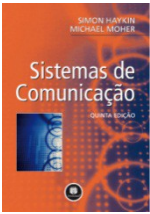


SIMON HAYKIN
MICHAEL MOHER

Sistemas de Comunicação

QUINTA EDIÇÃO





Transmissão de dados por uma canal banda base

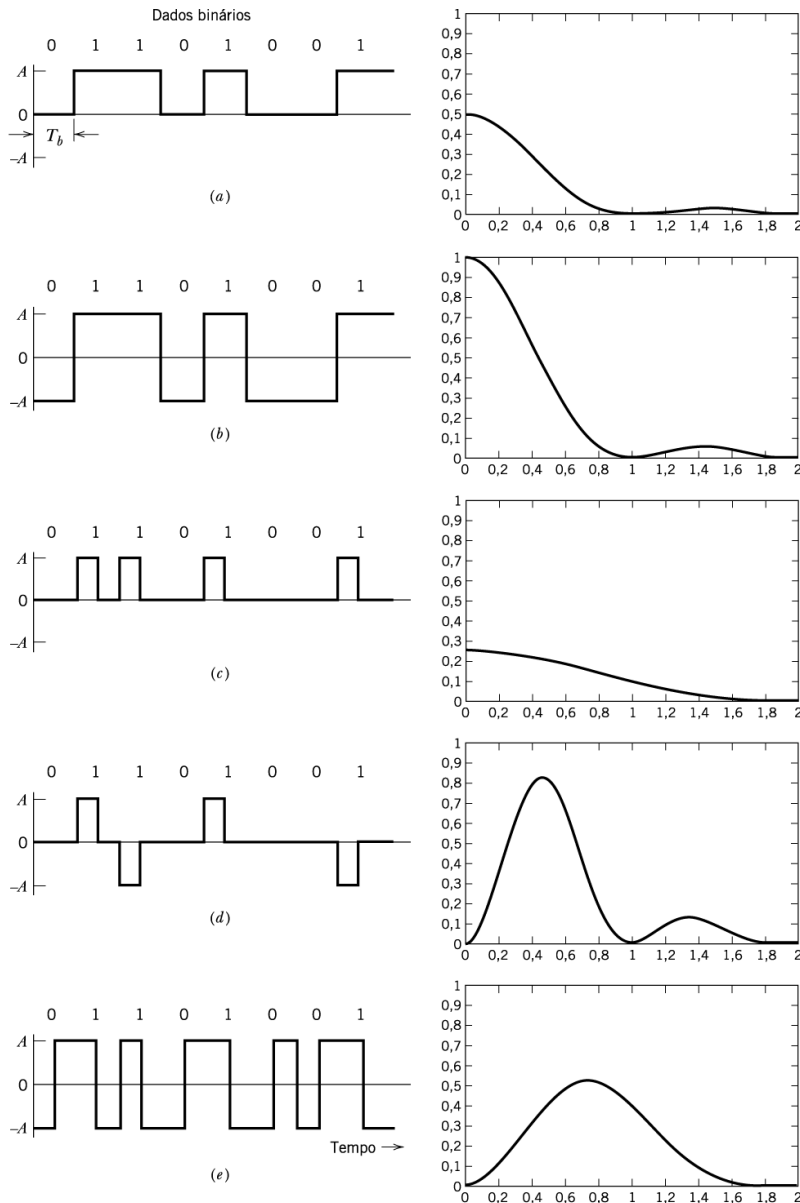
Dados digitais possuem um **espectro amplo** com conteúdo de baixa frequência significativo.

- A transmissão exige de um canal **passa-baixas** com uma **largura de banda grande** para acomodar o conteúdo de frequências.

Canal é altamente dispersivo pois sua resposta em frequência se afasta de um filtro passa-baixa ideal.

Fonte de erros:

- Neste tipo de canal existe a **interferência Intersimbólica (ISI)** – cada pulso recebido é afetado de alguma forma pelos pulsos adjacentes. Resultando em erros de bits.
- Ruído do receptor (**ruído do canal**)



Código de linhas para transmissão de dados binários

UNIPOLAR NRZ

POLAR NRZ

UNIPOLAR RZ

BIPOLAR RZ

MANCHESTER

Espectro de potência de uma longa sequência de bits aleatórios com um dado código de linha em que 0 e 1 são equiprováveis.

T_b – Período do bit

Figura 8.1 (a) Código de linha unipolar NRZ e seu espectro de magnitude. (b) Código de linha polar NRZ e seu espectro de magnitude. (c) Código de linha unipolar RZ e seu espectro de magnitude. (d) Código de linha bipolar RZ e seu espectro de magnitude. (e) Código de linha Manchester e seu espectro de magnitude.

QUINTA EDIÇÃO



Suposição para um canal de banda base ideal:

I. A **resposta em frequência** do canal seja relativamente **ideal**: cabo pequeno com taxa de transmissão baixa.

II. Canal tem **pouco efeito** sobre a **forma do pulso transmitido**: espectro em magnitude é constante no domínio da frequência.

- O pulso transmitido para cada bit não é afetado pela transmissão, exceto pela adição de ruído branco na entrada do receptor.
- $W(t)$ – função amostral de um processo de ruído branco de média zero e densidade espectral de potência $N_0/2$.

III. Supõe que o receptor tem **conhecimento da forma de onda do sinal** de pulso. A fonte de incerteza existe no ruído branco.

RECEPTOR - FILTRO CASADO

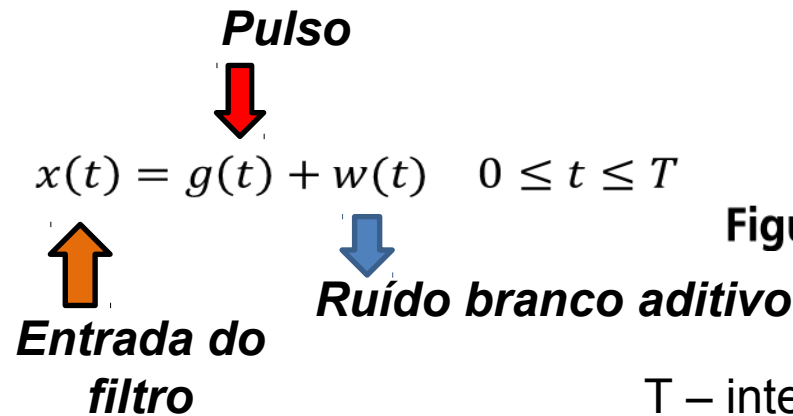


Figura 8.2 Receptor linear.

T – intervalo de observações arbitrário.

A saída do filtro linear será: $y(t) = g_o(t) + n(t)$

onde $g_o(t)$ é produzido pelo sinal e $n(t)$ é produzido pelas componentes do ruído da entrada $x(t)$.

O receptor deve detectar o sinal de pulso de maneira ótima, para isto o projeto do filtro deve ser otimizado no sentido de minimizar os efeitos de ruído na sua saída.

FILTRO CASADO - RECEPTOR

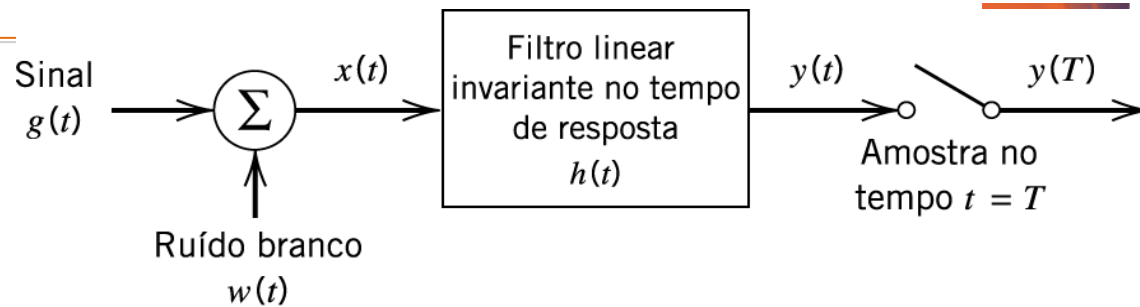


Figura 8.2 Receptor linear.

Deve-se **maximizar** a relação sinal ruído de pico do pulso, definida como:

$$\eta = \frac{|g_o(T)|^2}{E[n^2(t)]}$$

Em que $|g_o(T)|^2$ é a potência instantânea no sinal de saída;
 E é o operador esperança estatística;
 $E[n^2(t)]$ é a medida da potência média de ruído de saída.

A relação sinal ruído não dependerá da função de transferência $H(f)$ do filtro, mas apenas da energia do sinal e da densidade espectral de potência do ruído.

_Se a função de transferência $H(f)$ obedece a desigualdade de Schwarz.

$$\eta_{\max} = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df$$

FILTRO CASADO - RECEPTOR

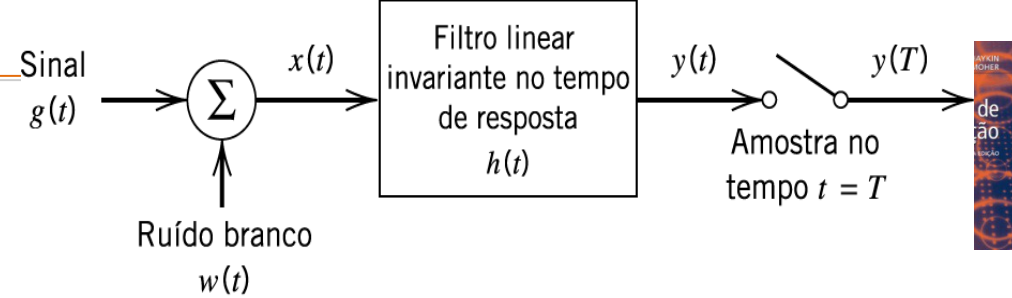


Figura 8.2 Receptor linear.

Um **filtro casado** é caracterizado, no domínio da frequência, por uma função de transferência que é, exceto por um fator de atraso e de escala k , **o complexo conjugado da Transf. Fourier do sinal de entrada $g(t)$** .

$$H_{opt}(f) = kG^*(f)\exp(-j2\pi fT)$$

Filtro linear invariante no tempo definido como filtro casado

FILTRO CASADO - RECEPTOR

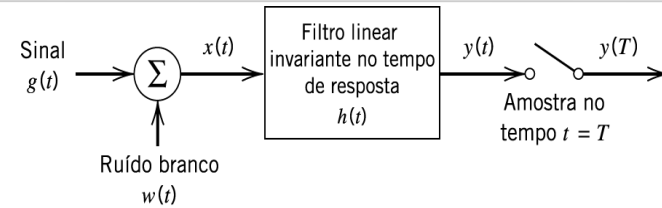


Figura 8.2 Receptor linear.

