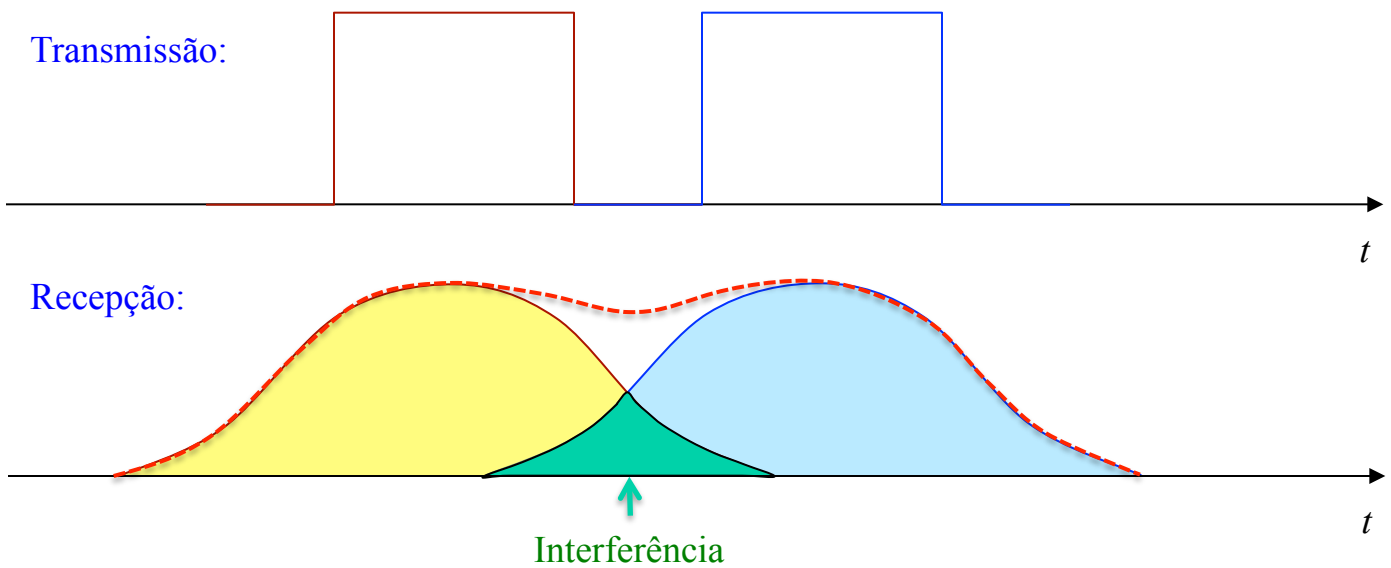
Capítulo 5

Interferência entre Símbolos

1. Introdução

Quando dados digitais são transmitidos por um canal limitado em faixa, a dispersão no canal dá origem a um problema denominado de interferência intersimbólica.

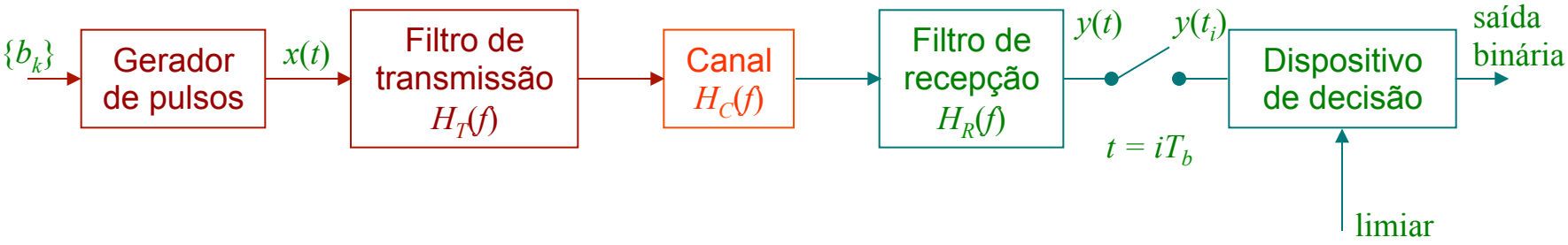
Interferência intersimbólica: interferência causada pela resposta no tempo do canal que causa uma modificação no formato de um símbolo devido a outro(s).



2. Transmissão em banda básica de dados binários

Modulação por amplitude de pulso - PAM - fornece a mais eficiente forma de modulação discreta por pulso, em termos de uso de potência e largura de faixa.

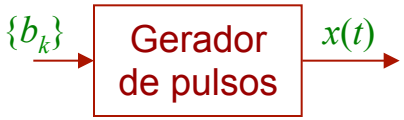
Sistema de transmissão de dados PAM:



onde: $\{b_k\}$ é a sequência de dados binários de entrada.

T_b é a duração de um bit [segundos].

Saída do gerador de pulsos:



$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k g(t - kT_b)$$

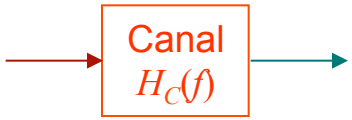
$g(t)$ é o pulso de formatação com seu valor no tempo $t = 0$ definido por $g(0) = 1$.

A amplitude A_k é definida por:

$$A_k = \begin{cases} +a & \text{se } b_k = 1 \\ -a & \text{se } b_k = 0 \end{cases}$$

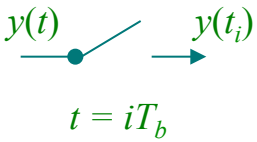
A saída do gerador de pulsos $x(t)$ passa por um filtro de transmissão com função de transferência $H_T(f)$.

O sinal de saída do filtro de transmissão é enviado pelo canal com função de transferência $H_C(f)$.

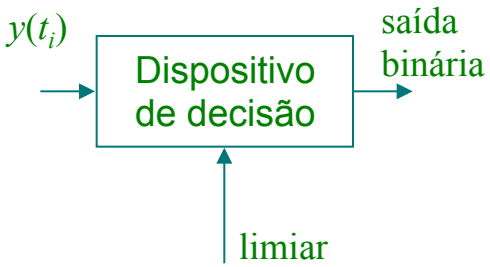


O sinal na entrada do receptor é então filtrado por um filtro de recepção com função de transferência $H_R(f)$.

