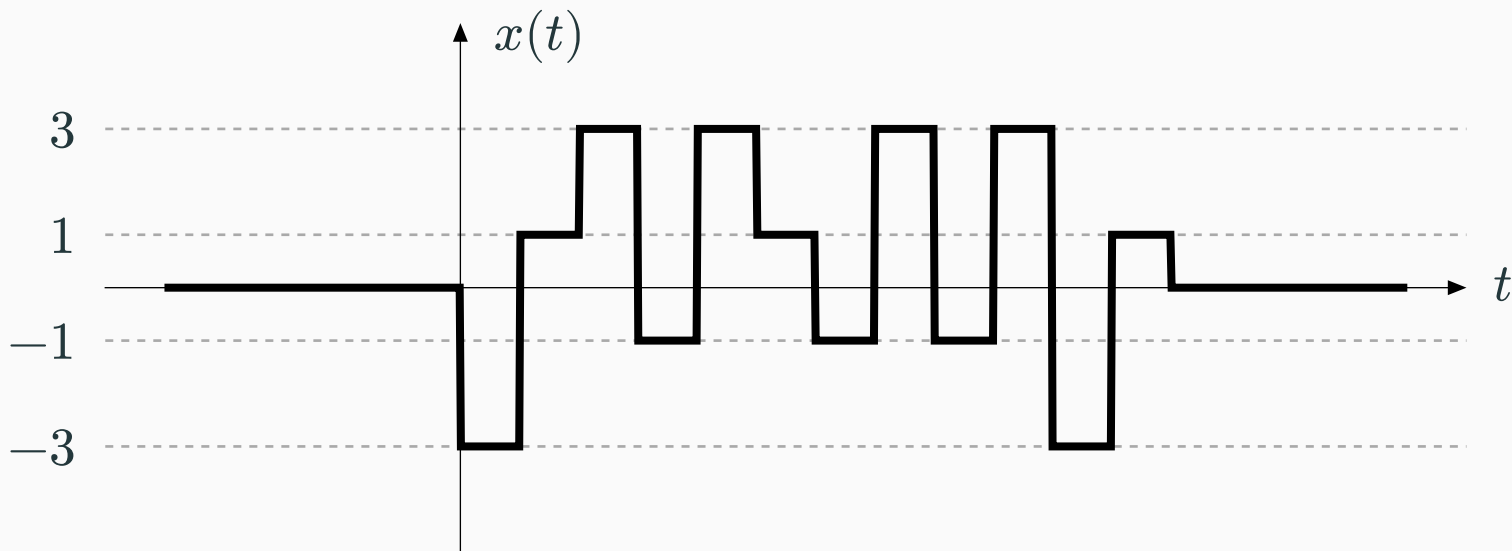
Seja $R_s = 50$ kbaud e $p(t)$ como abaixo. Esboce o sinal $x(t)$ modulado em PAM correspondente à sequência de entrada $\mathbf{u}[n] = [0.4, -0.1, -0.5, 0.8, -0.2]$.



Possíveis escolhas de pulsos

A escolha do pulso $p(t)$ depende da aplicação. Algumas opções são:

- Pulso retangular.



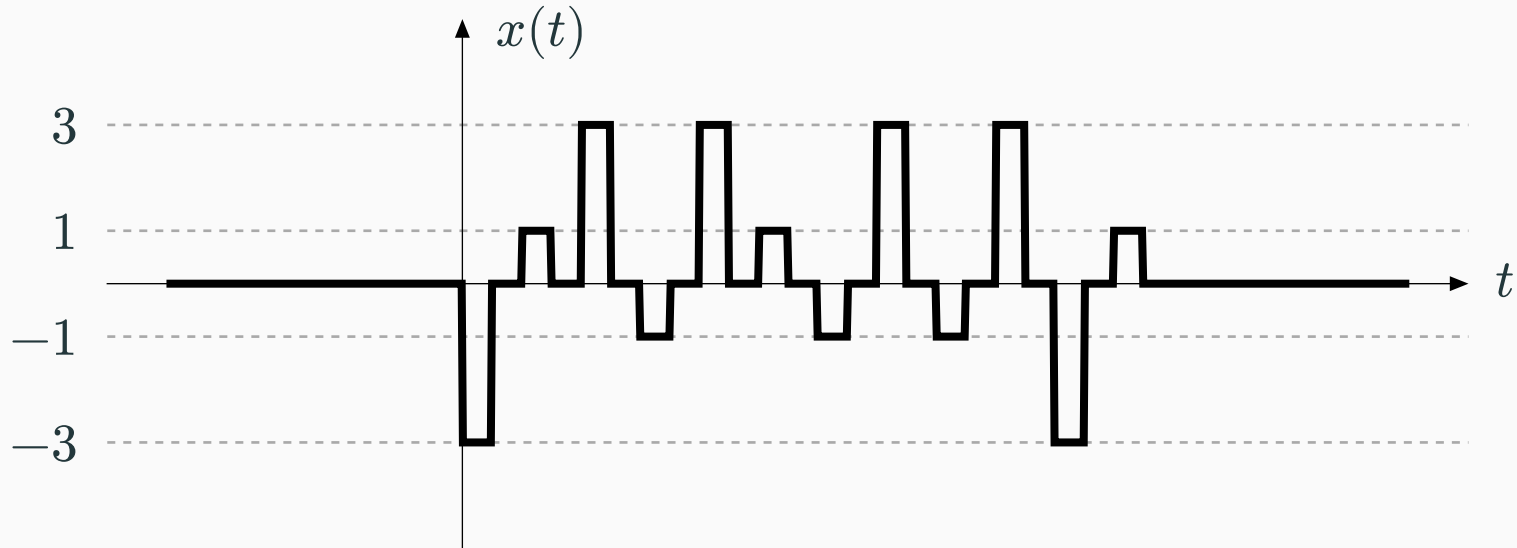
- Pulso sinc.

No decorrer da disciplina encontraremos outros pulsos.

Possíveis escolhas de pulsos

A escolha do pulso $p(t)$ depende da aplicação. Algumas opções são:

- Pulso retangular.



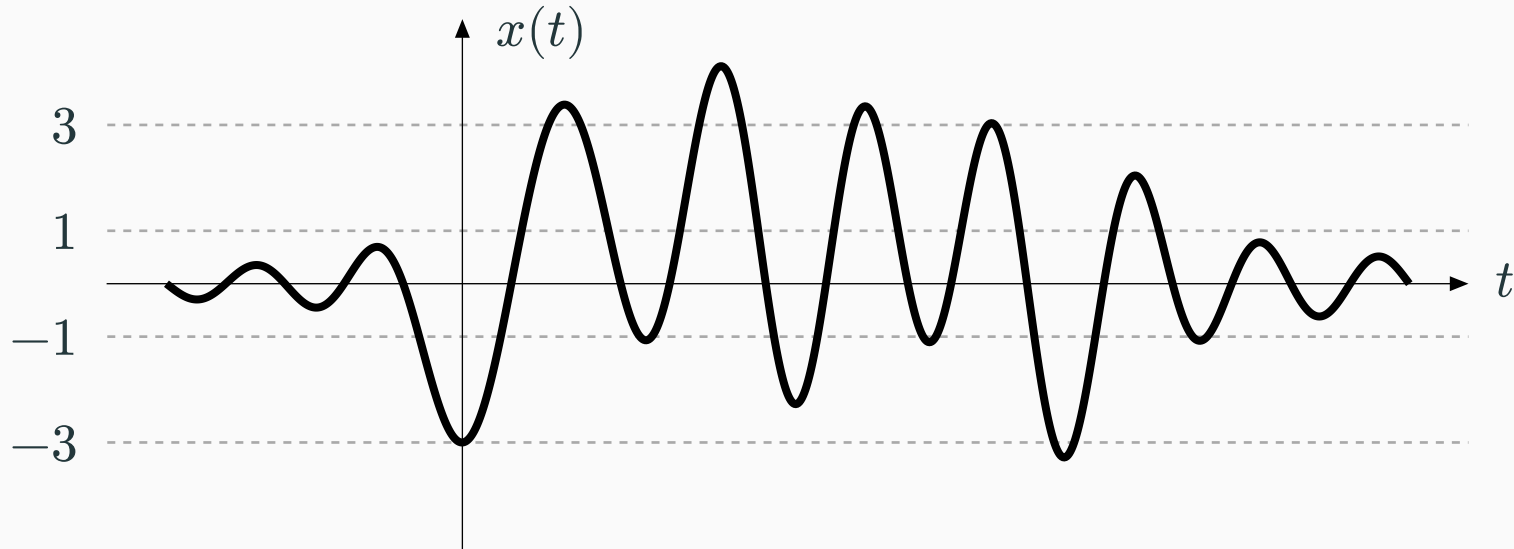
- Pulso sinc.

No decorrer da disciplina encontraremos outros pulsos.