Resposta ao impulso do filtro ótimo será:

$$h_{opt}(t) = k \int_{-\infty}^{\infty} G(-f) e^{-j\omega(T-t)} df =$$

$$h_{opt}(t) = k g(T - t)$$

Exceto pelo fator de escala, é uma **versão invertida no tempo e atrasada do sinal de entrada $g(t)$** ; ou seja, ele é casado com o sinal de entrada.

FILTRO CASADO - RECEPTOR

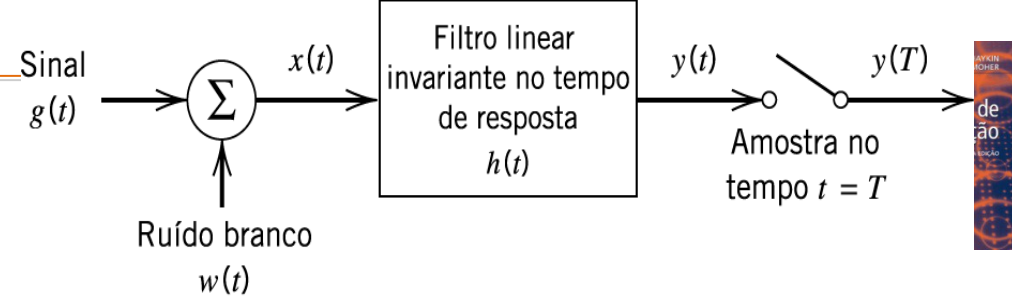


Figura 8.2 Receptor linear.

$$H_{opt}(f) = kG^*(f)\exp(-j2\pi fT)$$

Domínio do tempo:

$$h_{opt}(t) = kg(T - t)$$

Um filtro, casado com um sinal $g(t)$ de duração T , é caracterizado por uma resposta ao impulso que é uma versão invertida no tempo e atrasada do sinal de entrada $g(t)$.

Propriedades dos FILTROS CASADOS

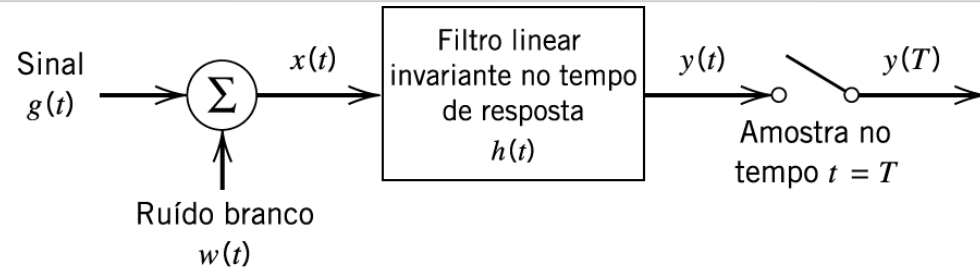


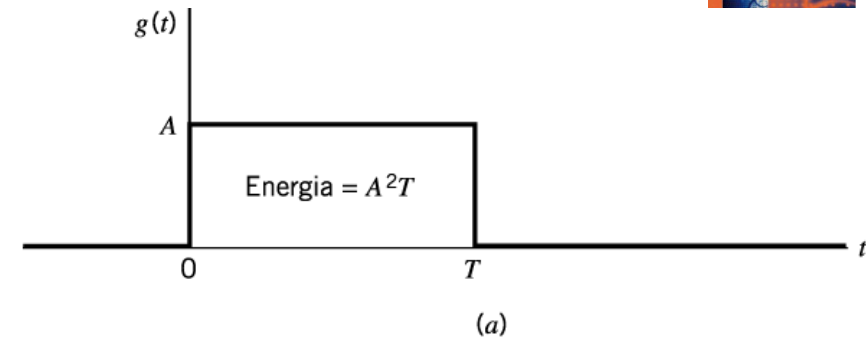
Figura 8.2 Receptor linear.

Pela propriedades dos filtros casados: A relação sinal ruído de pico de pulso de um filtro casado depende apenas da razão entre a energia do sinal e a densidade espectral de potência do ruído branco na entrada do filtro.

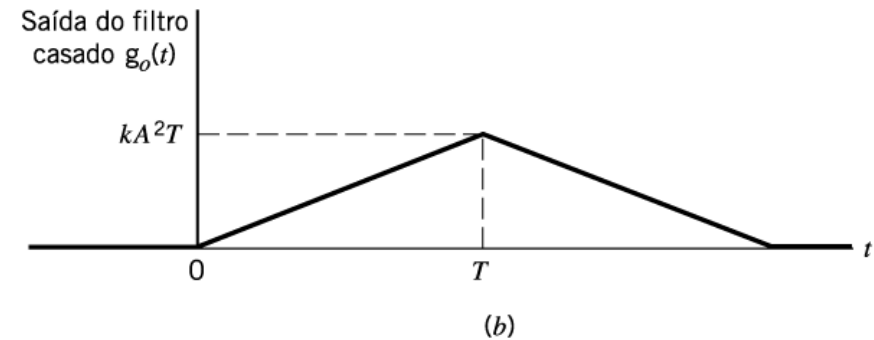
$$\eta_{\max} = \frac{2E}{N_0}$$

Exemplo: FILTRO CASADO PARA PULSO RETANGULAR

SINAL $g(t)$ na forma de um pulso retangular



Resposta ao impulso $h(t)$ do filtro casado na forma de impulso retangular



Para caso especial de um pulso retangular, o filtro casado pode ser implementado utilizando um circuito integrador de descarga

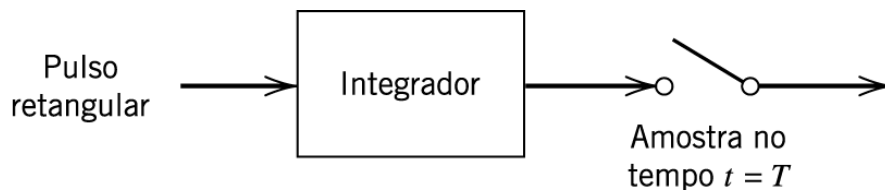
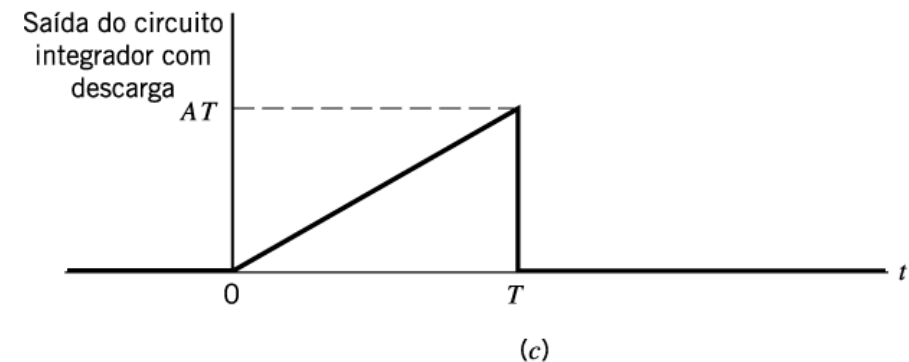


Figura 8.4 Circuito integrador com descarga.

Figura 8.3 (a) Pulso retangular. (b) Saída do filtro casado. (c) Saída do integrador.



❑ Probabilidade de erro devido ao ruído:

Análise de um Filtro casado como detector ótimo de pulso.

- ✓ Sistema de transmissão binário baseado na sinalização polar não retorna a zero (NRZ).
- ✓ O ruído é modelado como um ruído branco gaussiano aditivo $w(t)$ de média zero e densidade espectral de potência $N_0/2$.
- ✓ O sinal recebido no intervalo de tempo $0 \leq t \leq T_b$ será escrito por:

$$x(t) = \begin{cases} +A + w(t), & \text{símbolo 1 enviado} \\ -A + w(t), & \text{símbolo 0 enviado} \end{cases}$$

Em que T_b é a duração do bit, e A é a amplitude do pulso transmitido.

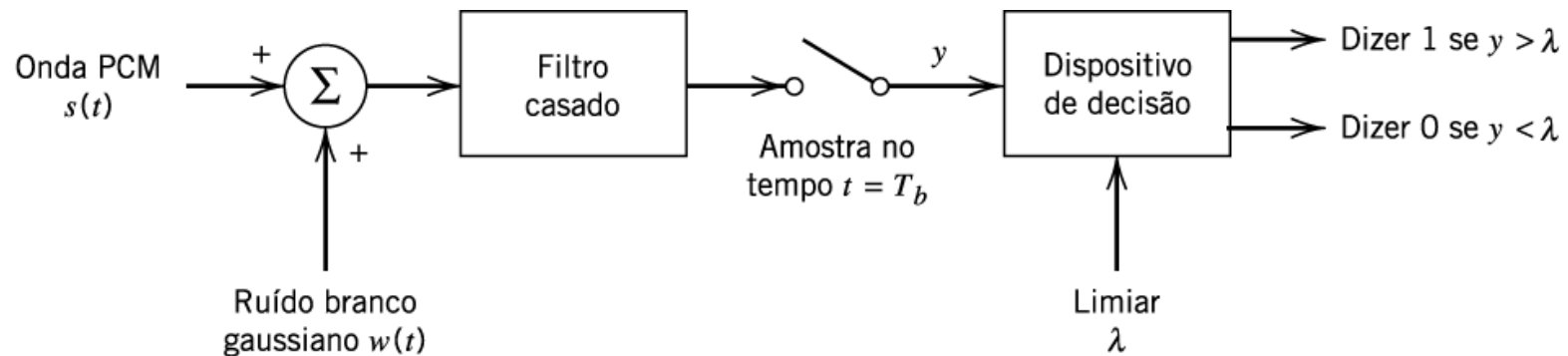


Figura 8.5 Receptor para transmissão em banda base de uma onda binária utilizando sinalização NRZ.

- Um valor apropriado para o limiar λ , supondo que os símbolos 0 e 1 ocorrem com igual probabilidade:

$$p_0 + p_1 = 1 \quad p_0 = p_1 = \frac{1}{2}$$

A probabilidade de erro (P_e) de símbolo média com sinalização binária:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right)$$

E_b - energia por bit do sinal transmitido

$$E_b = A^2 T_b$$

- Depende da razão entre a energia por bit do sinal transmitido e a densidade espectral do ruído.