A saída do filtro receptor é amostrada de maneira síncrona com o transmissor, com os instantes de amostragem sendo determinados por um sinal de relógio extraído da saída do filtro receptor.



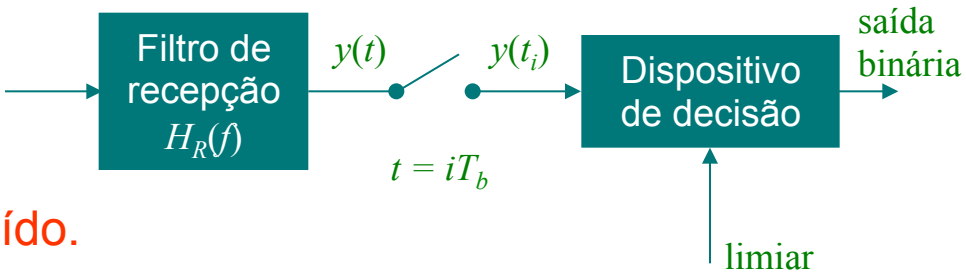
Finalmente, a sequência de amostras é utilizada para reconstruir a sequência de dados original por meio de um dispositivo de decisão.



A amplitude de cada amostra é comparada a um limiar, se o limiar é excedido decide-se por 1, caso contrário, decide-se por 0.

3. Interferência intersimbólica

Efeitos das imperfeições na resposta em frequência do canal (isto é, dispersão no formato do pulso pelo canal) sobre a transmissão de dados pelo canal.



Canal é sem ruído.

Saída do filtro de recepção:

$$y(t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(t - kT_b)$$

onde μ é um fator de escala. O pulso $p(t)$ possui um formato diferente de $g(t)$ mas é normalizado de tal forma que $p(0) = 1$.

O pulso $\mu A_k p(t)$ = resposta ao pulso $A_k g(t)$ de entrada do filtro de transmissão + filtro de canal + filtro de recepção.

Então,

$$\mu \cancel{A_k} P(f) = \cancel{A_k} G(f) H_T(f) H_C(f) H_R(f)$$

onde $p(t) \Leftrightarrow P(f)$ e $g(t) \Leftrightarrow G(f)$.

A saída $y(t)$ do filtro de recepção é amostrada em $t_i = iT_b$, fornecendo:

$$y(t_i) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p\left[(i-k)T_b\right]$$

$$= \mu A_i + \mu \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq i}}^{\infty} A_k p\left[(i-k)T_b\right] \qquad i = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$$

contribuição do i-ésimo bit transmitido

efeito residual dos demais bits transmitidos na decodificação do i-ésimo bit recebido (interferência intersimbólica)

Minimizar a interferência intersimbólica (IIS) no projeto dos filtros de transmissão e de recepção $\Rightarrow$ entregar ao destinatário os dados digitais com a menor taxa de erro de bit possível.

Problema: Dado $G(f)$ e $H_C(f)$.

Determinar as funções de transferência $H_T(f)$ e $H_R(f)$ tal que seja possível ao receptor decodificar corretamente a sequência de amostras recebida obedecendo a relação:

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

4. Solução ideal

Controle da IIS no sistema é obtida no domínio do tempo controlando a função $p(t)$ ou no domínio da frequência controlando $P(f)$.

Uma forma de onda que produz IIS nula é definida por:

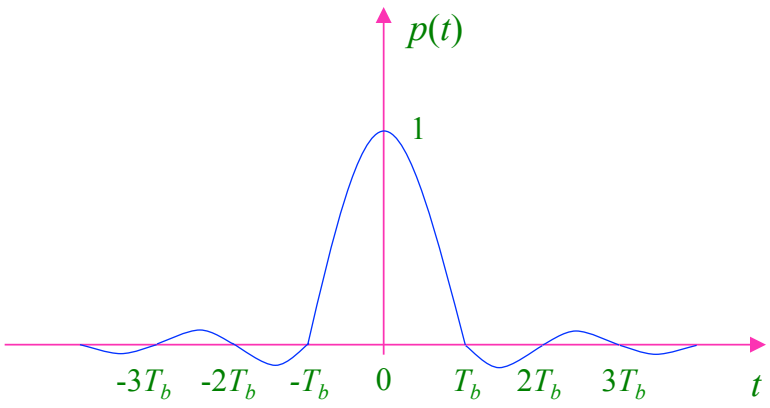
$$p(t) = \frac{\operatorname{sen}(2\pi B_0 t)}{2\pi B_0 t} = \operatorname{sinc}(2B_0 t)$$

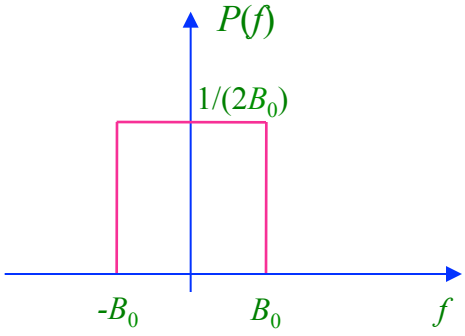
$B_0 = 1/(2T_b)$ é a largura de faixa de Nyquist que define a largura de faixa de transmissão mínima para IIS = 0.

Representação de $p(t)$ em frequência:

$$P(f) = \begin{cases} \dfrac{1}{2B_0} & 0 \le |f| < B_0 \\ 0 & B_0 < |f| \end{cases}$$