Possíveis escolhas de pulsos

A escolha do pulso $p(t)$ depende da aplicação. Algumas opções são:

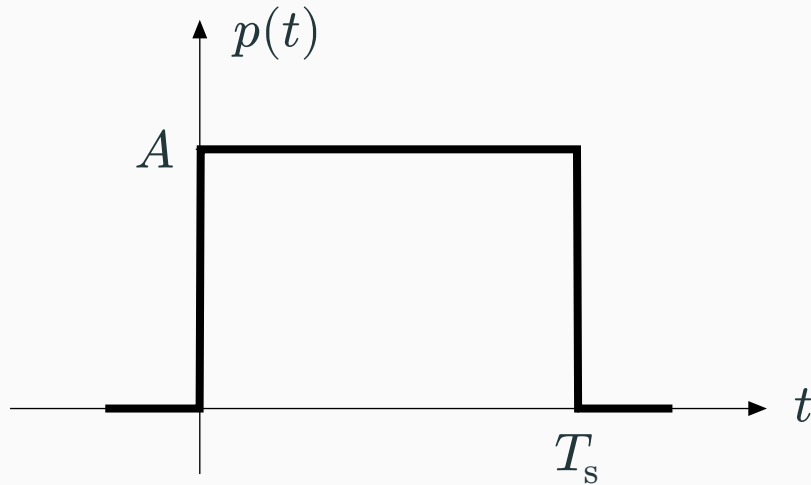
- Pulso retangular.
- Pulso sinc.



No decorrer da disciplina encontraremos outros pulsos.

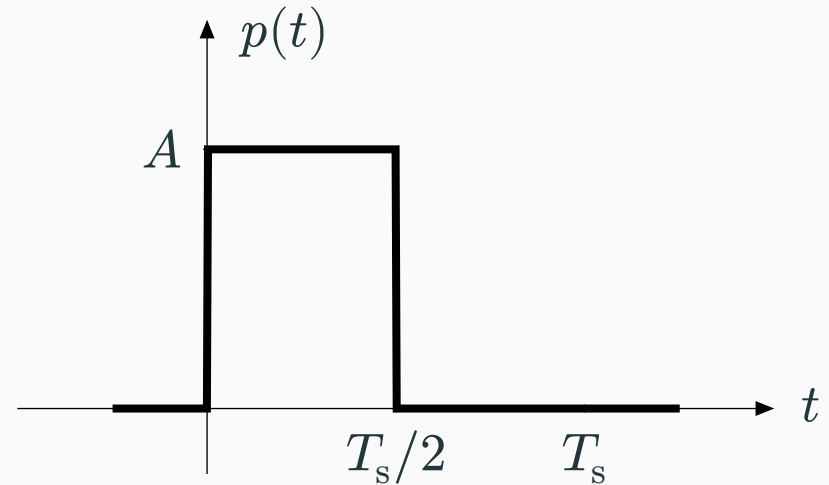
Pulso retangular

Retangular NRZ (*non-return-to-zero*)



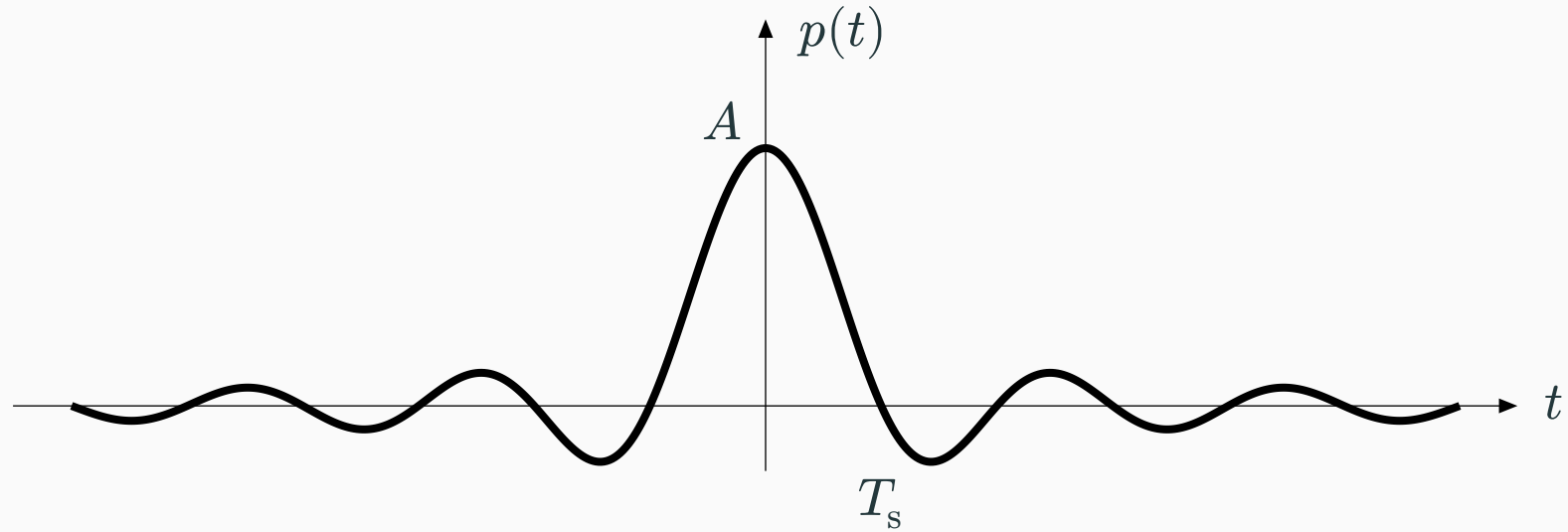
$$p(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t - T_s/2}{T_s}\right)$$

Retangular RZ (*return-to-zero*)



$$p(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t - T_s/4}{T_s/2}\right)$$

Pulso sinc



$$p(t) = A \operatorname{sinc}(t/T_s)$$

O pulso sinc tem duração ilimitada, mas espectro limitado.

Teorema: Densidade espectral de potência de um sinal PAM

Seja $\mathbf{u}[n]$ é um processo estocástico de tempo discreto, estacionário no sentido amplo, com média $\mu_{\mathbf{u}}$ e autocovariância $C_{\mathbf{u}}[\ell]$. Então o sinal PAM

$$x(t) = \sum_{n \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[n] p(t - nT_s)$$

é *cicloestacionário no sentido amplo*, com densidade espectral de potência dada por

$$S_x(f) = \frac{1}{T_s} |P(f)|^2 S_{\mathbf{u}}(T_s f),$$

onde

- $P(f) = \mathcal{F}\{p(t)\}$ é o espectro de $p(t)$;
- $S_{\mathbf{u}}(\phi) = \mathcal{F}\{C_{\mathbf{u}}[\ell] + \mu_{\mathbf{u}}^2\}$ é a densidade espectral de potência de $\mathbf{u}[n]$.

Para mais detalhes, veja [1, Sec 3.4].

Exercício

Determine a densidade espectral de potência do sinal PAM resultante $x(t)$ considerando

(a) $\mathbf{u}[n] \stackrel{\text{iid}}{\sim} \text{Uniform}(\{\pm 1, \pm 3\})$, com $p(t)$ pulso retangular NRZ.

(b) $\mathbf{u}[n] = \mathbf{z}[n] + \mathbf{z}[n - 1]$, onde $\mathbf{z}[n] \stackrel{\text{iid}}{\sim} \text{Normal}(0, 1)$, com $p(t)$ pulso sinc.

Exercício

Determine a densidade espectral de potência do sinal PAM resultante $x(t)$ considerando

(a) $\mathbf{u}[n] \stackrel{\text{iid}}{\sim} \text{Uniform}(\{\pm 1, \pm 3\})$, com $p(t)$ pulso retangular NRZ.

(b) $\mathbf{u}[n] = \mathbf{z}[n] + \mathbf{z}[n - 1]$, onde $\mathbf{z}[n] \stackrel{\text{iid}}{\sim} \text{Normal}(0, 1)$, com $p(t)$ pulso sinc.

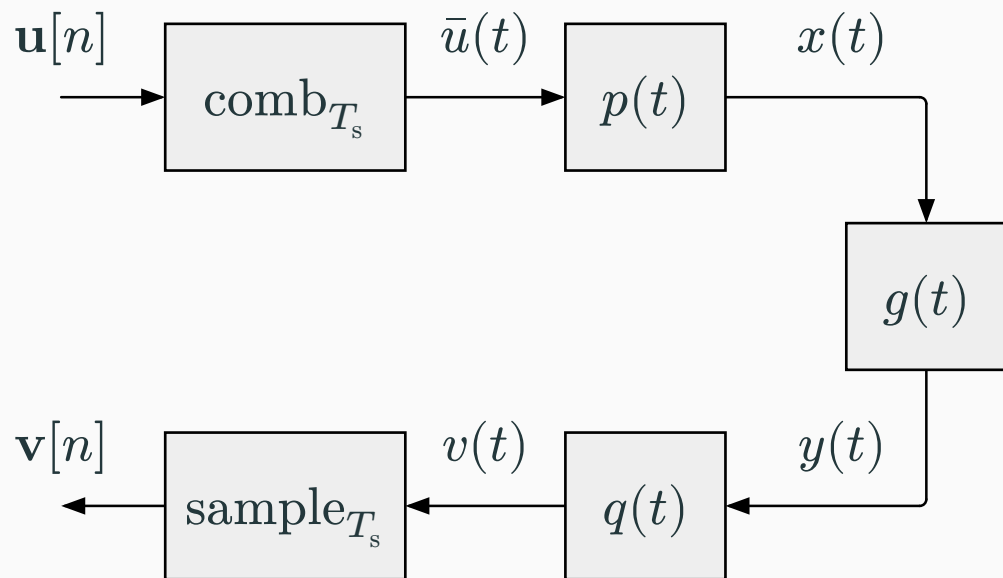
Respostas:

(a) $S_x(f) = 5A^2T_s \text{sinc}^2(T_s f).$

(b) $S_x(f) = 4A^2T_s \cos^2(\pi T_s f) \text{rect}(T_s f).$

Canal com resposta limitada em frequência

Assumiremos agora um canal com **resposta limitada em frequência** e ausência de ruído.