- **Q função complementar de erro** – área sob as caudas da distribuição gaussiana

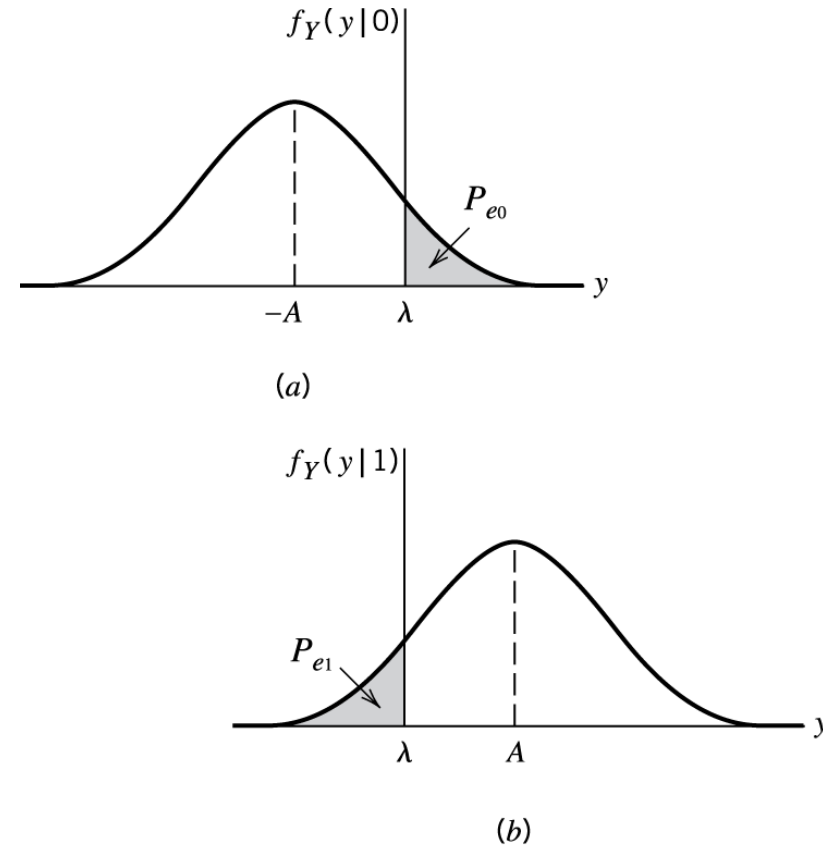


Figura 8.6 Análise do efeito de ruído de canal em um sistema binário. (a) Função densidade de probabilidade da variável aleatória Y na saída do filtro casado quando um 0 é transmitido. (b) Função densidade de probabilidade de Y quando um 1 é transmitido.

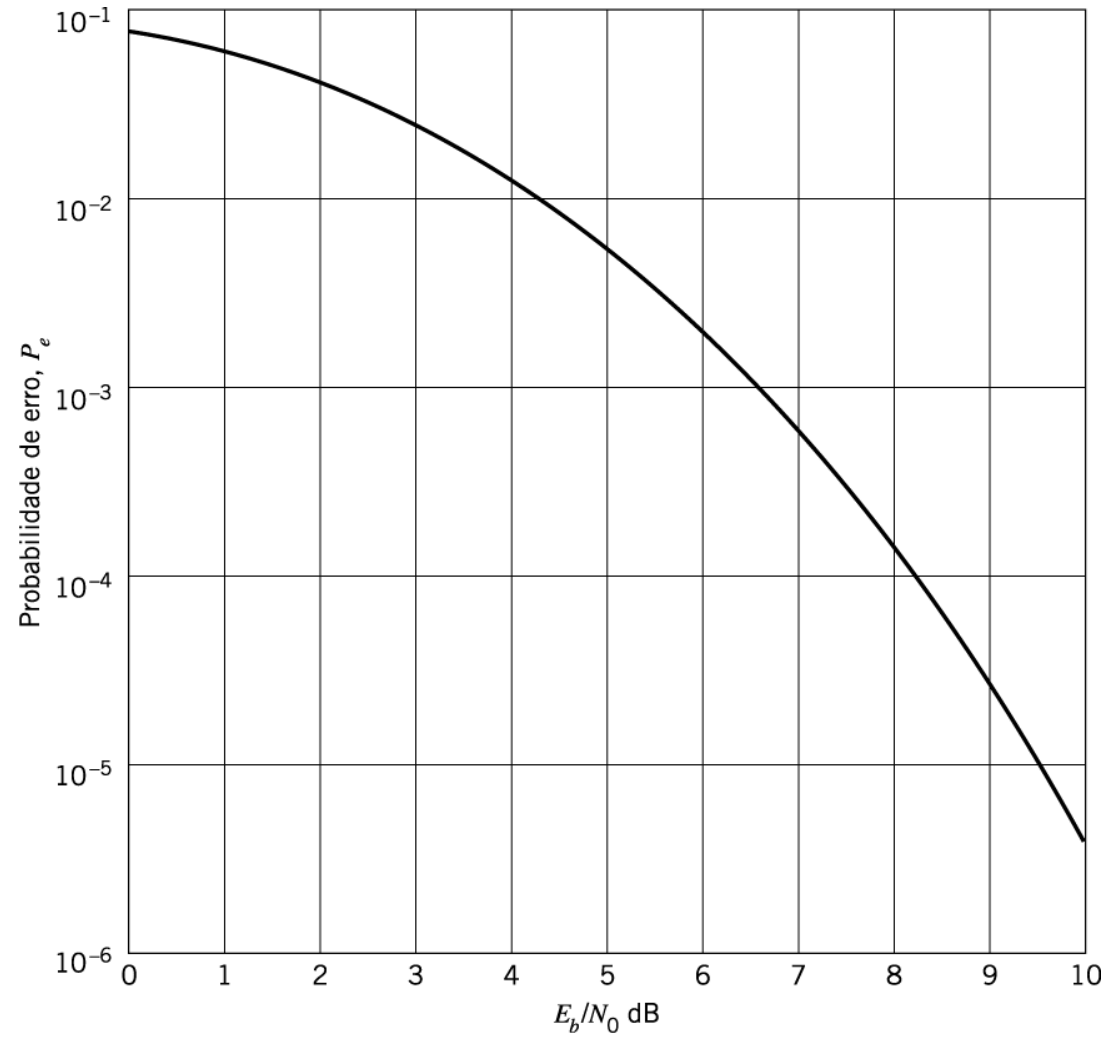


Figura 8.7 Probabilidade de erro em ruído branco gaussiano aditivo com sinalização binária.

Interferência intersimbólica – ISI

- Surge quando o canal de comunicação é dispersivo.
 - ✓ **Dispersivo** - possui um espectro em magnitude dependente da frequência.

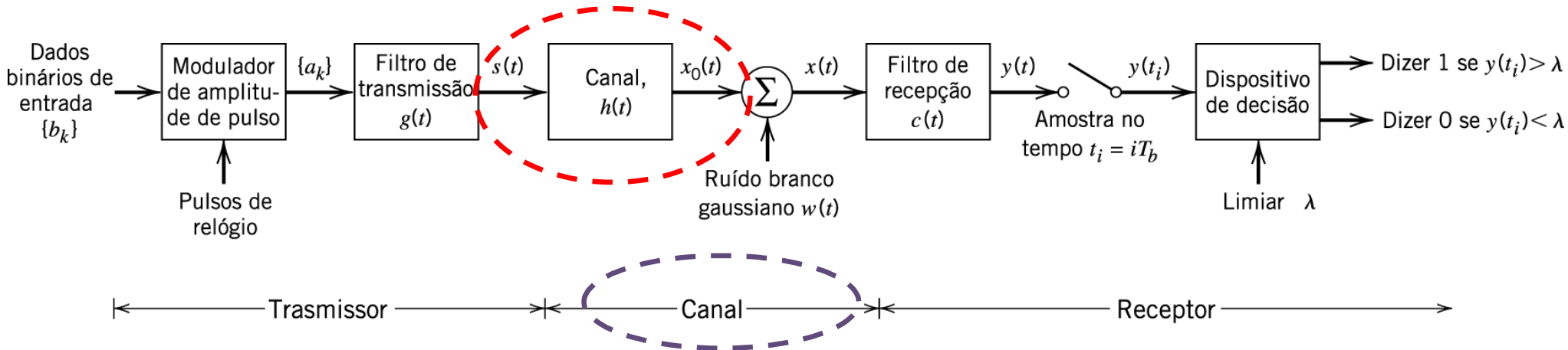
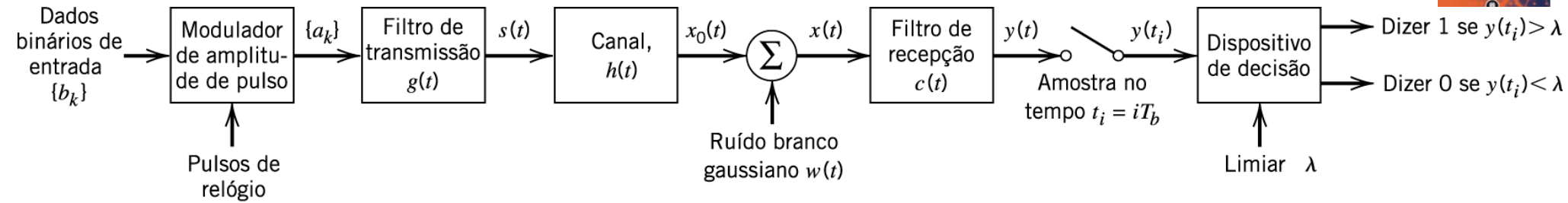


Figura 8.8 Sistema de transmissão de dados binários em banda base.