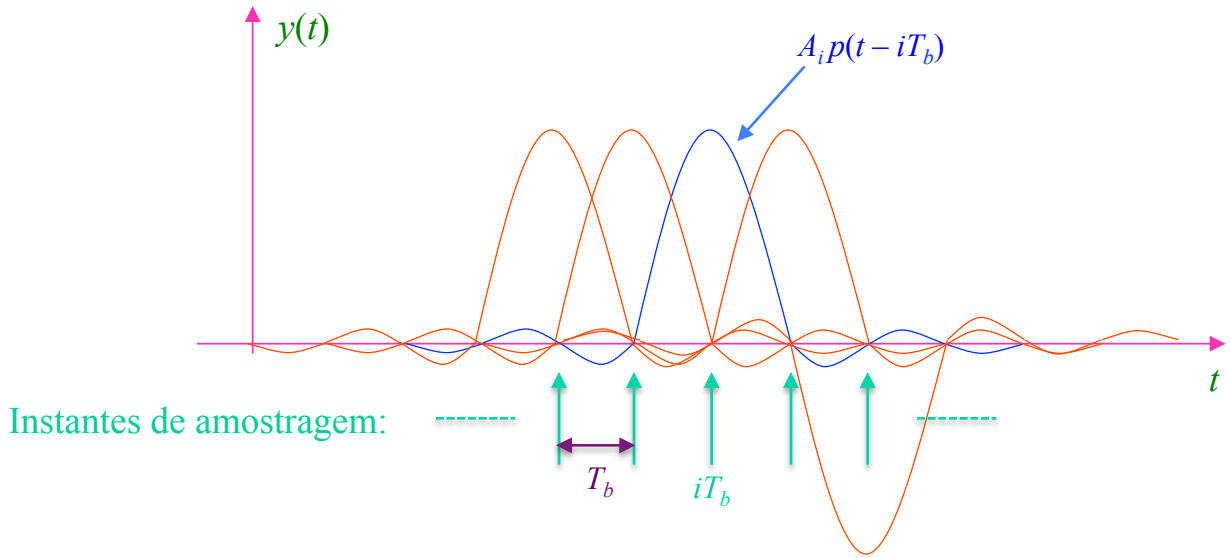
$p(t)$: pode ser vista como a resposta ao impulso de um filtro passa-baixas ideal com resposta em amplitude igual a $1/(2B_0)$ dentro da largura de faixa B_0.





A função $p(t)$ possui seu valor de pico na origem e cai para zero em múltiplos inteiros da duração de bit T_b.

Assim, se a forma de onda recebida $y(t)$ é amostrada nos instantes de tempo $t = 0, \pm T_b, \pm 2T_b, \ldots$, então, os pulsos definidos por $A_i p(t - iT_b)$ com amplitude A_i e $i = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ não interferem um no outro.



$$A_i = \begin{cases} +A & \text{se } b_k = 1 \\ -A & \text{se } b_k = 0 \end{cases}$$

Embora a escolha do formato de pulso ideal alcance economia de faixa de frequência na resolução da IIS, existem duas dificuldades que fazem o seu uso impraticável:

a) A resposta em frequência de $P(f)$ deve ser plana de $-B_0$ a B_0 e zero fora, o que é irrealizável.

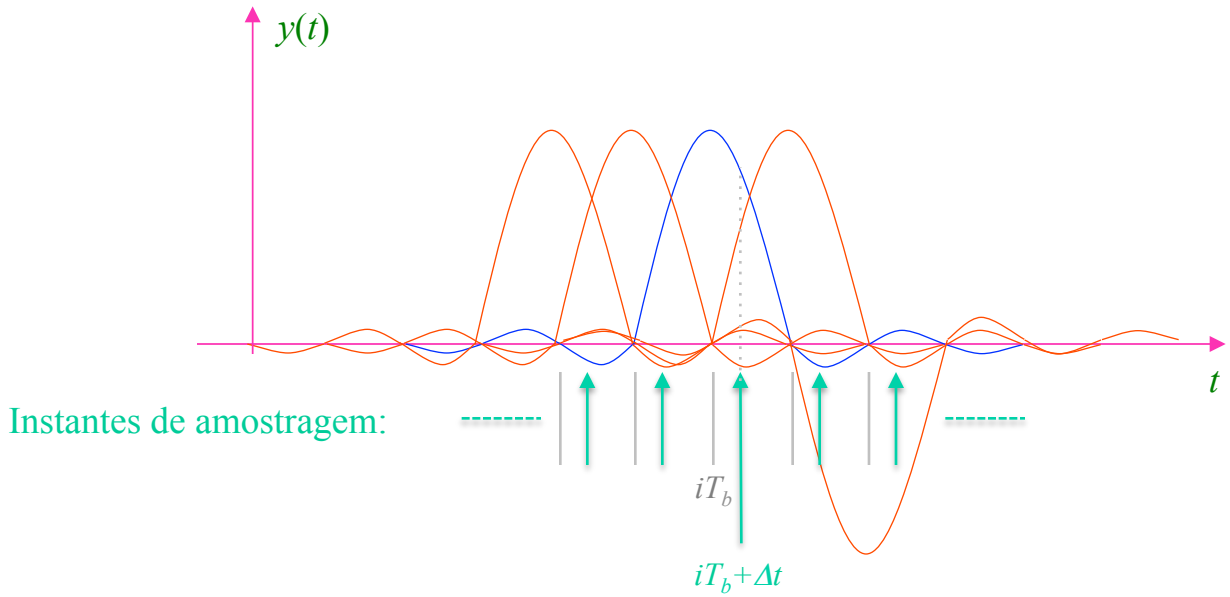
b) A função $p(t)$ decresce como $1/|t|$ para $|t|$ grande, resultando em uma taxa baixa de decremento. Isto é causado pela descontinuidade de $P(f)$ em $\pm B_0$. Assim, não existe praticamente margem de erro nos instantes de amostragens no receptor.

Erro de temporização:

Amostras de $y(t)$ em $t = t_i + \Delta t$

$t_i = iT_b$

Δt = erro de temporização.



Cálculo do efeito deste erro de temporização:

Considere a amostra de $y(t)$ em $t = t_i + \Delta t$, onde Δt é o erro de temporização.

Simplificação: $t_i = 0$, então, na ausência de ruído:

$$y(\Delta t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p(\Delta t - kT_b) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \operatorname{sinc}\left[2B_0(\Delta t - kT_b)\right]$$

Como $2B_0T_b = 1$, temos:

$$y(\Delta t) = \mu \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k \operatorname{sinc}\left[2B_0\Delta t - k\right]$$

$$= \mu A_0 \operatorname{sinc}(2B_0\Delta t) + \mu \sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} A_k \operatorname{sinc}(2B_0\Delta t - k)$$

$$y(\Delta t) = \mu A_0 \operatorname{sinc}(2B_0\Delta t) + \mu \frac{\operatorname{sen}(2\pi B_0 \Delta t)}{\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{\infty} \frac{(-1)^k A_k}{2B_0\Delta t - k}$$

símbolo desejado

IIS causada pelo erro de temporização Δt na amostragem de $y(t)$. Em certos casos, é possível que esta série divirja causando decisões errôneas no receptor.

Precisamos de formatos de pulsos que combatam a IIS de maneira factível.