Sinais envolvidos:

- $\mathbf{u}[n]$: sequência de entrada.
- $x(t)$: sinal enviado (PAM).
- $y(t)$: sinal recebido.
- $\mathbf{v}[n]$: sequência de saída.

Pulsos:

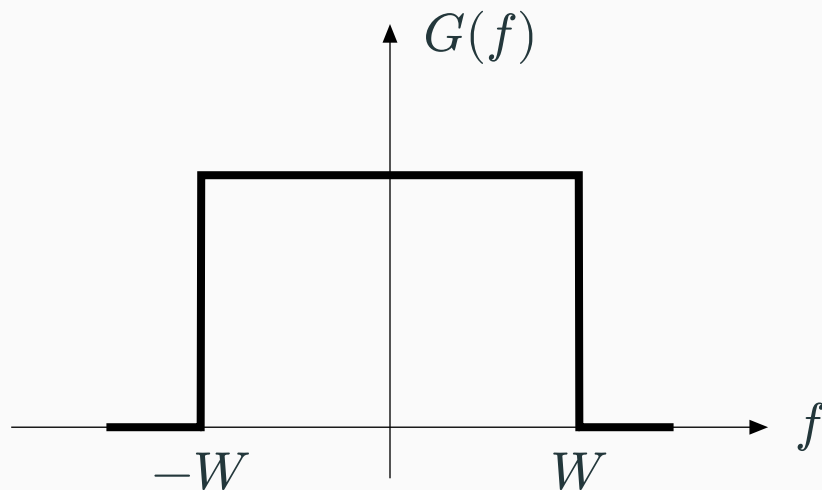
- $p(t)$: pulso de transmissão.
- $g(t)$: resposta ao impulso do canal.
- $q(t)$: pulso de recepção.

Modelo da resposta em frequência do canal

O canal será modelado por um sistema LTI com resposta em frequência dada por

$$G(f) = \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right),$$

onde W é a largura de banda do canal.



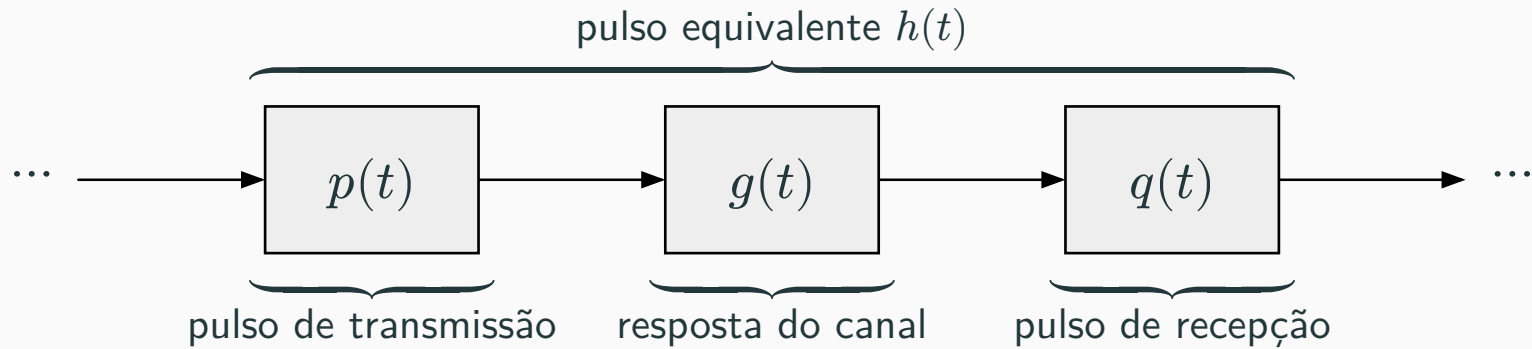
- Os pulsos $p(t)$ e $q(t)$ podem ser escolhidos pelo projetista. Já a resposta ao impulso do canal, $g(t) = \mathcal{F}^{-1}\{G(f)\}$, não pode ser alterada.
- A inclusão do filtro de recepção $q(t)$ pode parecer desnecessária. Isso fará mais sentido quando estudarmos o desempenho do sistema na presença de ruído.

Pulso equivalente do sistema

Define-se a cascata

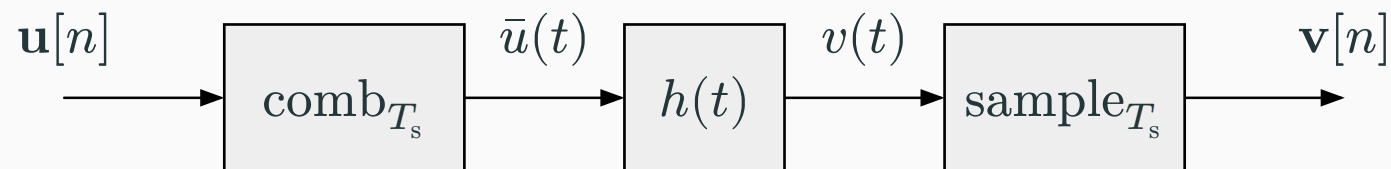
$$h(t) = p(t) \star g(t) \star q(t)$$

como sendo o **pulso equivalente** do sistema.



Pulso equivalente do sistema

Com essa definição, o sistema se simplifica como abaixo.



Note que a operação $\mathbf{u}[n] \mapsto v(t)$ é PAM, mas com pulso $h(t)$. Assim,

$$v(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[i] h(t - iT_s)$$

e portanto

$$\mathbf{v}[n] = v(nT_s) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[i] h(nT_s - iT_s).$$

Interferência intersimbólica

Abrindo o somatório:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}[n] &= \sum_{i \in \mathbb{Z}} h(nT_s - iT_s) \mathbf{u}[i] \\ &= \underbrace{\cdots + h(T_s) \mathbf{u}[n-1]}_{\text{indesejado}} + \underbrace{h(0) \mathbf{u}[n]}_{\text{desejado}} + \underbrace{h(-T_s) \mathbf{u}[n+1] + \cdots}_{\text{indesejado}}. \end{aligned}$$

Os termos indesejados são chamados de **interferência intersimbólica (ISI)**.

Critério de Nyquist para ISI nula

Teorema. (*H. Nyquist, 1928*) Para evitar interferência intersimbólica, é necessário que o pulso equivalente do sistema satisfaça (no domínio do tempo)

$$h(nT_s) = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0, \end{cases}$$

ou, equivalentemente (no domínio da frequência),

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} H(f - kR_s) = T_s,$$

onde $H(f) = \mathcal{F}\{h(t)\}$.

Demonstração

Novamente, faremos uso do pente de Dirac. A condição no domínio do tempo equivale a

$$h(t) \sum_{n \in \mathbb{Z}} \delta(t - nT_s) = \delta(t).$$

Tomando a transformada de Fourier, obtemos

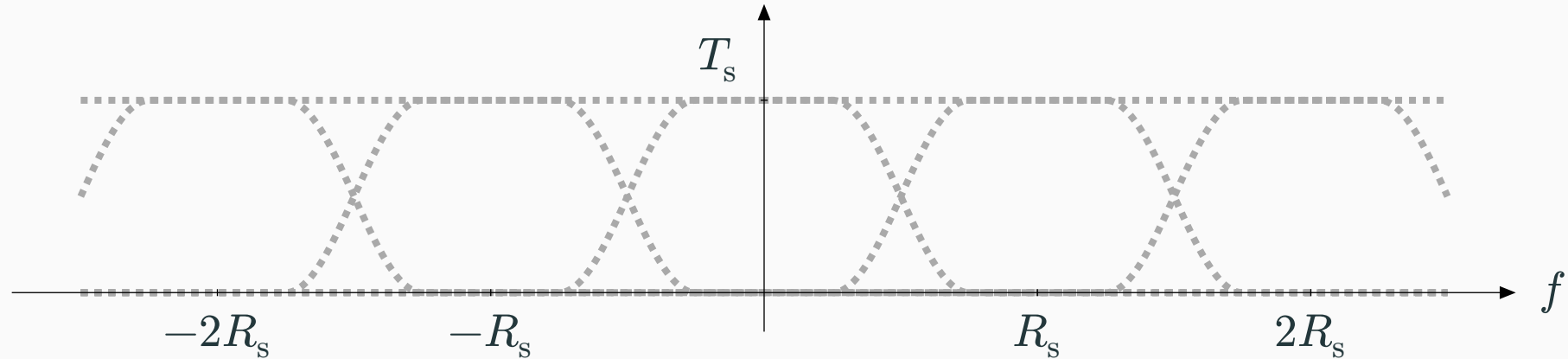
$$H(f) \star \frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} \delta\left(f - \frac{k}{T_s}\right) = 1,$$

de onde segue que

$$\frac{1}{T_s} \sum_{k \in \mathbb{Z}} H\left(f - \frac{k}{T_s}\right) = 1. \quad \blacksquare$$

Interpretação gráfica

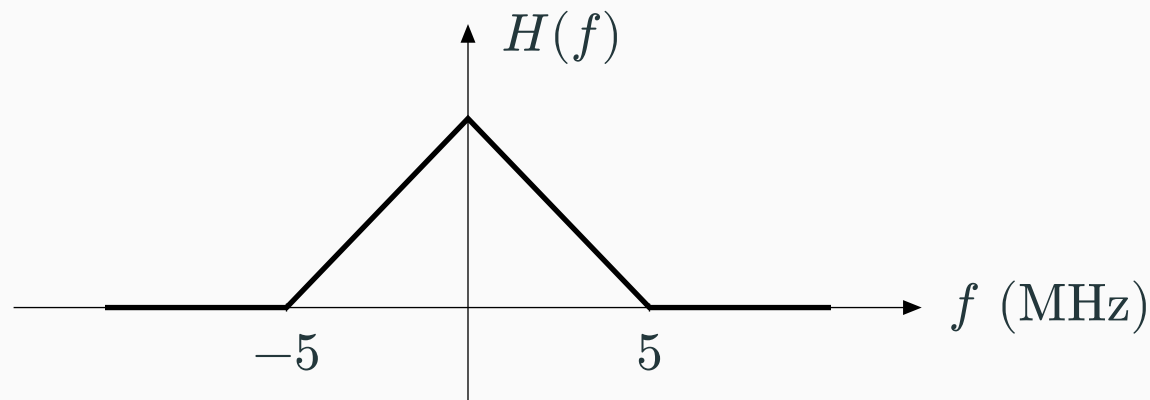
A condição $\sum_{k \in \mathbb{Z}} H(f - kR_s) = T_s$ é ilustrada abaixo.