Exemplo: canal limitado em banda

Interferência intersimbólica



Considere um sistema PAM binário de banda base:

$$a_k = \begin{cases} +1 & \text{se o símbolo } b_k \text{ é } 1 \\ -1 & \text{se o símbolo } b_k \text{ é } 0 \end{cases}$$

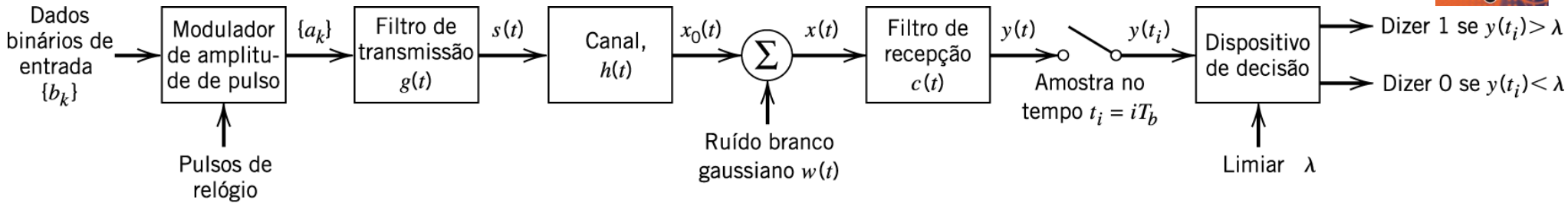
$$s(t) = \sum_k a_k g(t - kT_b)$$

Sinal transmitido resultante da sequência de pulsos curtos aplicado em um filtro de transmissão de resposta ao impulso $g(t)$.

$x(t)$ – sinal $s(t)$ modificado em consequência da transmissão através do canal.

$y(t)$ – a saída do filtro é amostrada sincronicamente como o transmissor.

Interferência intersimbólica - ISI



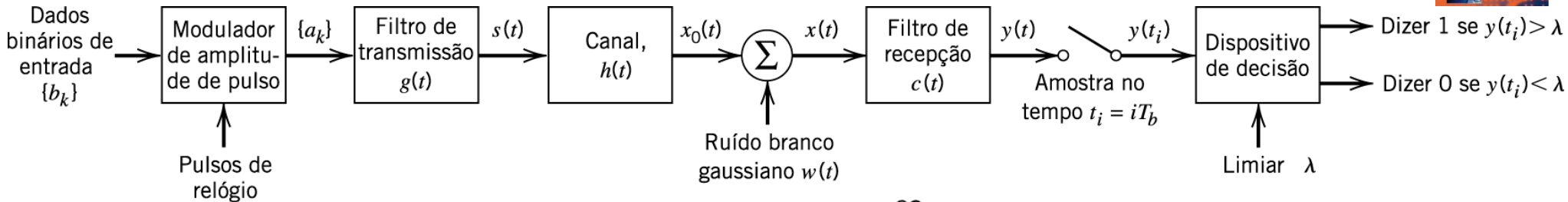
$$y(t) = \mu \sum_k a_k p(t - kT_b) + n(t)$$

Fator de escala
Função do pulso

$$\mu p(t) = g(t) * h(t) * c(t)$$

Resp. ao impulso do filtro de transmissão
Resp. ao impulso do canal
Resp. ao impulso do filtro de recepção

Interferência intersimbólica - ISI



Saída do filtro amostrada:

$$y(t_i) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p[(i - k)T_b] + n(t_i)$$

Contribuição do i -ésimo bit transmitido.

Amostra de ruído no tempo t_i .

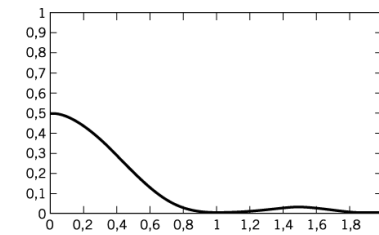
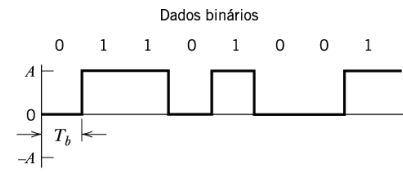
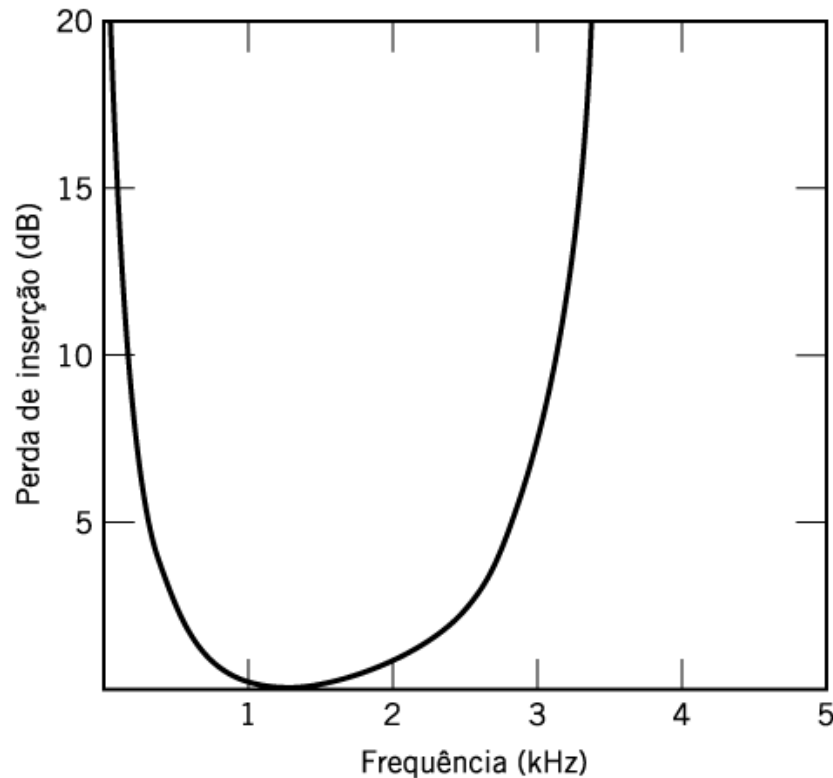
$$y(t_i) = \mu a_i + \mu \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq i}}^{\infty} \boxed{a_k p[(i - k)T_b]} + n(t_i)$$

Efeito residual de todos outros bits transmitidos na decodificação do i -ésimo bit. **ISI**

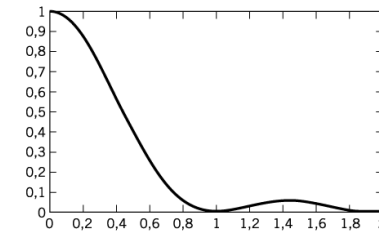
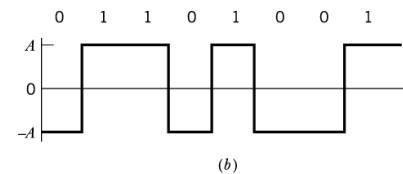
$$y(t_i) = \mu a_i$$

➤ Ausência de ISI – i -ésimo bit transmitido e decodificado corretamente.

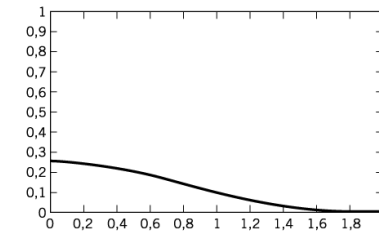
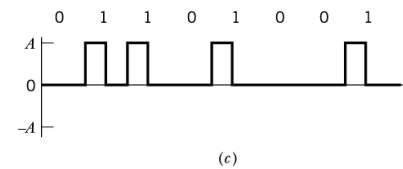
Natureza dispersiva do canal telefônico – EXEMPLO



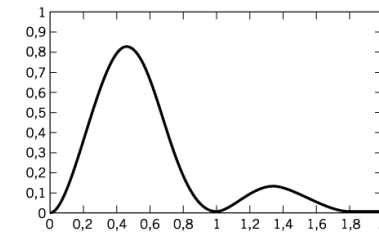
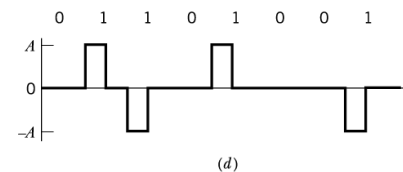
UNIPOLAR NRZ



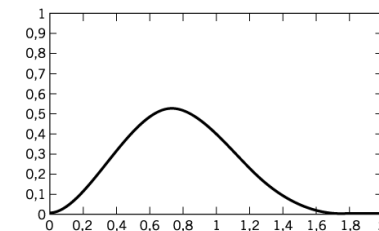
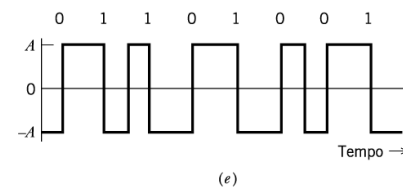
POLAR NRZ



UNIPOLAR RZ

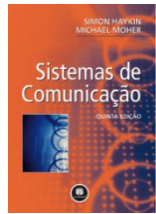


BIPOLAR RZ



MANCHESTER

Figura 8.1 (a) Código de linha unipolar NRZ e seu espectro de magnitude. (b) Código de linha polar NRZ e seu espectro de magnitude. (c) Código de linha unipolar RZ e seu espectro de magnitude. (d) Código de linha bipolar RZ e seu espectro de magnitude. (e) Código de linha Manchester e seu espectro de magnitude.