5. Espectro do cosseno levantado

A resposta total de frequência $P(f)$ decresce gradualmente para zero.

$P(f)$ possui a forma de uma função cosseno levantado que consiste de uma porção plana e de uma porção com uma taxa de decaimento (*rolloff*):

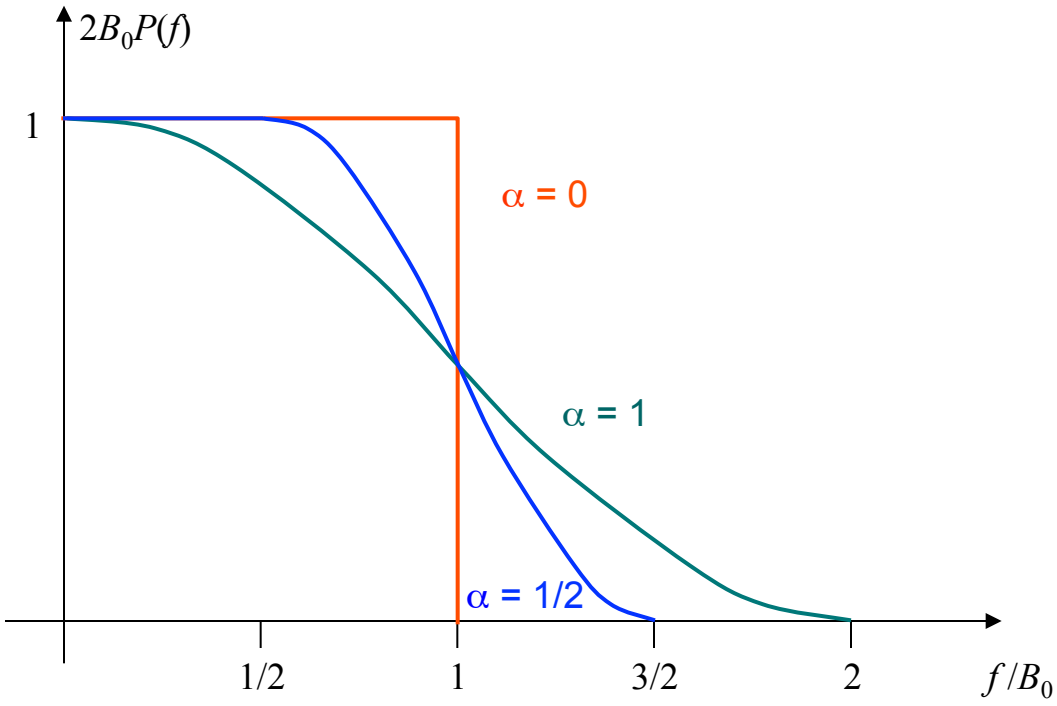
$$P(f) = \begin{cases} \dfrac{1}{2B_0} & 0 \le |f| < f_1 \\ \dfrac{1}{4B_0}\left\{1 + \cos\left[\dfrac{\pi\left(|f| - f_1\right)}{2B_0 - 2f_1}\right]\right\} & f_1 \le |f| < 2B_0 - f_1 \\ 0 & 2B_0 - f_1 \le |f| \end{cases}$$

A frequência f_1 e a largura de faixa de Nyquist B_0 são relacionadas pelo fator de *rolloff*:

$$\boxed{\alpha = 1 - \frac{f_1}{B_0}}$$

Note que se $\alpha = 0 \Rightarrow f_1 = B_0$, temos a solução de faixa mínima (caso ideal).

Resposta em frequência de $P(f)$ normalizada ($\times\ 2B_0$) para valores de α igual a 0, $1/2$ e 1:



Resposta no tempo $p(t)$ é a transformada inversa de Fourier de $P(f)$:

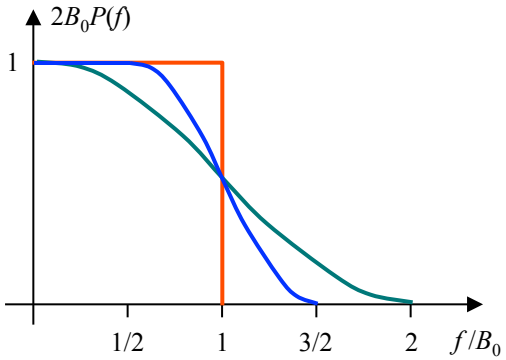
$$p(t) = \text{sinc}(2B_0 t)\frac{\cos(2\pi\alpha B_0 t)}{1-16\alpha^2 B_0^2 t^2}$$