Ou seja, o somatório de réplicas do espectro do pulso equivalente, centradas em múltiplos de R_s , deve ser uma constante, T_s .

Exercício

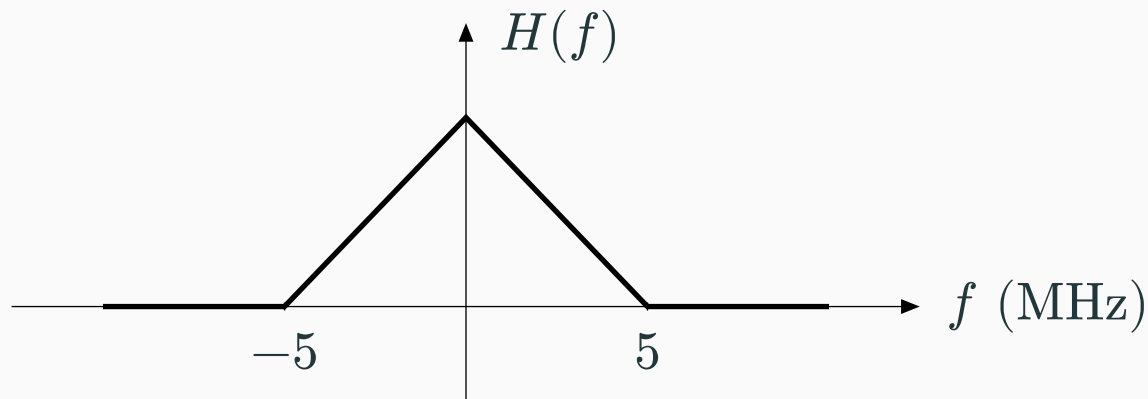
Considere o espectro $H(f)$ de um pulso mostrado abaixo.



- (a) Para qual taxa de símbolos R_s o pulso satisfaz o critério de Nyquist para ISI nula?
- (b) Determine a forma de onda $h(t)$ do pulso e, considerando a resposta da letra (a), calcule os valores de $h(nT_s)$ para n inteiro.

Exercício

Considere o espectro $H(f)$ de um pulso mostrado abaixo.



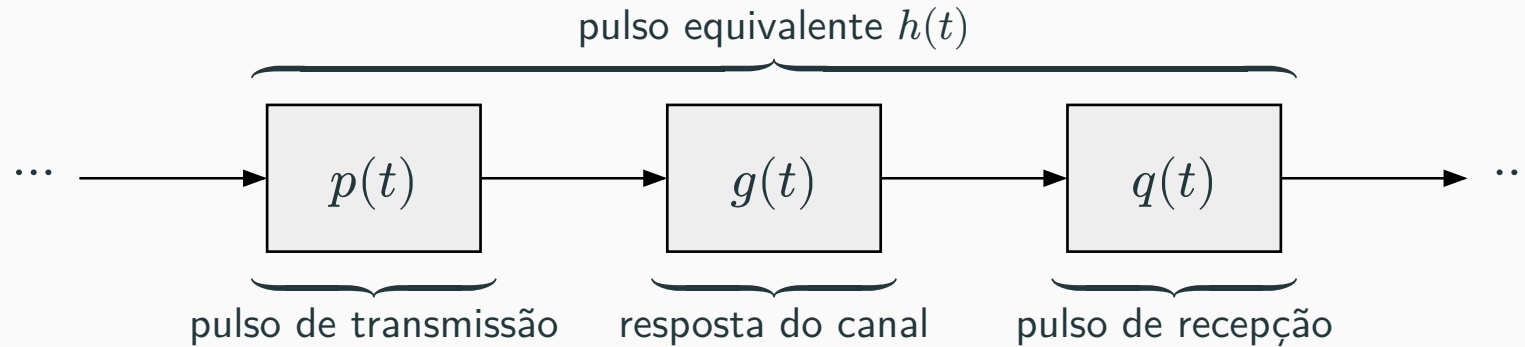
- (a) Para qual taxa de símbolos R_s o pulso satisfaz o critério de Nyquist para ISI nula?
- (b) Determine a forma de onda $h(t)$ do pulso e, considerando a resposta da letra (a), calcule os valores de $h(nT_s)$ para n inteiro.

Respostas:

(a) $R_s = 5$ Mbaud.

(b) $h(t) = \text{sinc}^2(t/T_s)$, com $h(nT_s) = \delta[n]$.

- O critério de Nyquist diz respeito *ao pulso equivalente* e não ao pulso de transmissão.



- Como a resposta do canal tem largura de banda $B_g = W$, então o pulso equivalente necessariamente terá largura de banda $B_h \leq W$, pois

$$H(f) = P(f)G(f)Q(f).$$

- O pulso $h(t) = \text{rect}(t/T_s)$ satisfaz o critério de Nyquist (veja no domínio do tempo), mas é impossível tê-lo como pulso equivalente, a menos que $W = \infty$.

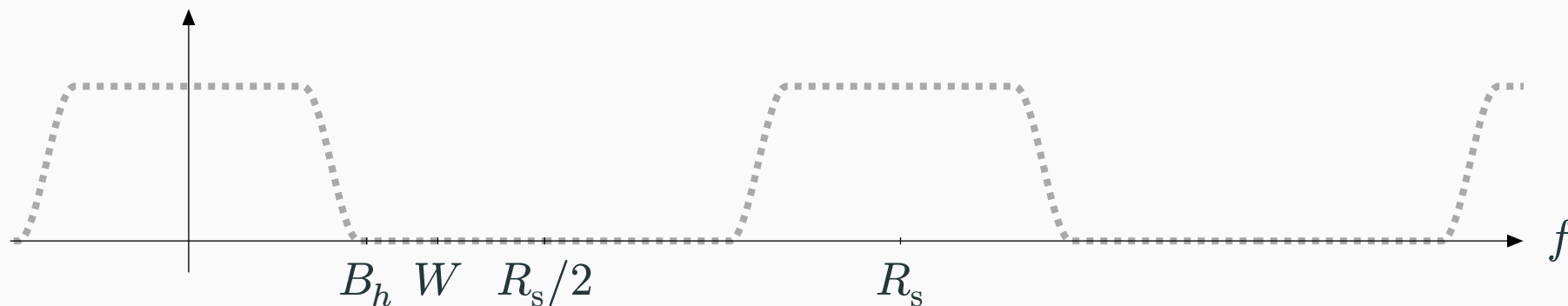
Corolário

Para evitar interferência intersimbólica é necessário

$$W \geq R_s/2.$$

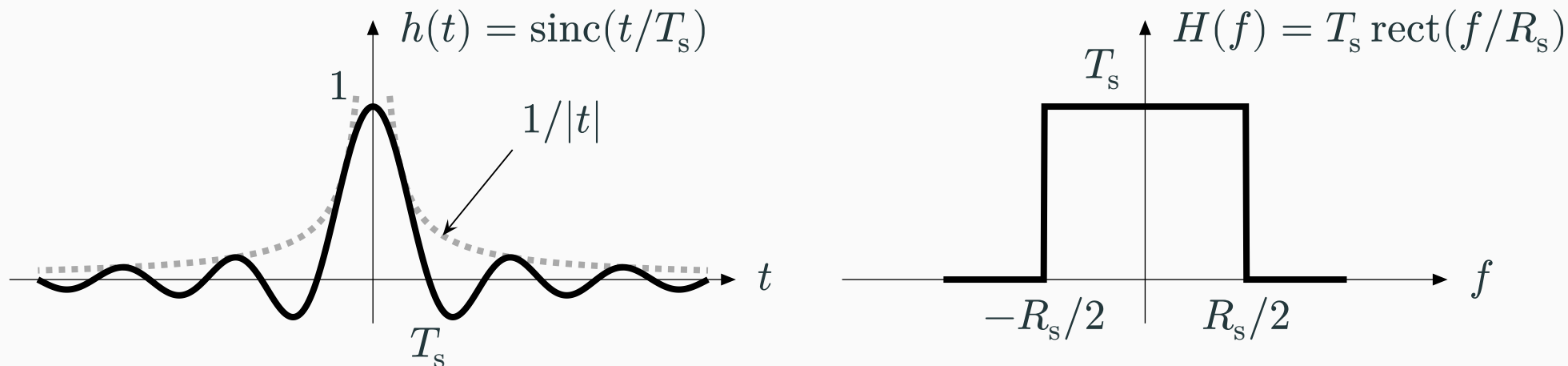
Por exemplo, para se transmitir símbolos à taxa de $R_s = 40$ kbaud sem interferência intersimbólica é necessário um canal com largura de banda de pelo menos 20 kHz.