Exemplo de transmissão de dados por um canal telefônico

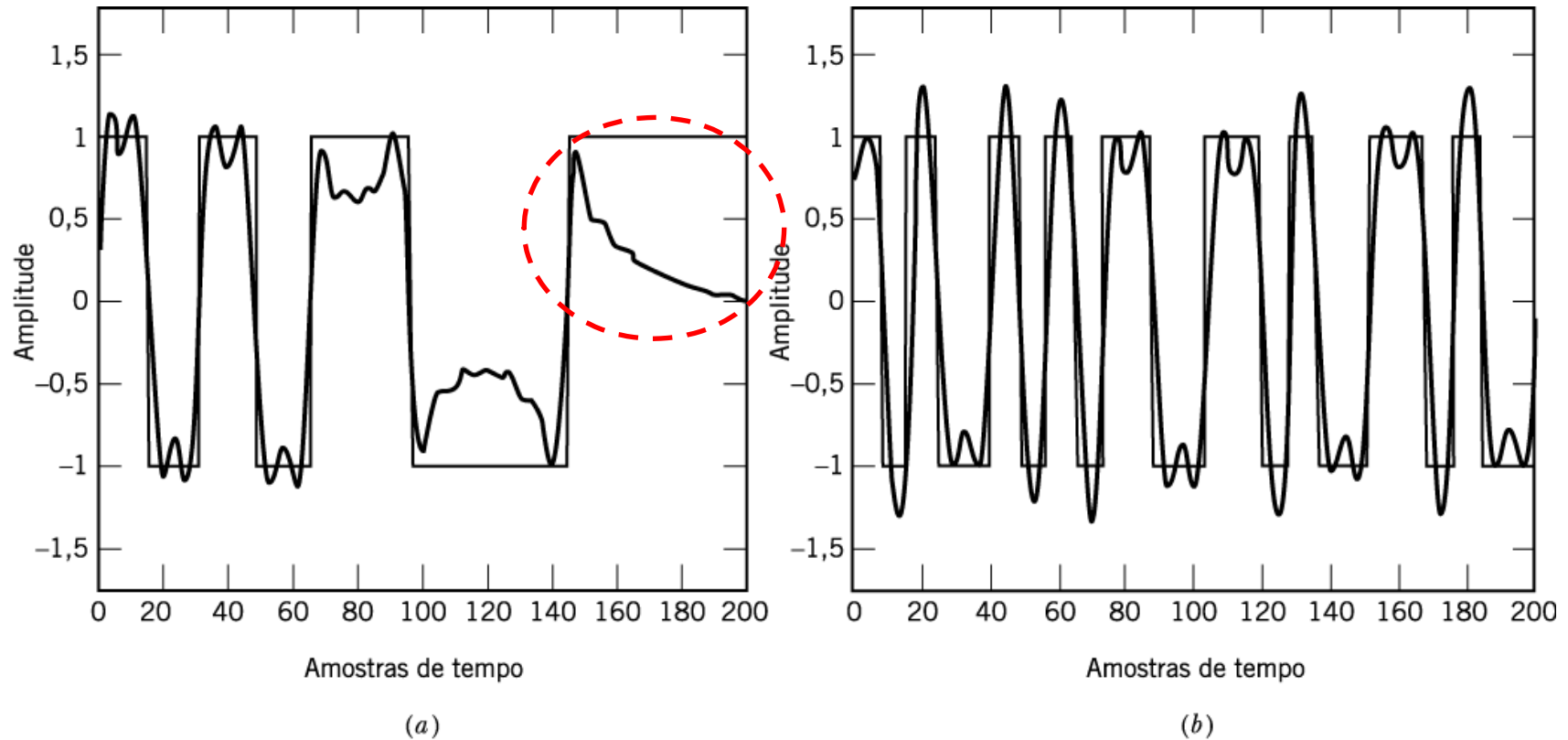


Figura 8.10 Transmissão de dados por um canal telefônico a 1600 bps: (a) código de linha polar NRZ e (b) código de linha Manchester.

Exemplo de transmissão de dados por um canal telefônico

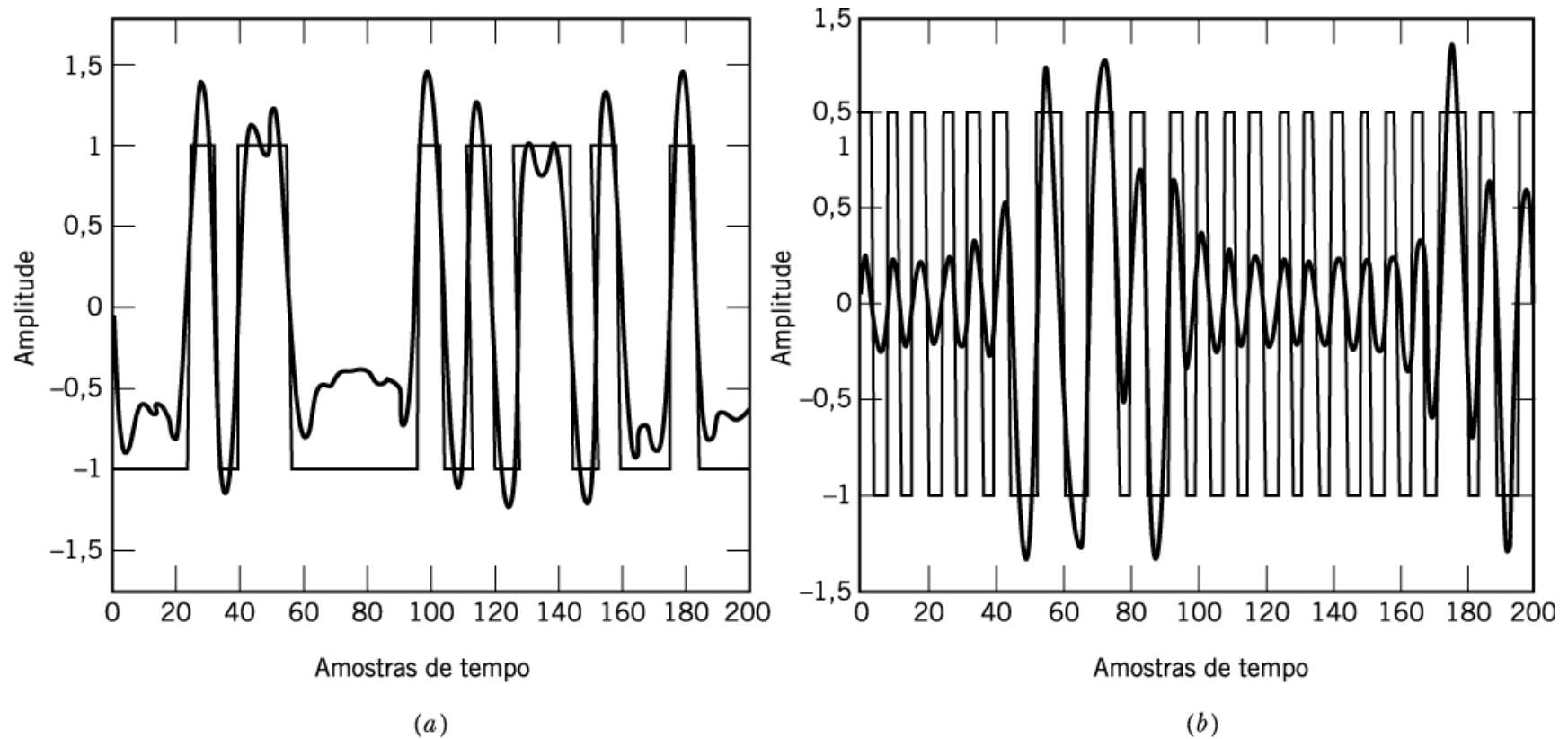


Figura 8.11 Transmissão de dados por um canal telefônico a 3200 bps: (a) código de linha polar NRZ e (b) código de linha Manchester.



Critério de Nyquist para transmissão sem distorção

No receptor o objetivo é recuperar as sequencias de dados binários originais $\{b_k\}$

$$y(t_i) = \mu a_i + \mu \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq i}}^{\infty} a_k p[(i-k)T_b] + n(t_i)$$

Para isto, no receptor:

- ★ extrai e decodifica as sequencias correspondentes aos coeficientes $\{a_k\}$ a partir da saída $y(t)$;
- ❑ a **extração** envolve a **amostragem** da saída no tempo $t=iT_b$;
- ❑ a **decodificação** exige que a contribuição do **efeito residual** de todos outros bits transmitidos seja livre de ISI quando $k=i$;

Então, o pulso global $p(t)$ deve ser controlado:

$$p[(i-k)T_b] \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}$$

❖ Resultando em uma recepção perfeita na ausência de ruído.

$$y(t_i) = \mu a_i, \text{ para todo } i$$



Critério de Nyquist para transmissão sem distorção

Na frequência:

$$P_{\delta}(f) = R_b \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - nR_b)$$

$R_b = 1/T_b$ É a taxa de bits dada em bits/s;

$P_{\delta}(f)$ É a T. F. de uma sequência periódica infinita de funções delta de período T_b , cujas áreas são ponderadas pelos respectivos valores de amostras de $p(t)$.

A função da frequência $P(f)$ elimina a interferências intersimbolica para amostras tomadas em intervalos T_b – **Critério de Nyquist**

Para transmissão em banda base sem distorção na ausência de ruído :

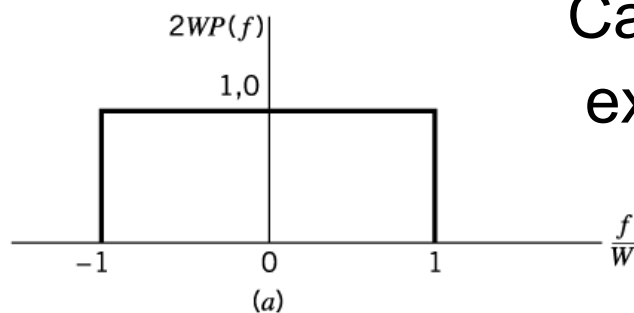
$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - nR_b) = T_b$$

$$W = \frac{1}{2T_b} = \frac{R_b}{2}$$

her

Canal de Nyquist ideal –
exemplo:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - nR_b) = T_b$$

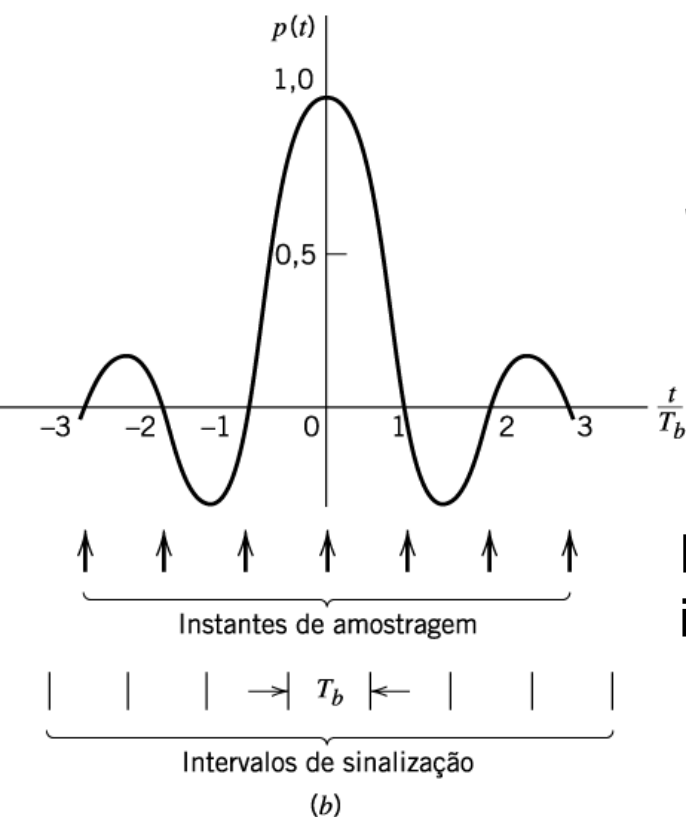


$P(f)$ – função retangular – função da frequência.