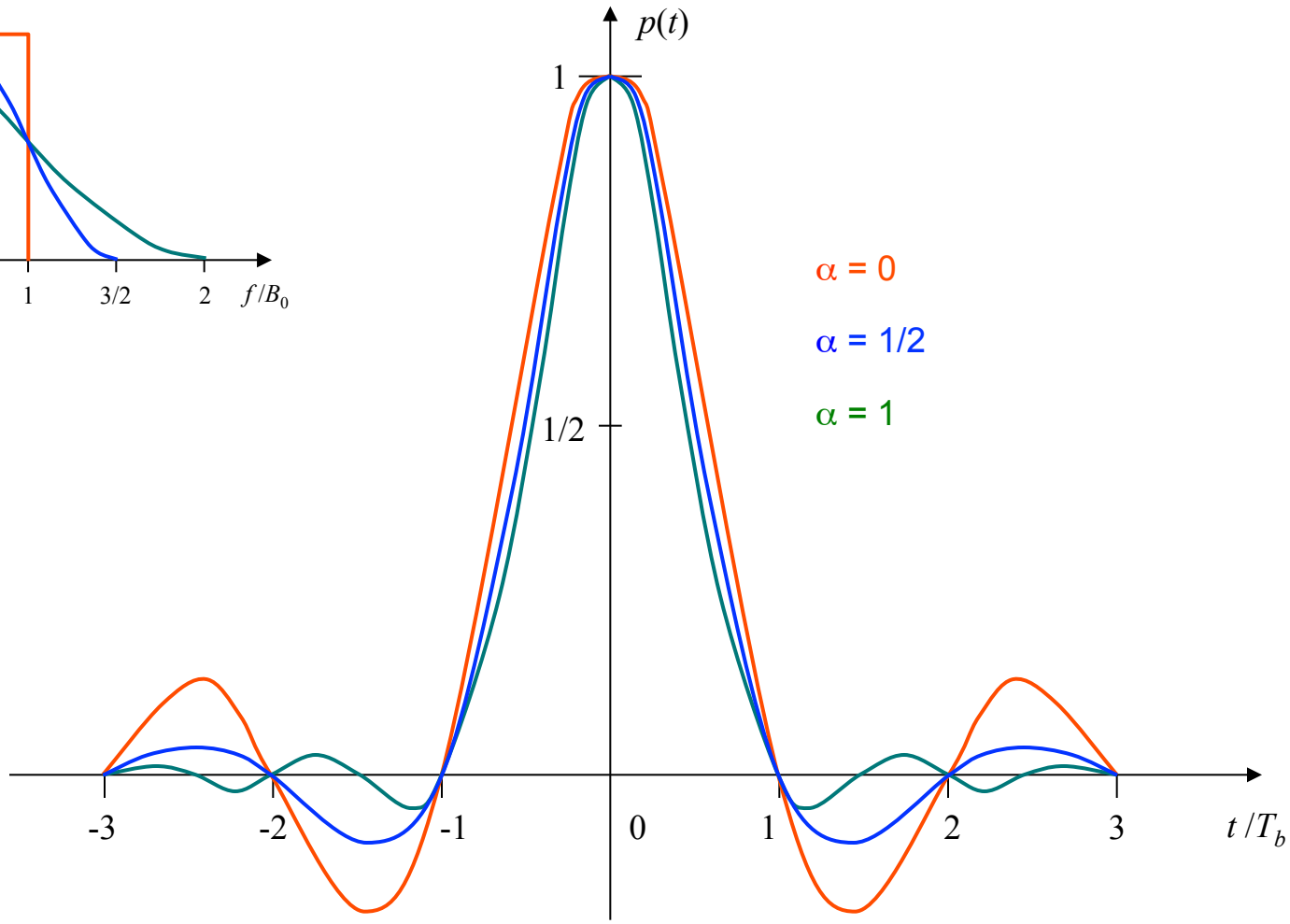
1º fator: está associado a solução ideal, garante os cruzamentos de zeros de $p(t)$ nos instantes de amostragem $t = iT_b$ com i sendo um inteiro positivo ou negativo.

2º fator: cai com $1/|t|^2$ para $|t|$ grande, reduz consideravelmente as caudas do pulso abaixo daquela obtida pelo filtro passa-baixas ideal, tal que a transmissão de ondas binárias usando estes pulsos é relativamente insensível a erros no instante de amostragem.

A quantidade de interferência intersimbólica resultante deste erro de temporização decresce com o aumento α de 0 a 1.

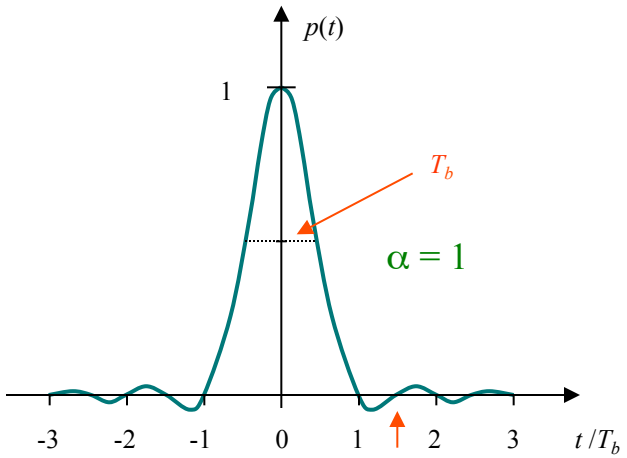
Resposta no tempo $p(t)$:





Para o caso especial onde $\alpha = 1$, $p(t)$ fica:

$$p(t) = \frac{\operatorname{sinc}(4B_0 t)}{1 - 16B_0^2 t^2}$$



Esta resposta no tempo exibe duas propriedades interessantes:

1) Para $t = \pm T_b/2 = \pm 1/(4B_0) \Rightarrow p(t) = 1/2$. Isto é, a largura do pulso medida na metade da amplitude é exatamente igual a duração de bit T_b.

2) Existem cruzamentos de zeros em $t = \pm 3T_b/2, \pm 5T_b/2, \ldots$, além dos cruzamentos de zeros usuais nos tempos de amostragem $t = \pm T_b, \pm 2T_b, \ldots$.

Largura de Faixa de Transmissão

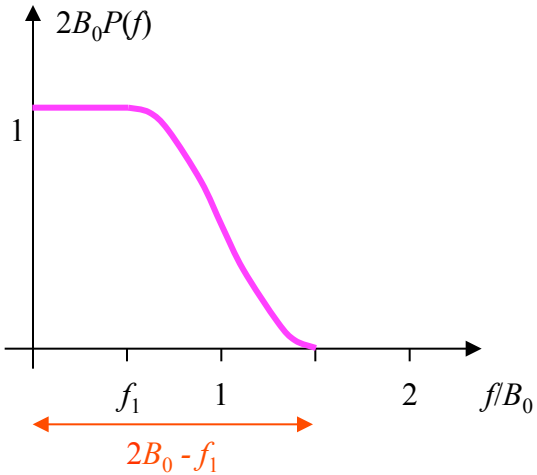
A porção diferente de zero de $P(f)$, resultante do uso do espectro cosseno levantado, é limitada no intervalo $(0, 2B_0 - f_1)$ para frequências positivas.

Assim, a largura de faixa de transmissão necessária pelo uso do espectro cosseno levantado é dada por: $B = 2B_0 - f_1$,

mas $\alpha = 1 - f_1/B_0$, então: $B = B_0(1 + \alpha)$

B_0 = largura de faixa de Nyquist

α = fator de *rolloff*.



A largura de faixa de transmissão utilizando o cosseno levantado excede a da solução ideal pela quantidade αB_0 .

A razão do excesso de faixa (solução cosseno levantado) pela largura de faixa de Nyquist (solução ideal) é igual a α.

Dois casos de particular interesse:

1) Quando o fator rolloff $\alpha = 0$, o excesso de faixa αB_0 reduz-se a 0, fazendo com que $B = B_0$ (valor mínimo).

2) Quando o fator rolloff $\alpha = 1$, o excesso de faixa αB_0 aumenta para B_0, fazendo com que $B = 2B_0$.