Demonstração: De fato, se $W < R_s/2$, então é impossível ter $\sum_{k \in \mathbb{Z}} H(f - kR_s) = T_s$:



Pulso sinc

O limite $W = R_s/2$ é alcançado com o pulso sinc.



O problema do pulso sinc é o seu lento decaimento temporal:

$$\text{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t} \sim \frac{1}{|t|}.$$

Isso torna o pulso sinc sensível ao problema de sincronismo de símbolo.

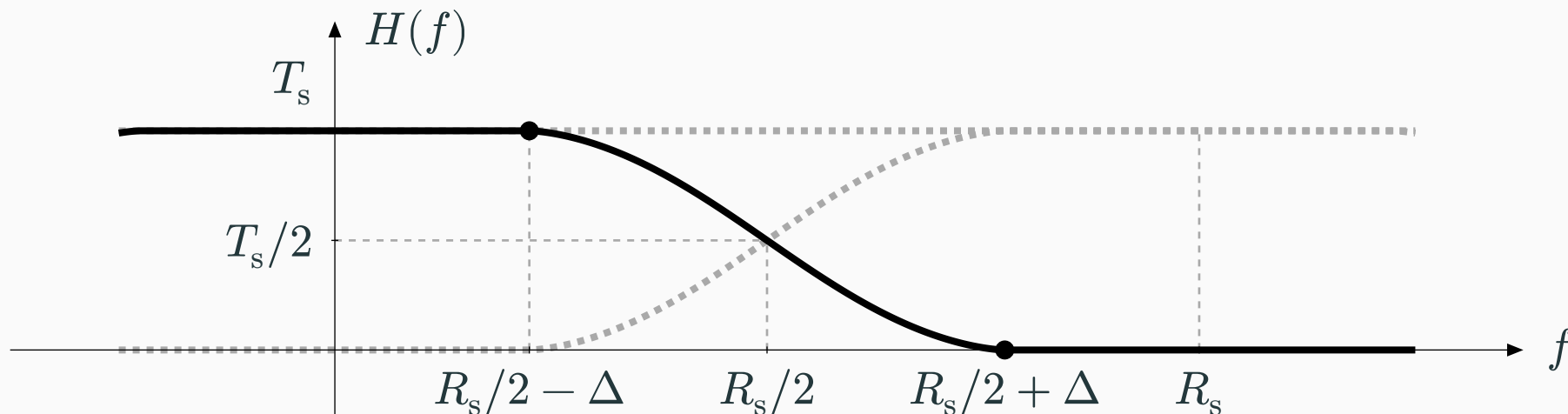
Simetria vestigial

Assuma que o pulso equivalente $h(t)$ tenha largura de banda

$$B_h = R_s/2 + \Delta,$$

onde $\Delta \in [0, R_s/2]$ é o **excesso de banda** (em Hz) com relação ao mínimo teórico $R_s/2$.

Pelo critério de Nyquist, o espectro do pulso equivalente deve apresentar simetria ímpar ao redor do ponto $(R_s/2, T_s/2)$. Isso é chamado de **simetria vestigial**.



Fator de rolloff

O excesso de banda com relação ao mínimo teórico pode ser expresso em termos relativos:

$$\alpha = \frac{\Delta}{R_s/2}.$$

Essa quantidade é chamada de **fator de rolloff**. Como $\Delta \in [0, R_s/2]$, temos $\alpha \in [0, 1]$.

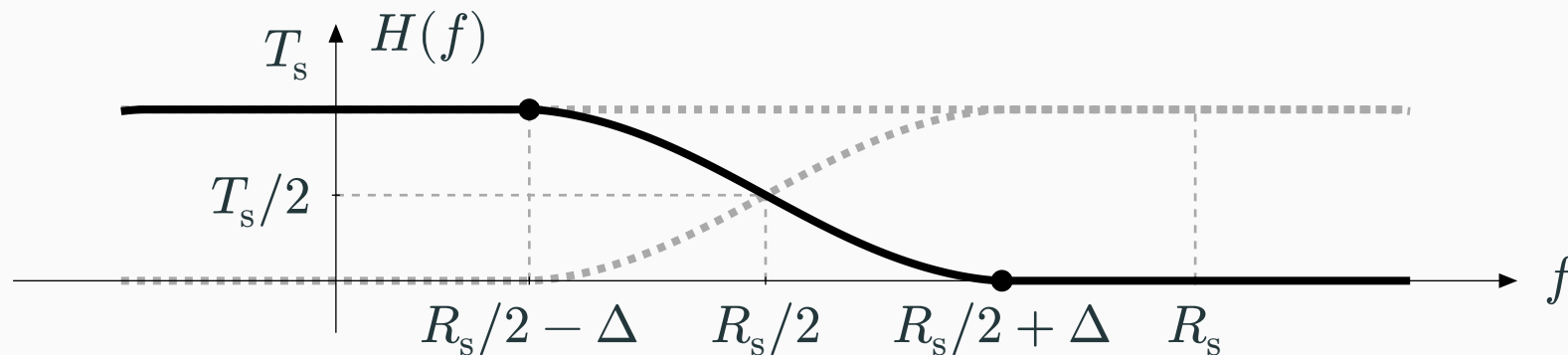
Em termos do fator de rolloff, a largura de banda do pulso é dada por

$$B_h = \frac{R_s}{2} + \Delta = \frac{R_s}{2}(1 + \alpha).$$

Exemplo: Se $R_s = 40$ kbaud, então o mínimo teórico é $R_s/2 = 20$ kHz. Um pulso com fator de rolloff de $\alpha = 0.3$ (ou seja, 30% a mais que o mínimo teórico) terá excesso de banda de $\Delta = 6$ kHz e largura de banda de 26 kHz.

Forma geral da simetria vestigial

Para simplificar a notação, sejam $f_1 = R_s/2 - \Delta$ e $f_2 = R_s/2 + \Delta$.



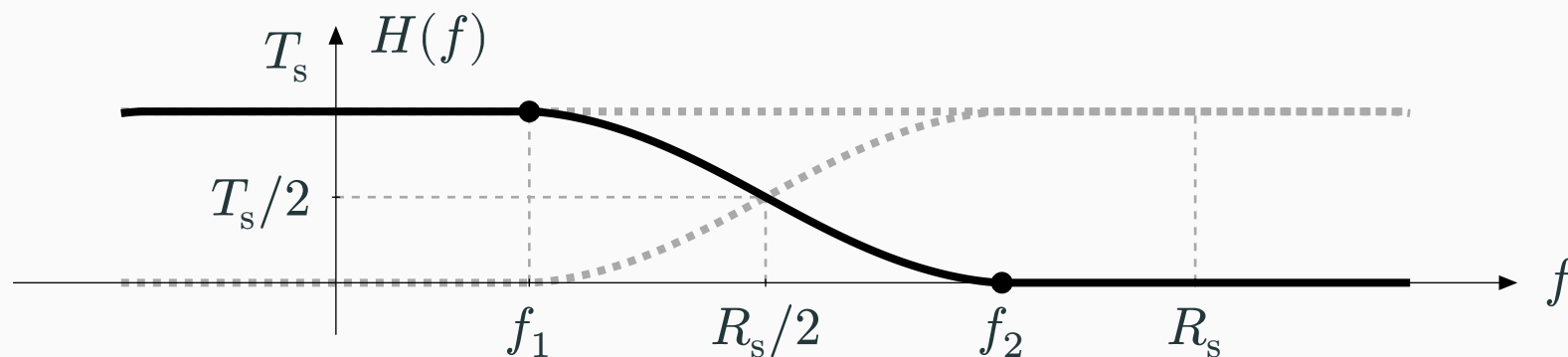
Matematicamente, o espectro de um pulso com simetria vestigial é da forma

$$H(f) = T_s \begin{cases} 1, & |f| < f_1, \\ \Phi\left(\frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1}\right), & f_1 \leq |f| \leq f_2, \\ 0, & f_2 < |f|. \end{cases}$$

onde $\Phi : [0, 1] \rightarrow \mathbb{R}$ é tal que $\Phi(x) + \Phi(1 - x) = 1$.

Forma geral da simetria vestigial

Para simplificar a notação, sejam $f_1 = R_s/2 - \Delta$ e $f_2 = R_s/2 + \Delta$.