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W}, & -W < f < W \\ 0, & |f| > W \end{cases} = \frac{1}{2W} \text{rect}\left(\frac{f}{2W}\right)$$

$R_b = 1/T_b$ É a taxa de bits dada em bits/s;

$W = R_b/2 = 1/(2T_b)$ É a largura de banda do sistema;



$$p(t) = \frac{\text{sen}(2\pi Wt)}{2\pi Wt} = \text{sinc}(2Wt)$$

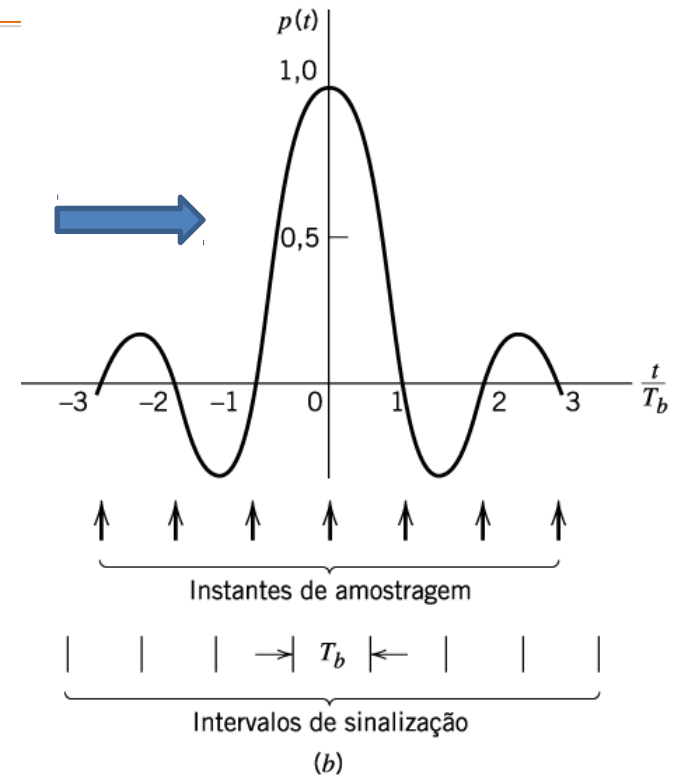
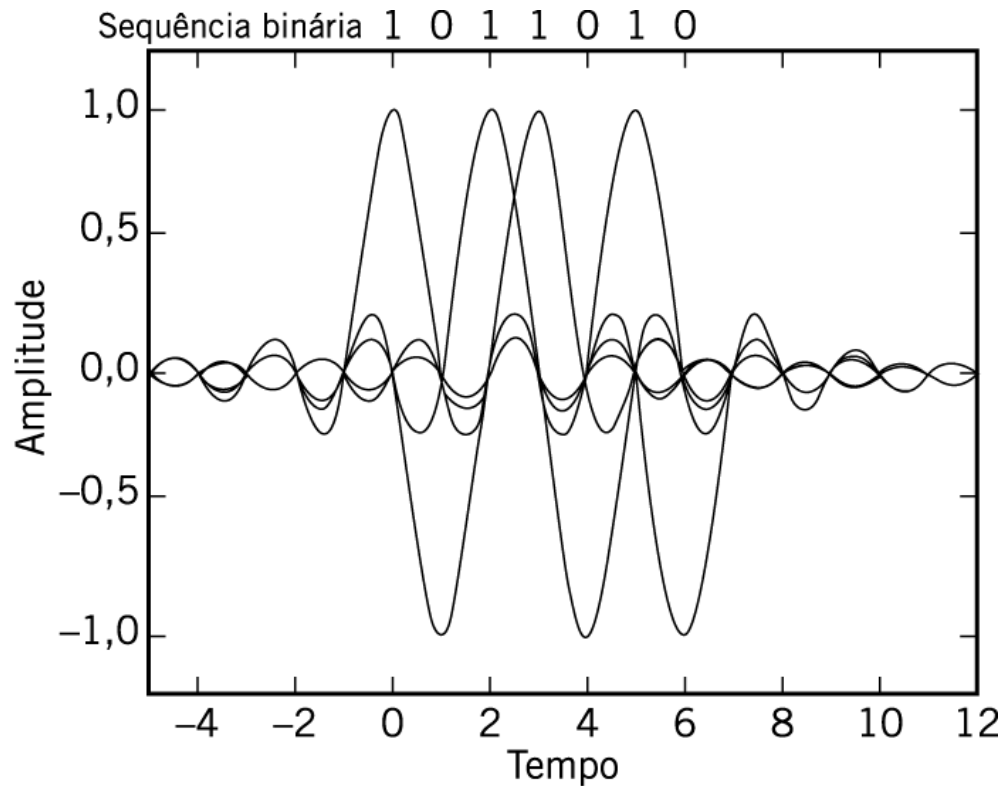
Função SINC é uma forma de onda do sinal que produz interferência intersimbólica nula.

$R_b = 2W$ - taxa de bits chamada de taxa de Nyquist;

Figura 8.15 (a) Resposta em magnitude ideal. (b) Forma de pulso básico ideal.

Canal de Nyquist ideal - exemplo

Forma de onda $y(t)$ recebida e amostrada nos instantes de tempo $t=0, \pm T_b, \pm 2T_b, \dots$



$$R_b = 2W$$

É a taxa de Nyquist;

$$W \geq R_b / 2$$

Valor mínimo ajustável entre W e $2W$;

$$R_b = 1/T_b$$

É a taxa de bits dada em bits/s;

Figura 8.16 Uma série de pulsos sinc correspondentes à sequência 1011010.

Canal de Nyquist realizável - exemplo

✓ Resposta em frequência

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W}, & 0 \leq |f| < f_1 \\ \frac{1}{4W} \left\{ 1 - \text{SEN} \left[\frac{\pi(|f| - W)}{2W - 2f_1} \right] \right\}, & f_1 \leq |f| < 2W - f_1 \\ 0, & |f| \geq 2W - f_1 \end{cases}$$

$$\alpha = 1 - \frac{f_1}{W}$$

✓ Resposta no tempo

$$p(t) = [\text{sinc}(2Wt)] \left(\frac{\cos(2\pi\alpha Wt)}{1 - 16\alpha^2 W^2 t^2} \right)$$

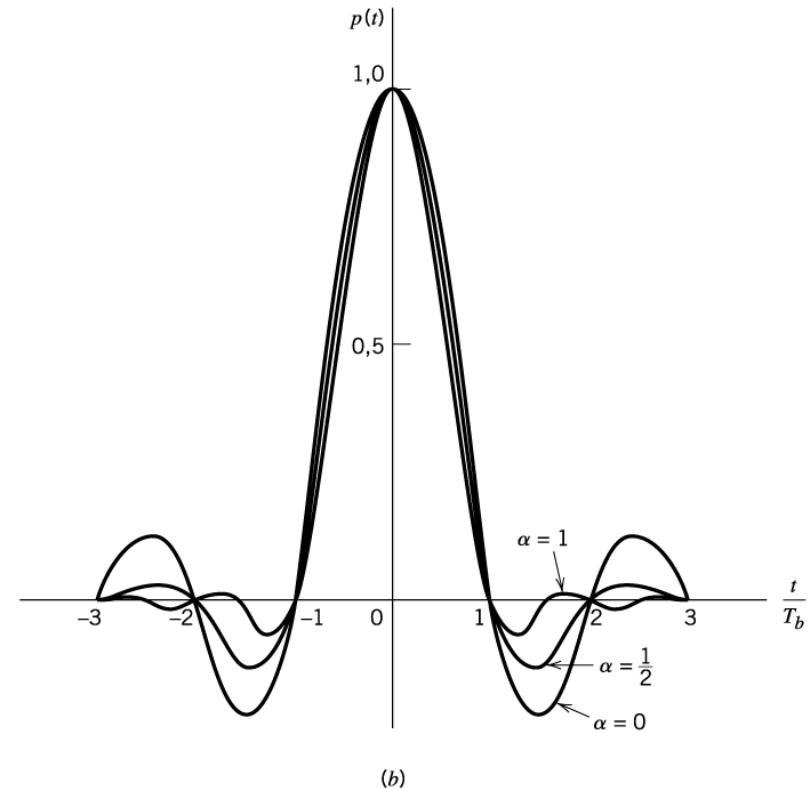
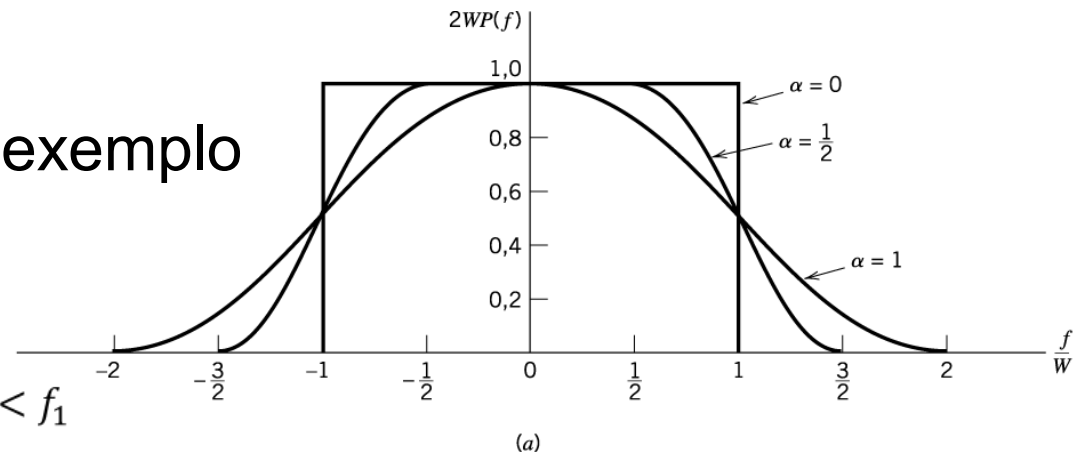


Figura 8.17 Respostas para diferentes valores de decaimento. (a) Resposta em frequência. (b) Resposta no tempo.