Exemplo: Largura de Faixa do Sistema PCM-30

0	1	2	3	4	5	.....	15	16	17	18	19	20	.....	31

32 canais = 30 canais de voz + 2 de serviço

Faixa de 1 canal de voz = 3,6 kHz

Taxa de amostragem = 8 kHz

Intervalo entre amostras de 1 mesmo canal de voz: 1/8000 = 125 μs

Comprimento da palavra código para cada amostra = 8 bits

Duração de 1 bit : T_b = 125μs/8 bits/32 canais = 0,48828 μs

Taxa de bits = 1/0,48828 = 2,048 Mb/s

Largura de faixa de transmissão mínima para interferência intersimbólica zero:

$$B = B_0 = \frac{1}{2T_b} = \frac{1}{2 \times 0{,}48828\mu s} = 1.024 \text{ kHz}$$

Largura de faixa de transmissão *B* utilizando espectro cosseno levantado com $\alpha = 1$:

$$B = 2B_0 = \frac{1}{T_b} = \frac{1}{0{,}48828\mu s} = 2.048 \text{ kHz}$$

6. Codificação Correlativa

Adicionando IIS controlada $\Rightarrow$ possível alcançar uma taxa de sinalização de $2B_0$ símbolos por segundo em um canal de largura de faixa B_0 Hz.

Estes esquemas são chamados de codificação correlativa ou de sinalização de resposta parcial.

Premissa: receptor conhece a IIS que foi introduzida pelo transmissor no sinal transmitido, então seu efeito pode ser removido.

Codificação correlativa alcança a taxa máxima teórica de sinalização de $2B_0$ símbolos por segundo em uma faixa de B_0 Hertz, utilizando filtros realizáveis tolerantes a perturbações.

Sinalização Duobinária:

Considere $\{b_k\}$ sequência binária de entrada consistindo de dígitos de duração T_b segundos, onde

$$1 \Rightarrow +1 \text{ V}$$

$$0 \Rightarrow -1 \text{ V}$$

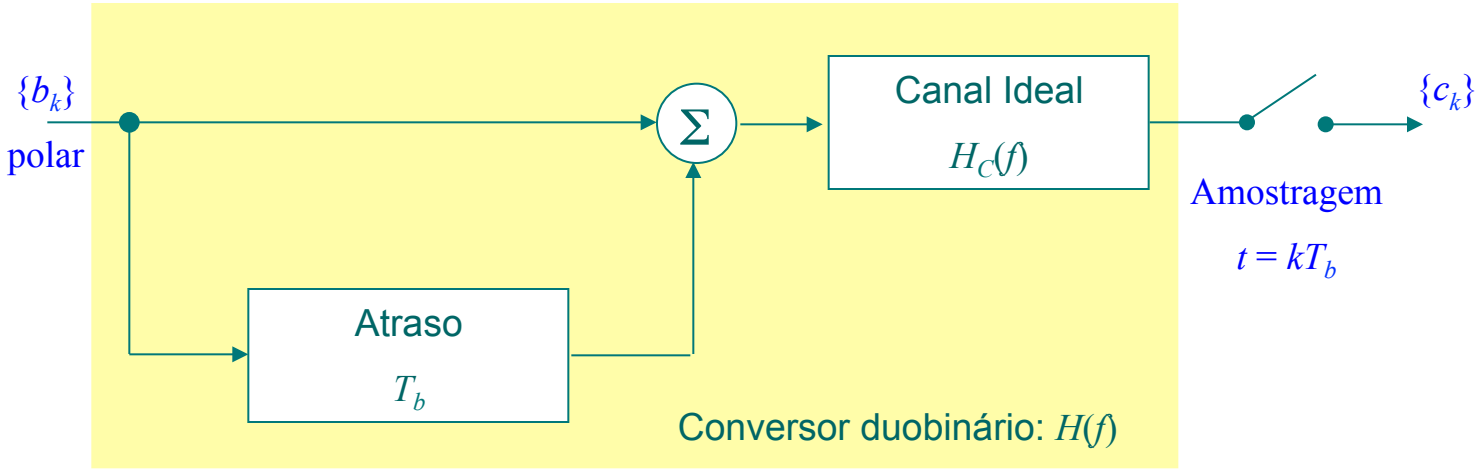
O codificador duobinário converte $\{b_k\}$ em três níveis: $+2$, 0 e -2 V.

Saída do codificador duobinário:

$$c_k = b_k + b_{k-1}$$

Note que c_k é uma sequência de dígitos correlacionados.

Codificador duobinário:



$H_c(f)$ = função de transferência do canal.

Elemento ideal de atraso: possui função de transferência = $\exp(-j2\pi fT_b)$.

Função de transferência do filtro conversor duobinário:

$$H(f) = H_c(f)\left[1+\exp\left(-j2\pi fT_b\right)\right]$$

$$= H_c(f)\left[\exp\left(j\pi fT_b\right)+\exp\left(-j\pi fT_b\right)\right]\exp\left(-j\pi fT_b\right)$$

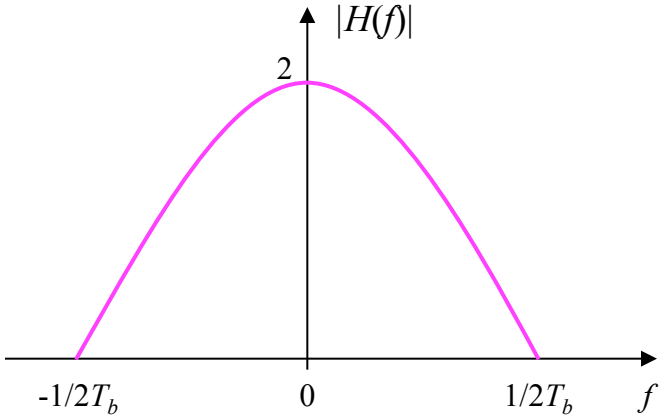
$$= 2H_c(f)\cos\left(\pi fT_b\right)\exp\left(-j\pi fT_b\right)$$