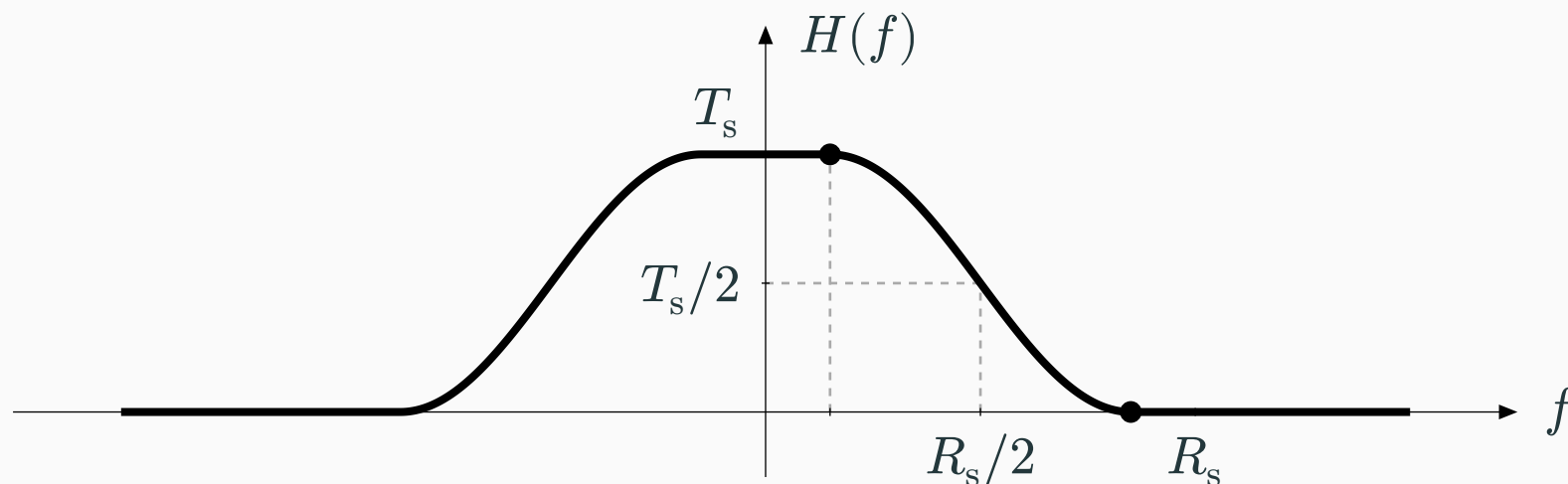
Matematicamente, o espectro de um pulso com simetria vestigial é da forma

$$H(f) = T_s \begin{cases} 1, & |f| < f_1, \\ \Phi\left(\frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1}\right), & f_1 \leq |f| \leq f_2, \\ 0, & f_2 < |f|. \end{cases}$$

onde $\Phi : [0, 1] \rightarrow \mathbb{R}$ é tal que $\Phi(x) + \Phi(1 - x) = 1$.

Pulso cosseno levantado

A escolha mais popular de espectro de pulso com simetria vestigial é obtida a partir de $\Phi(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(\pi x)$. O pulso resultante é chamado de **pulso cosseno levantado**.



Observação: Ao contrário dos pulsos retangular e sinc, o nome “cosseno levantado” é devido ao seu formato no domínio da frequência, e não no domínio do tempo.

No domínio da frequência, o pulso cosseno levantado é dado por

$$H(f) = T_s \begin{cases} 1, & |f| < f_1, \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1}\right), & f_1 \leq |f| \leq f_2, \\ 0, & f_2 < |f|, \end{cases}$$

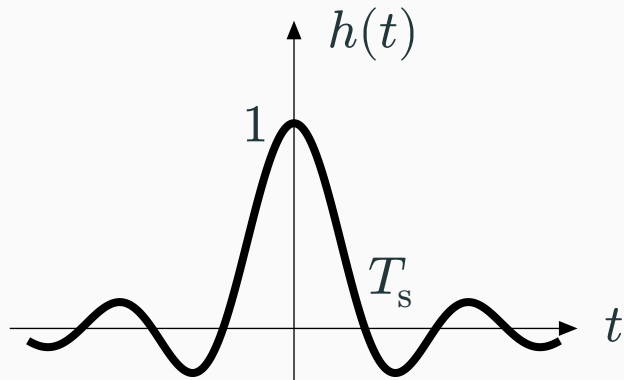
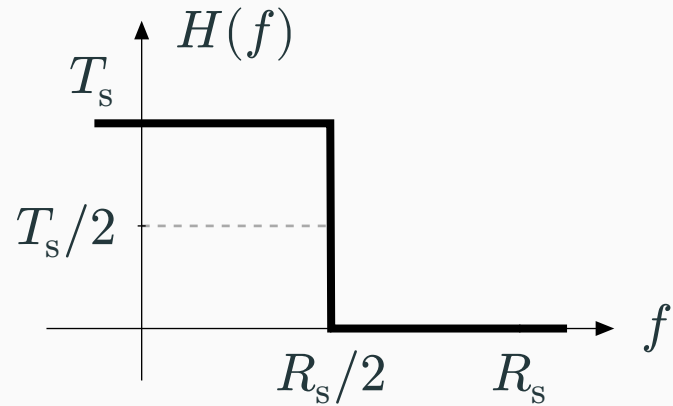
e, no domínio do tempo, por

$$h(t) = \text{sinc}(t/T_s) \frac{\cos(\pi \alpha t/T_s)}{1 - (2\alpha t/T_s)^2},$$

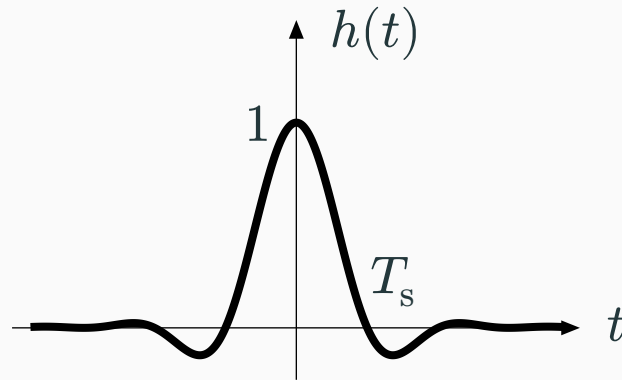
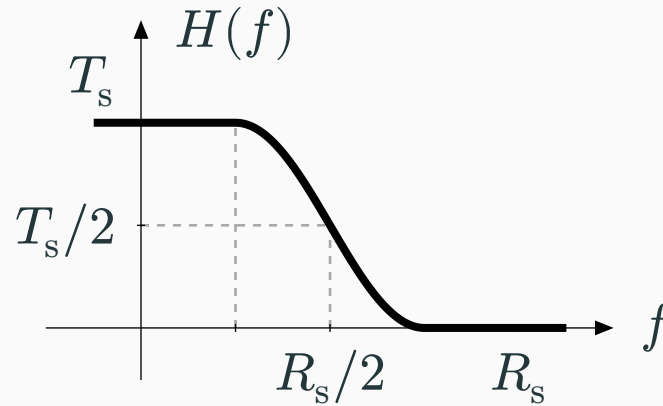
onde f_1 , f_2 e α são definidos como antes.

Exemplos

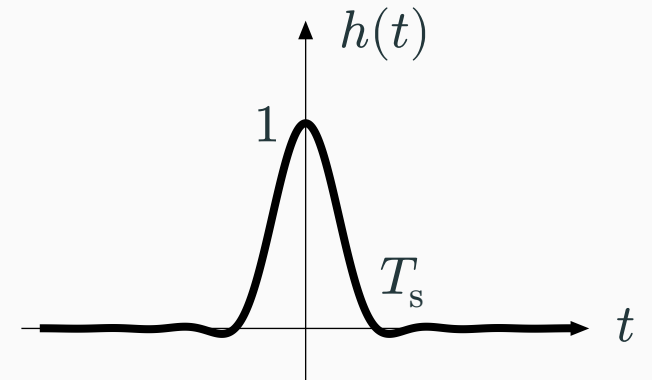
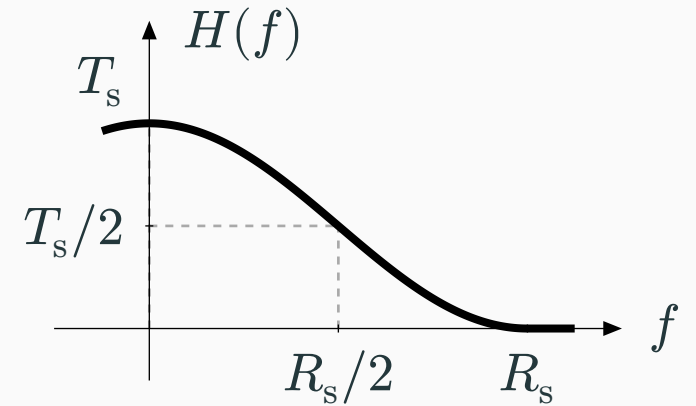
$\alpha = 0$ (pulso sinc)



$\alpha = 1/2$

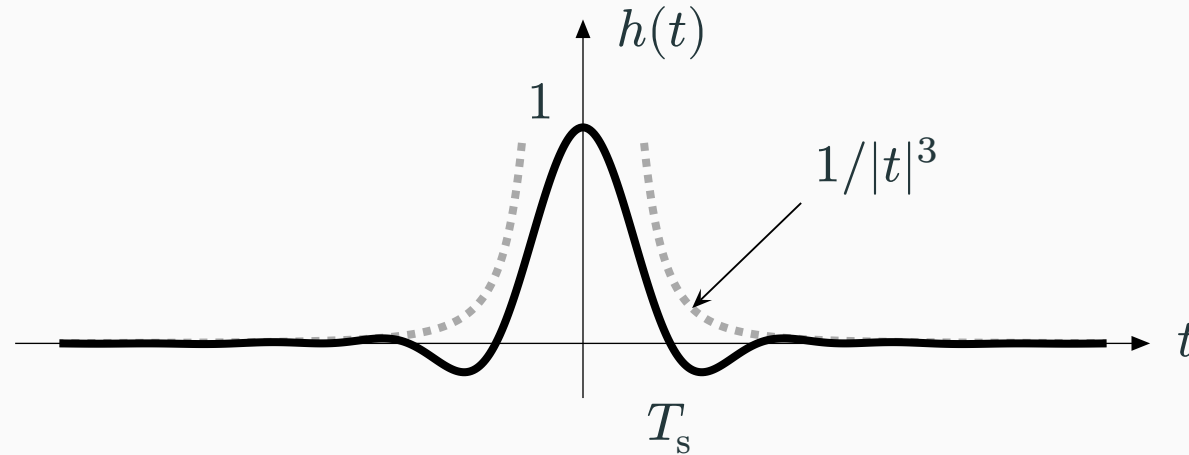


$\alpha = 1$ (“full cosine”)