Canal de Nyquist ideal – Largura de banda mínima de transmissão

$$B_T = W = 1/2T_b$$

R_b - taxa de Nyquist;

$$W \geq R_b/2$$

W – largura de banda

$R_b = 1/T_b$ - É a taxa de bits dada em bits/s;

Canal de Nyquist real

$\alpha = 1$ decaimento de cosseno completo

$$B_T = W(1 + \alpha) = 2W = 1/T_b$$

para $\alpha = 1$

❖ Exemplo:

Sistema de portadora T1:

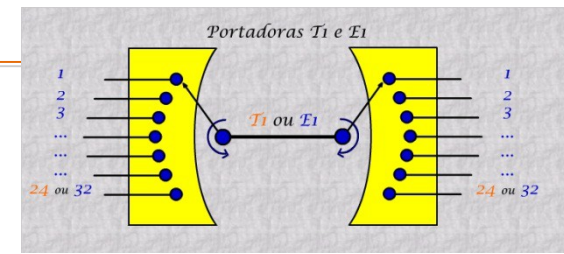
- São 255 níveis, ou seja, 8 bits;
- TDM - 24 palavras de 8 bits + 1 bit único para sincronização - $(24 \times 8) + 1 = 193$ bits.
- Quadro básico tem duração de $125\mu\text{s}$.
- **Duração de cada bit = $125\mu\text{s} / 193 = 0,647\mu\text{s}$**
- Taxa de transmissão resultante será: $1,544\text{Mb/s}$

Canal de Nyquist ideal – Largura de banda mínima de transmissão

$$B_T = W = 1/2T_b = 772\text{kHz}$$

Canal de Nyquist real - decaimento de cosseno completo

$$B_T = W(1 + \alpha) = 2W = 1/T_b = 1,544\text{MHz}$$

**FDM – SSB**

$$B_T = 24 * 4 = 96\text{kHz}$$

Transmissão PAM M-ária em banda base

$1/T$ - é a taxa de sinalização do sistema, expressa em símbolos/s ou Baud

$$\text{baud} = \log_2 M \quad \text{bits/s}$$

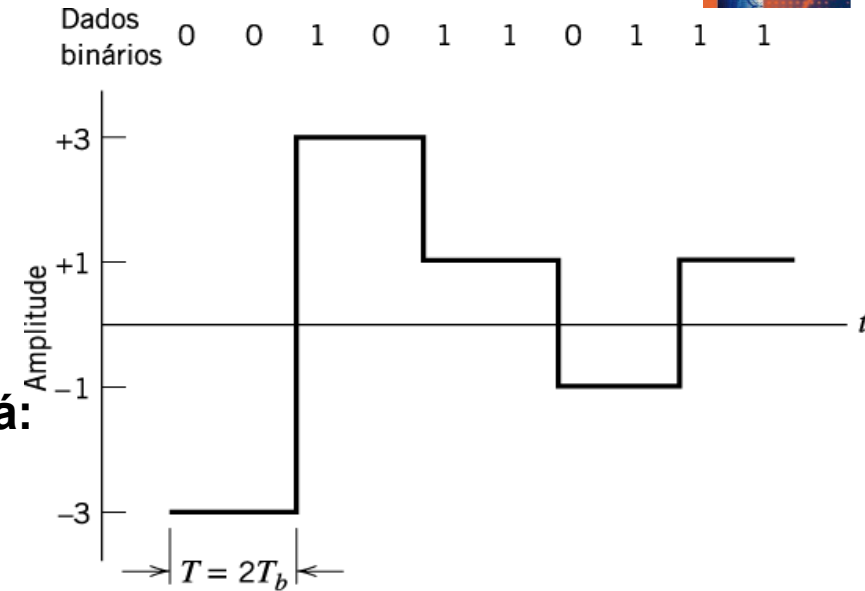
Duração do símbolo T do sistema PAM M-ário, será:

$$T = T_b \log_2 M$$

T duração do símbolo
 T_b duração de bit

Em um sistema PAM M-ário a informação é transmitida a uma taxa $\log_2 M$ mais rápida do que o sistema PAM binário.

Mesma probabilidade média de erro símbolo exige mais potência transmitida.



(a)

Dibit	Amplitude
00	-3
01	-1
11	+1
10	+3

(b)

Figura 8.18 Saída de um sistema quaternário. (a) Forma de onda. (b) Representação dos quatro pares de bits possíveis.

Canal telefônico, que é limitado em banda, pode afetar a transmissão em alta velocidade de dados digitais.

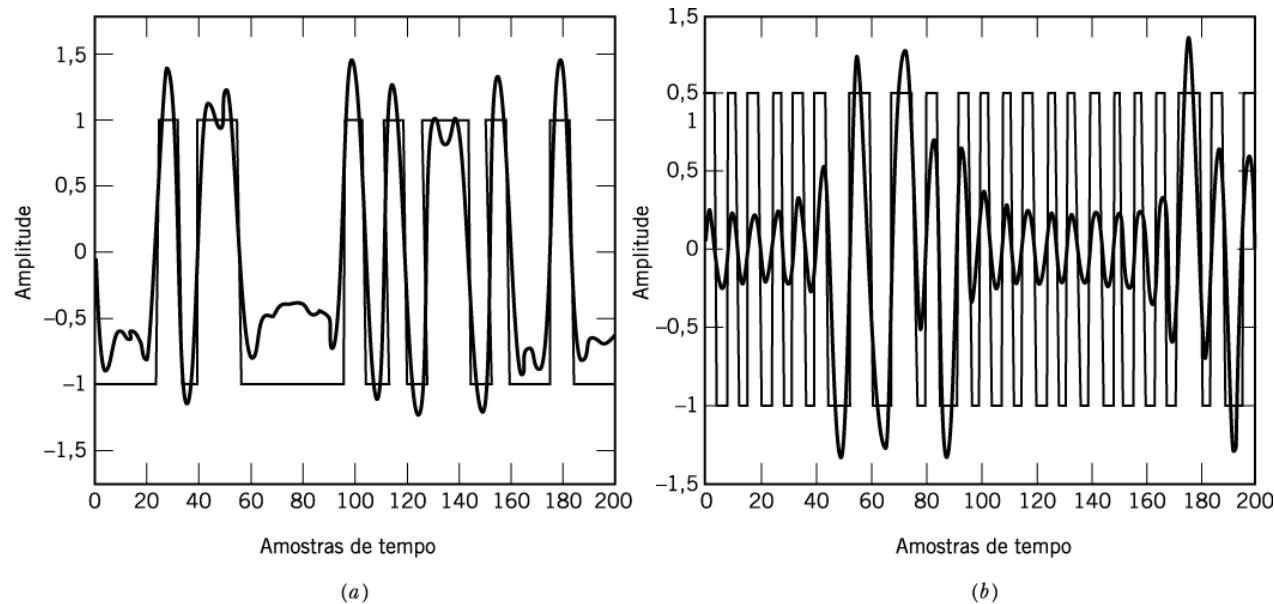


Figura 8.11 Transmissão de dados por um canal telefônico a 3200 bps: (a) código de linha polar NRZ e (b) código de linha Manchester.

Na prática é impossível termos conhecimento prévio das características exatas do canal ou é inevitável falta de precisão na implementação física do filtro.

Então para compensar esta distorção residual intrínseca utiliza-se o **equalizador**.

Equalização - Filtro Tapped Delay Line - TDL

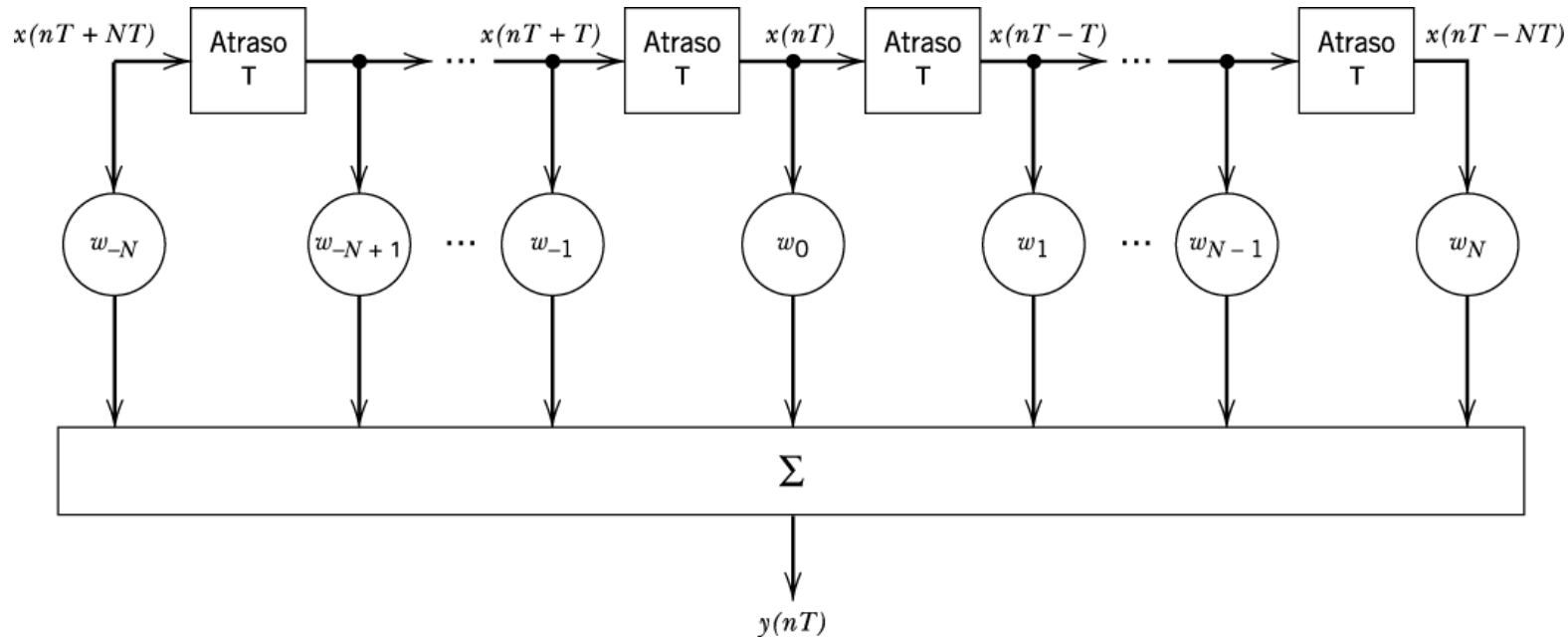


Figura 8.19 Filtro TDL.