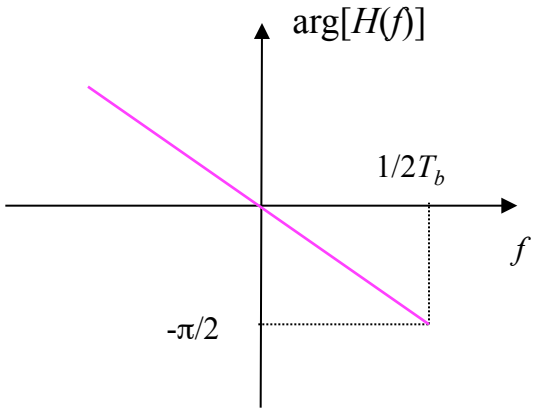
Para um canal ideal com largura de faixa $B_0 = 1/(2T_b)$, temos:

$$H_c(f) = \begin{cases} 1 & |f| \le \dfrac{1}{2T_b} \\ 0 & \text{fora} \end{cases}$$

Resposta em frequência do filtro de conversão duobinário fica:

$$H(f) = \begin{cases} 2\cos(\pi f T_b)\exp(-j\pi f T_b) & |f| \le \dfrac{1}{2T_b} \\ 0 & \text{fora} \end{cases}$$



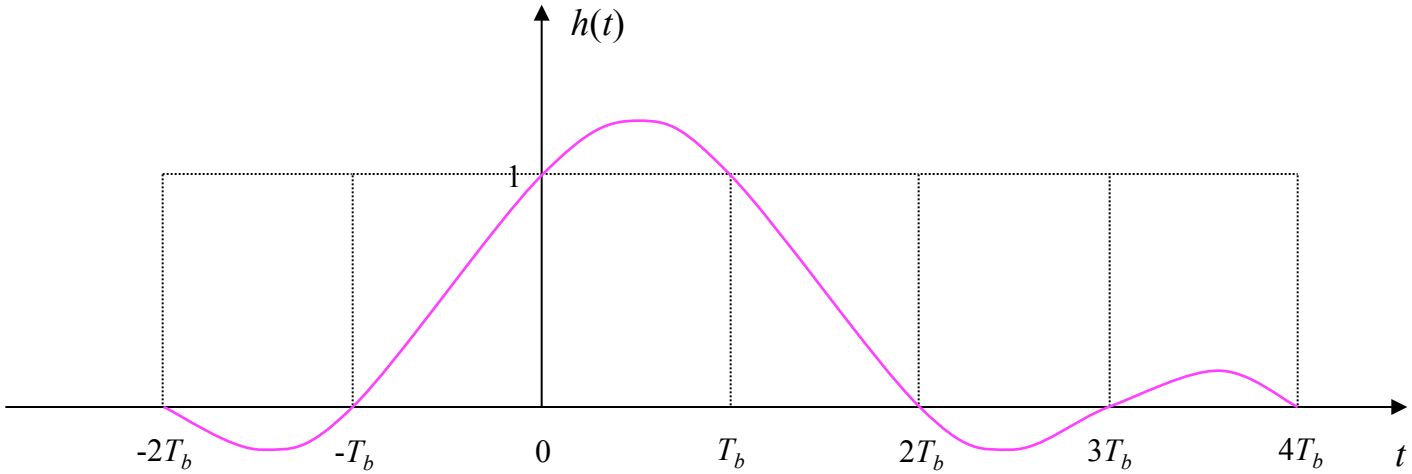


Resposta ao impulso $h(t)$ (a menos de um fator de escala):

$$h(t) = \frac{\operatorname{sen}\left(\pi t/T_b\right)}{\pi t/T_b} + \frac{\operatorname{sen}\left[\pi\left(t-T_b\right)/T_b\right]}{\pi\left(t-T_b\right)/T_b}$$

$$= \frac{\operatorname{sen}\left(\pi t/T_b\right)}{\pi t/T_b} - \frac{\operatorname{sen}\left[\pi t/T_b\right]}{\pi\left(t-T_b\right)/T_b}$$

$$= \frac{T_b^2 \operatorname{sen}\left(\pi t/T_b\right)}{\pi t\left(T_b - t\right)}$$



Detecção:

Os dados originais $\{b_k\}$ são detectados da sequência $\{c_k\}$ pela subtração do dígito binário decodificado no instante anterior do dígito recebido c_k.

Seja $\hat{b}_k$ uma estimativa do dígito binário original b_k produzida pelo receptor no instante $t = kT_b$, então:

$$\hat{b}_k = c_k - \hat{b}_{k\text{-}1}$$

Se c_k é recebida sem erro e se a estimativa anterior $\hat{b}_{k\text{-}1}$ no tempo $t = (k-1)T_b$ também corresponde a uma decisão correta, então $\hat{b}_k$ é correta também.

Esta técnica de detecção é denominada de decisão por realimentação (*decision feedback*).

Problema: Se erros ocorrerem na detecção eles tendem a se propagar, pois o dígito b_k depende da decisão feita sobre o digito binário $b_{k\text{-}1}$ anterior.

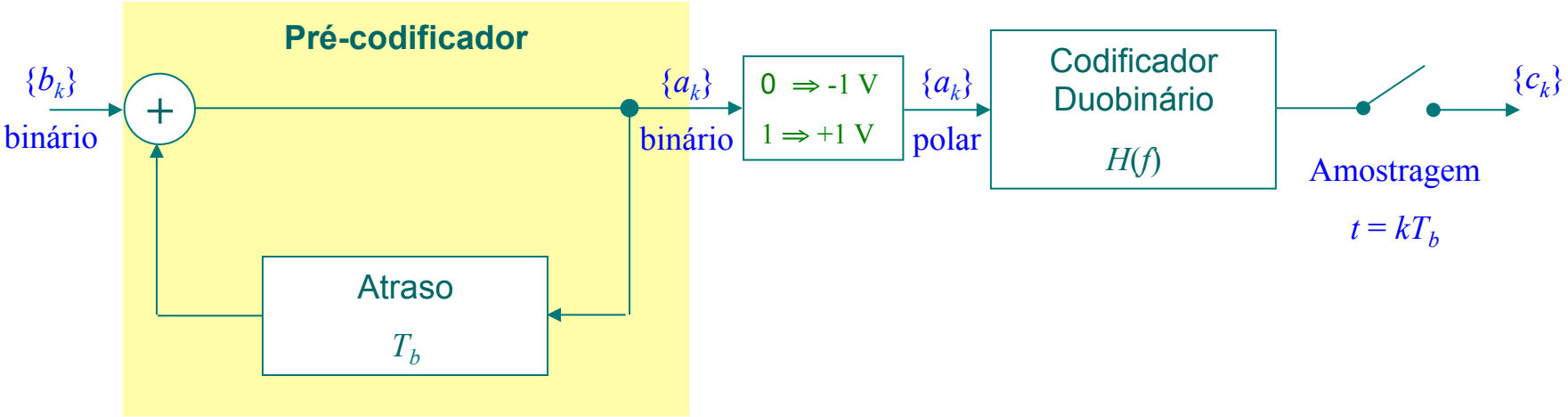
Solução: Pré-codificação da sequência binária de entrada $\{b_k\}$ na sequência binária $\{a_k\}$:

$$a_k = b_k \oplus a_{k-1}$$

Em seguida $\{a_k\}$ é aplicada no codificador duobinário produzindo a sequência $\{c_k\}$:

$$c_k = a_k + a_{k-1}$$

Pré-codificação é uma operação não linear!