Decaimento rápido

O pulso cosseno levantado resolve o problema do lento decaimento temporal do pulso sinc:



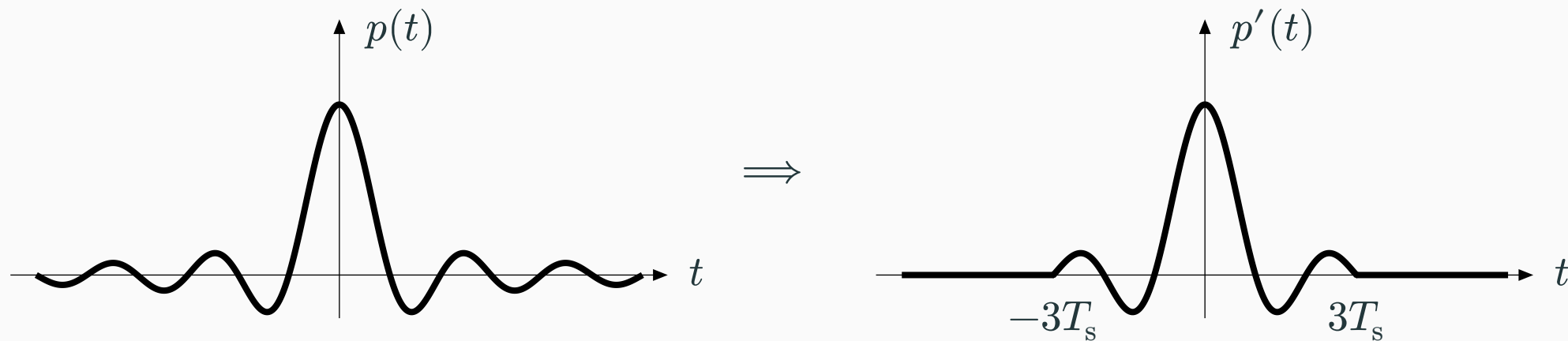
Temos:

$$h(t) = \underbrace{\text{sinc}(t)}_{\sim 1/|t|} \underbrace{\frac{\cos(\pi\alpha t)}{1 - (2\alpha t)^2}}_{\sim 1/|t|^2} \sim \frac{1}{|t|^3}.$$

Como lidar com pulsos de duração ilimitada

Na prática, não é possível utilizar pulsos com duração ilimitada. Isso é resolvido com:

- Um *truncamento*...

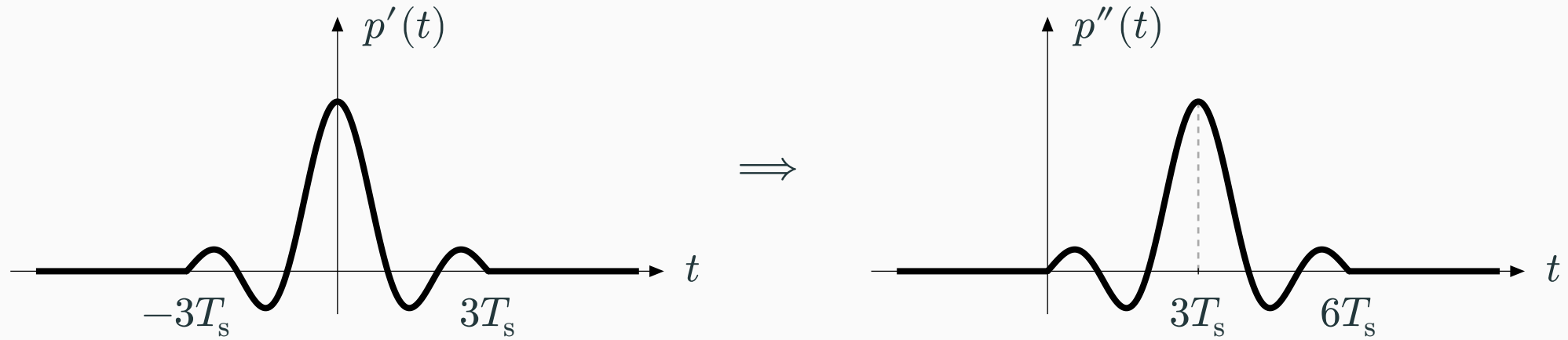


O exemplo considerou um truncamento de $-3T_s$ a $3T_s$. Na prática, o intervalo é maior.

Como lidar com pulsos de duração ilimitada

Na prática, não é possível utilizar pulsos com duração ilimitada. Isso é resolvido com:

- ...em conjunto com um *atraso*.

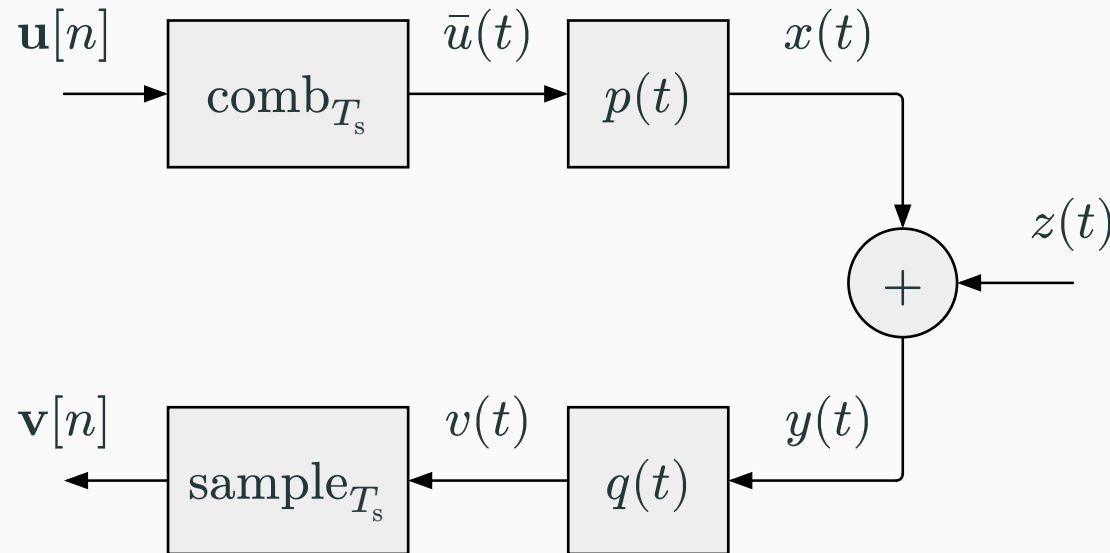


O clock do receptor ficará atrasado com relação ao do transmissor. Veremos mais detalhes adiante.

Canal com ruído gaussiano branco aditivo

Modelo matemático

Assumiremos agora um canal com *ruído gaussiano branco aditivo (AWGN)*. A resposta do canal será desconsiderada neste momento.

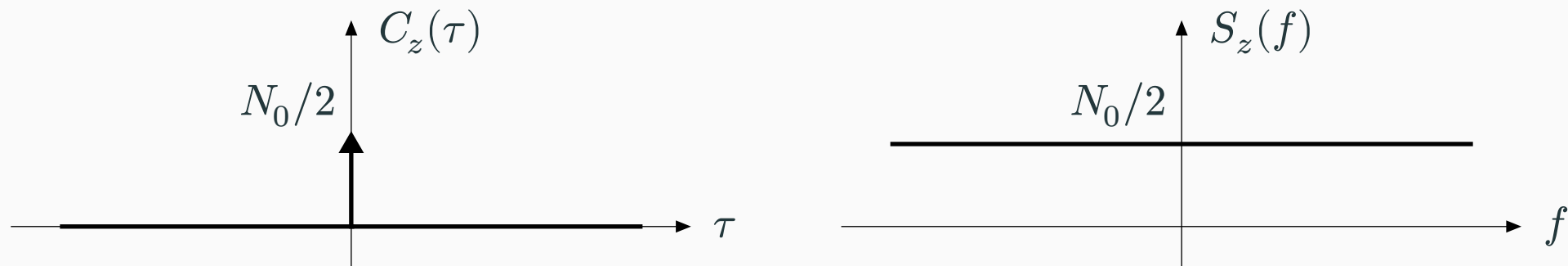


Sinais envolvidos:

- $\mathbf{u}[n]$: sequência de entrada.
- $x(t)$: sinal enviado (PAM).
- $z(t)$: ruído aditivo.
- $y(t)$: sinal recebido.
- $\mathbf{v}[n]$: sequência de saída.

Modelo do ruído

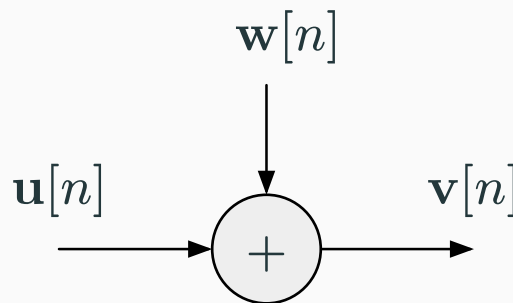
O ruído $z(t)$ é modelado como um processo estocástico de tempo contínuo, independente da entrada $\mathbf{u}[n]$, gaussiano, estacionário no sentido amplo, de média $\mu_z = 0$, autocovariância $C_z(\tau) = (N_0/2)\delta(\tau)$ e densidade espectral de potência $S_z(f) = N_0/2$.