- ❖ A taxa de dados do sistema é limitada por alguma distorção residual devido à ISI.
- ❖ Equalização é utilizada para compensar esta distorção residual intrínseca.

Equalização TDL

- ❖ A resposta ao impulso do equalizador TDL é dado por:
- ❖ Supondo que o equalizador seja conectado em cascata com um sistema linear cuja resposta ao impulso é $c(t)$. Seja $p(t)$ a resposta ao impulso do sistema equalizado. Então:

$$h(t) = \sum_{k=-N}^N W_k \delta(t - kT)$$

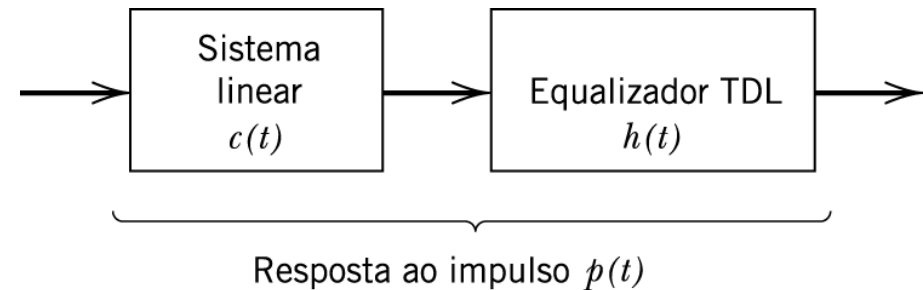


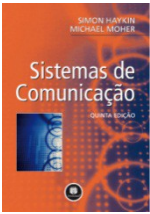
Figura 8.20 Conexão em cascata de um sistema linear e um equalizador TDL.

$$p(t) = c(t) * h(t) = c(t) * \sum_{k=-N}^N W_k \delta(t - kT) = \sum_{k=-N}^N W_k c(t) * \delta(t - kT) = \sum_{k=-N}^N W_k c(t - kT)$$

Soma de Convolução discreta:

$$p(nT) = \sum_{k=-N}^N W_k c((n - k)T)$$

$t=nT$



Equalização TDL

Soma de Convolução discreta:

$$p(nT) = \sum_{k=-N}^N W_k c((n-k)T)$$

$t=nT$

❖ Para que não haja interferência intersimbólica:

$$p[(n)T_b)] \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases} \quad p[(n)T_b)] \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \mp 1, \mp 2, \dots, \mp N \end{cases}$$

- O equalizador TDL (equalizador zero-forcing) é ótimo para eliminar distorção de pico (ISI).
- Ele também é fácil de implementar. Em teoria quanto maior o equalizador (N aproxima do infinito) mais o sistema aproximará da condição ideal pelo critério de Nyquist para transmissão sem distorção.

Exemplo – Transmissão de 100Mbps via dois pares de fios de cobre trançados. Ethernet rápida – 100BASE-TX

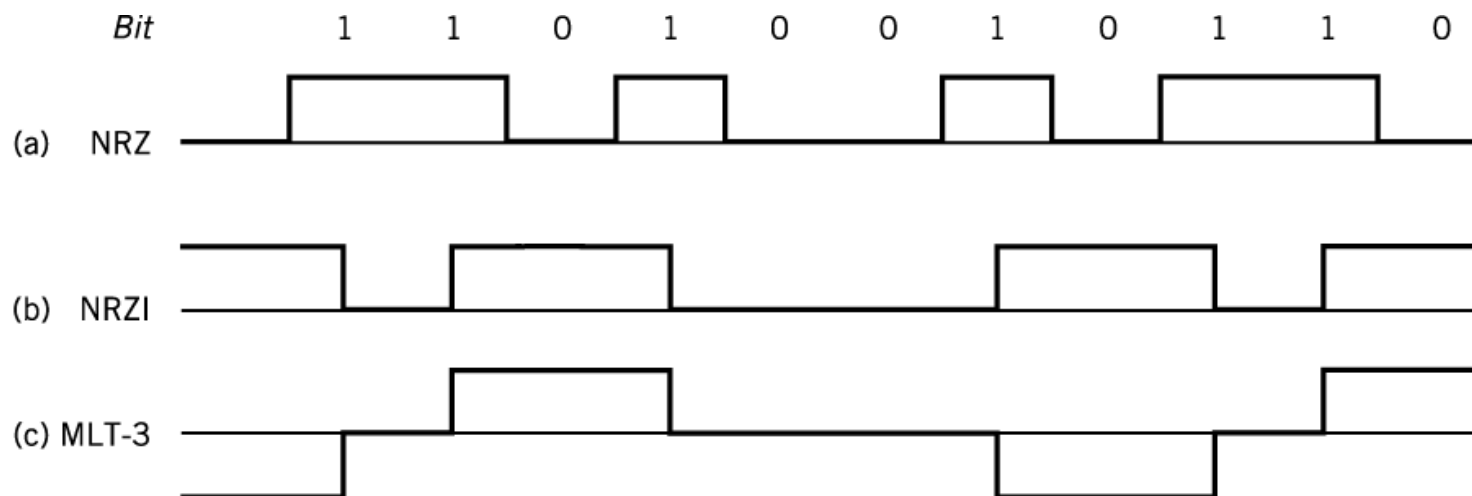


Figura 8.21 A tradução entre diferentes códigos de linha utilizados como 100BASE-TX.

O link de comunicação possui um máximo de 100 metros.

No **primeiro estágio** 4 bits são codificados em binário para 5 bits no formato NRZ.

No **2º estágio** o formato NRZ é convertido no formato NRZ inverso (NRZI).

No **3º estágio** – os bits NRZI são convertidos em um formato de 3 níveis conhecido como MLT₃. O formato multiníveis reduz a frequência fundamental dos dados de 62,5Mhz para 31,25MHz.

Exemplo – Transmissão de 100Mbps via par trançado. Ethernet rápida – 100BASE-TX

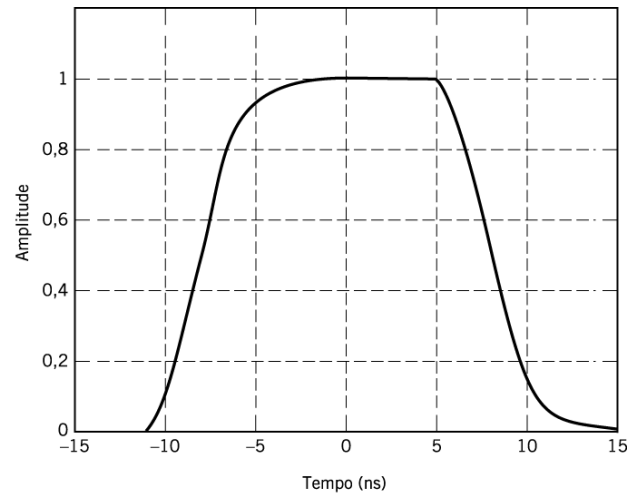


Figura 8.22 Exemplo de forma de pulso para 100BASE-TX.

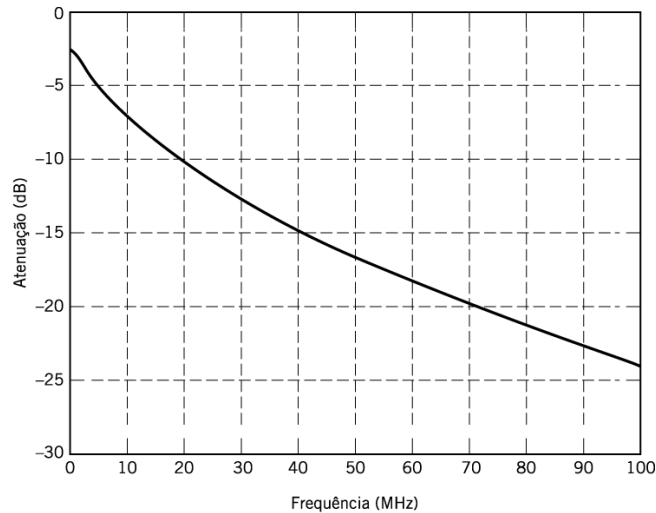


Figura 8.23 Pior caso de característica de atenuação de cabo para 100BASE-TX.

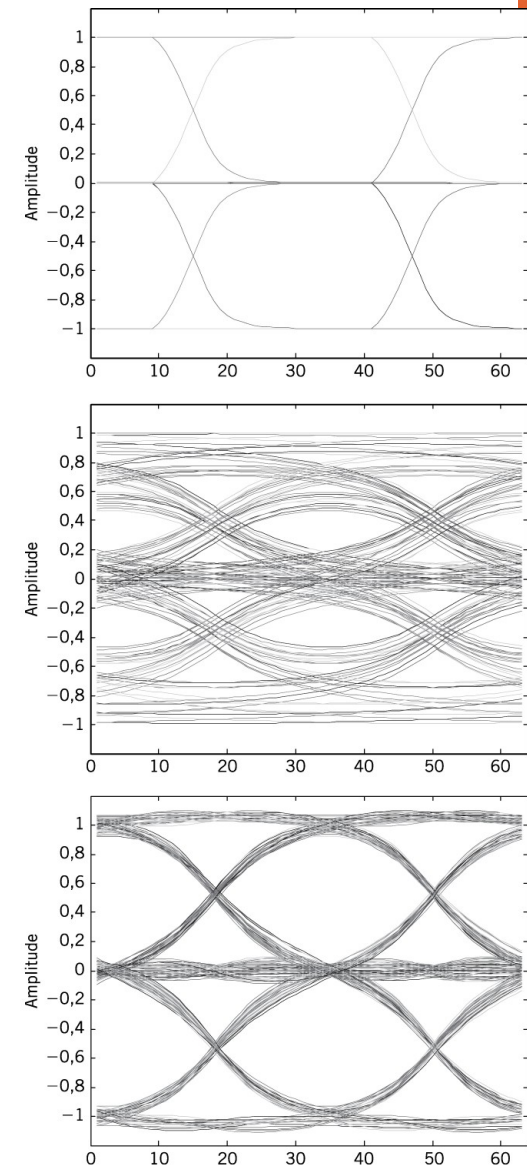


Figura 8.24 Digramas oculares para (a) sinal transmitido; (b) sinal recebido; (c) sinal recebido equalizado.