Observações:

- A constante N_0 tem unidade W/Hz ou V^2/Hz , dependendo do contexto.
- A potência do ruído na faixa de operação fica $\int_{-W}^W S_z(f) \, df = \int_{-W}^W (N_0/2) \, df = N_0 W$.

Proposição. Se o pulso equivalente $h(t) = p(t) \star q(t)$ satisfaz o critério de Nyquist para ISI nula, então o modelo do sistema se simplifica como abaixo.



A caracterização do “ruído discreto” $w[n]$ será dada mais adiante.

Demonstração

O sinal recebido é dado por

$$y(t) = x(t) + z(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[i] p(t - iT_s) + z(t).$$

O sinal na saída do filtro de recepção é dado por

$$v(t) = q(t) \star y(t) = \sum_{i \in \mathbb{Z}} \mathbf{u}[i] h(t - iT_s) + w(t),$$

onde $h(t) = q(t) \star p(t)$ é o pulso equivalente do sistema e $w(t) = q(t) \star z(t)$ é ruído gaussiano filtrado. Amostrando em $t = nT_s$:

$$\mathbf{v}[n] = \mathbf{u}[n] + \mathbf{w}[n],$$

onde $\mathbf{v}[n] = v(nT_s)$ e $\mathbf{w}[n] = w(nT_s)$.

Proposição. O ruído $\mathbf{w}[n]$ é um processo estocástico de tempo discreto, independente de $\mathbf{u}[n]$, gaussiano, estacionário no sentido amplo, de média $\mu_{\mathbf{w}} = 0$ e autocovariância

$$C_{\mathbf{w}}[\ell] = \frac{N_0}{2} \psi_q(\ell T_s),$$

onde $\psi_q(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t)q(t - \tau) dt$ é a autocorrelação temporal de energia do pulso $q(t)$. Em particular, a potência de $\mathbf{w}[n]$ é

$$P_{\mathbf{w}} = \mathbb{E}[\mathbf{w}^2[n]] = C_{\mathbf{w}}[0] = \frac{N_0}{2} \psi_q(0) = \frac{N_0}{2} E_q,$$

onde $E_q = \int_{-\infty}^{\infty} q^2(t) dt$ é a energia do pulso $q(t)$.

Observação: Ao contrário do ruído original $z(t)$, é possível que o ruído discreto $\mathbf{w}[n]$ tenha amostras correlacionadas.

Demonstração

O ruído filtrado é dado por $w(t) = q(t) \star z(t)$. Como $z(t)$ é estacionário no sentido amplo, gaussiano e de média zero, então $w(t)$ também será estacionário no sentido amplo, gaussiano e de média zero. A densidade espectral de potência de $z(t)$ é dada por

$$S_w(f) = |Q(f)|^2 S_z(f) = \Psi_q(f)(N_0/2),$$

onde $\Psi_q(f) = |Q(f)|^2$ é a densidade espectral de energia do pulso $q(t)$. Portanto, a autocovariância de $z(t)$ é dada por

$$C_w(\tau) = \mathcal{F}^{-1}\{S_w(f)\} = (N_0/2)\mathcal{F}^{-1}\{\Psi_q(f)\} = (N_0/2)\psi_q(\tau),$$

onde $\psi_q(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t)q(t - \tau) dt$ é a autocorrelação temporal de energia do pulso $q(t)$.

Como consequência, o ruído discreto $\mathbf{w}[n] = w(nT_s)$ também será estacionário no sentido amplo, gaussiano, de média zero e autocovariância $C_{\mathbf{w}}[\ell] = (N_0/2)\psi_q(\ell T_s)$.

Teorema. Assuma que o pulso equivalente $h(t) = p(t) \star q(t)$ satisfaça o critério de Nyquist para ISI nula. Assuma também que $E_p = 1$. Então, o pulso de recepção que minimiza a potência do ruído discreto $\mathbf{w}[n]$ é dado pelo *filtro casado*:

$$q(t) = p(-t).$$

Nesse caso, $\mathbf{w}[n] \stackrel{\text{iid}}{\sim} \text{Normal}(0, N_0/2)$ (“ruído gaussiano branco discreto”).

Observações:

- É comum considerar a *maximização da razão sinal-ruído* ao invés da *minimização da potência* de $\mathbf{w}[n]$. Devido à normalização adotada ($E_p = 1$), esses dois problemas são equivalentes.
- “Note a restrição de $p(t)$ com energia unitária. Não há perda de generalidade nisso, uma vez que a sequência de entrada $\mathbf{u}[n]$ pode ser escalada arbitrariamente, e não faz sentido ter um fator de escala arbitrário em dois lugares” [2, Sec. 6.3.2].

Interpretação gráfica do filtro casado

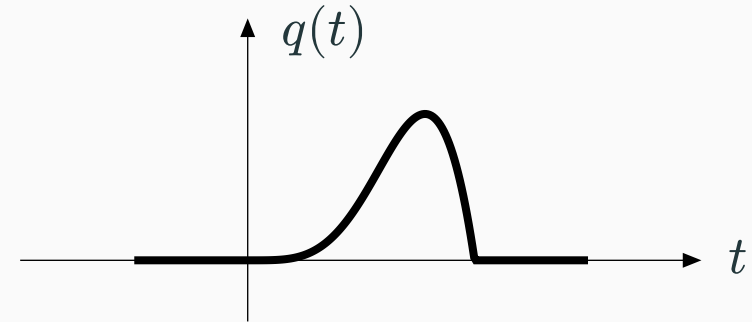
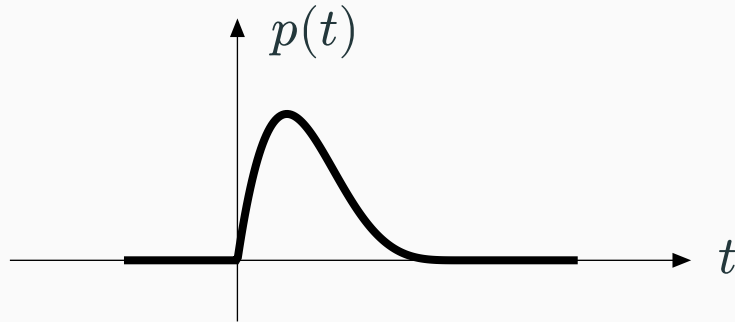
Na filtragem casada, o pulso de recepção $q(t)$ é o *espelho* do pulso de transmissão $p(t)$:



Se $p(t)$ é causal, então $q(t) = p(-t)$ é não-causal. Na prática, isso é resolvido com um atraso em $q(t)$, o que implica em um atraso também em $\mathbf{v}[n]$.

Interpretação gráfica do filtro casado

Na filtragem casada, o pulso de recepção $q(t)$ é o *espelho* do pulso de transmissão $p(t)$:



Se $p(t)$ é causal, então $q(t) = p(-t)$ é não-causal. Na prática, isso é resolvido com um atraso em $q(t)$, o que implica em um atraso também em $\mathbf{v}[n]$.

Demonstração

Antes de começar, note que

$$h(t) = q(t) \star p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} q(\tau)p(t - \tau) \, d\tau$$

Pela desigualdade de Cauchy–Schwarz temos:

$$\underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} [q(\tau)]^2 \, d\tau \right)}_{E_q} \underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} [p(-\tau)]^2 \, d\tau \right)}_{E_p=1} \geq \underbrace{\left(\int_{-\infty}^{\infty} q(\tau)p(-\tau) \, d\tau \right)^2}_{h(0)=1},$$

com igualdade se e somente se $q(t) = \lambda p(-t)$. A condição $E_p = h(0) = 1$ força $\lambda = 1$.

$\therefore E_q \geq 1$ com igualdade se e somente se $q(t) = p(-t)$.

$\therefore P_w \geq N_0/2$ com igualdade se e somente se $q(t) = p(-t)$.



Considere o pulso de transmissão

$$p(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t - T_s/2}{T_s}\right).$$

Supondo a sequência de entrada $\mathbf{u}[n] = [-1, +1, +1, -3]$ e ausência de ruído, determine:

- (a) O valor da constante A de modo que $p(t)$ tenha energia unitária.
- (b) O sinal $x(t)$ na entrada do canal.
- (c) O pulso de recepção $q(t)$ casado ao pulso de transmissão $p(t)$. Aplique um atraso em $q(t)$ para torná-lo causal.
- (d) O pulso equivalente $h(t)$.
- (e) O sinal $v(t)$ na saída do filtro de recepção.
- (f) A sequência de saída $\mathbf{v}[n]$. Esboce.

Respostas:

(a) $A = 1/\sqrt{T_s}$.

(b) –

(c) $q(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t - T_s/2}{T_s}\right)$.

(d) $h(t) = \operatorname{tri}\left(\frac{t - T_s}{T_s}\right)$.

(e) –

(f) $\mathbf{v}[n] = [0, -1, +1, +1, -3]$.

Pulsos “root-Nyquist”

Em breve.

Referências

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th ed. McGraw Hill, 2008.
- [2] R. G. Gallager, *Principles of Digital Communication*. Cambridge University Press, 2008.
- [3] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed. John Wiley & Sons, 2001.
- [4] B. P. Lathi and Z. Ding, *Modern Digital and Analog Communication Systems*, 4th ed. Oxford University Press, 2009.