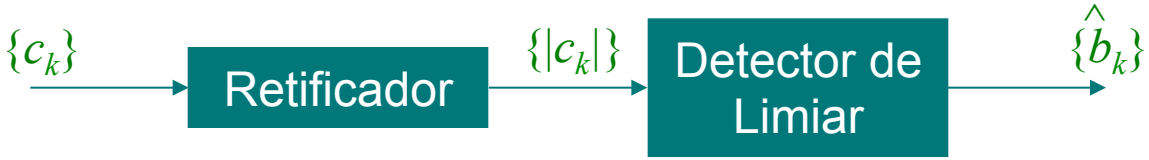
Assumimos que o símbolo 1 na saída do pré-codificador é igual a +1 V e o símbolo 0 é –1 V. Assim,

$$c_k = \begin{cases} \pm 2 \text{ V} & \text{se } b_k \text{ for representado pelo símbolo 0} \\ 0 \text{ V} & \text{se } b_k \text{ for representado pelo símbolo 1} \end{cases}$$

Deduzimos então que a regra de decisão para construir a sequência binária decodificada na saída do receptor é dada por:

$$\hat{b}_k = \begin{cases} \text{símbolo 0} & \text{se } |c_k| > 1V \\ \text{símbolo 1} & \text{se } |c_k| \leq 1V \end{cases}$$

Detector:



Neste receptor a propagação de erro não ocorre.

Note que:

1) Na ausência de ruído de canal, a sequência decodificada é exatamente igual a sequência binária original $\{b_k\}$ na entrada do transmissor.

2) O uso de $a_k = b_k \oplus a_{k-1}$ requer a adição de um bit extra à sequência de pré-codificação $\{a_k\}$. A sequência decodificada é invariante ao uso de 0 ou 1 como este bit extra.

Exemplo: Sequência binária: 0 0 1 0 1 1 0

sequência binária de entrada $\{b_k\}$:		0	0	1	0	1	1	0
sequência binária pré-codificada $\{a_k\}$:	1	1	1	0	0	1	0	0
representação polar da sequência $\{a_k\}$:	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	-1
saída do codificador duobinário $\{c_k\}$:		2	2	0	-2	0	0	-2
sequência binária decodificada $\{\hat{b}_k\}$:		0	0	1	0	1	1	0

$$\hat{b}_k = \begin{cases} \text{símbolo } 0 & \text{se } |c_k| > 1V \\ \text{símbolo } 1 & \text{se } |c_k| \leq 1V \end{cases}$$

Sinalização Duobinária Modificada:

Problema: Na técnica de sinalização duobinária a função de transferência $H(f)$ e, consequentemente, a densidade espectral de potência do pulso transmitido, não é nula na origem.

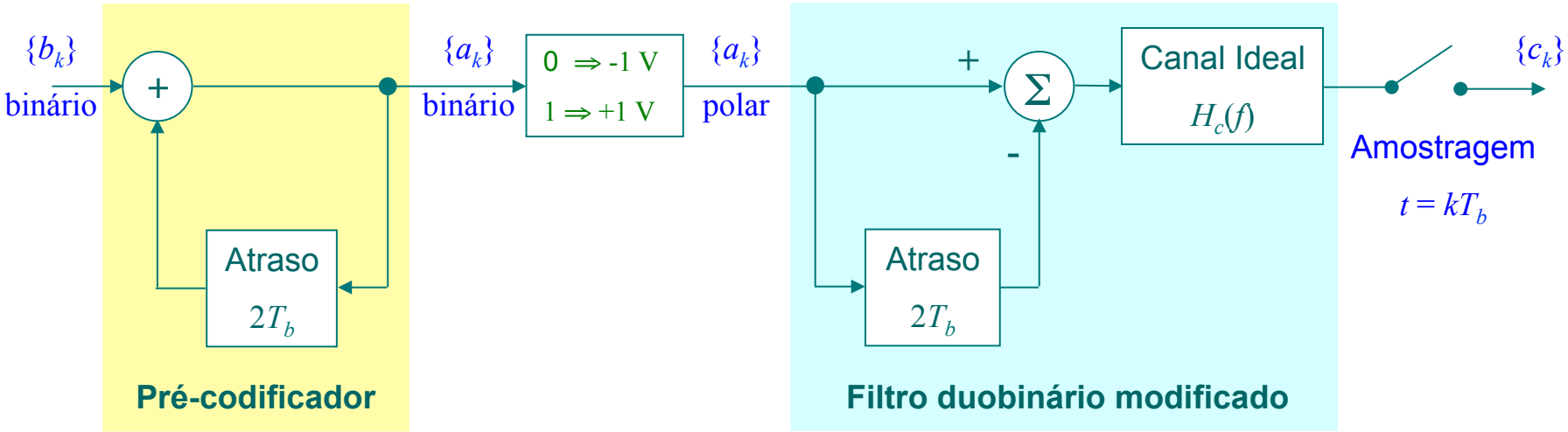
Solução: Sinalização duobinária modificada que realiza uma subtração de dígitos binários de entrada espaçados de $2T_b$ segundos.

A saída do filtro de conversão duobinário modificado esta relacionada com a sequência $\{a_k\}$ de entrada por:

$$\boxed{c_k = a_k - a_{k-2}}$$

Se $a_k = \pm 1$ V $\Rightarrow c_k = 0, +2$ ou -2 V.

Codificador duobinário modificado:



A sequência binária $\{b_k\}$ produz uma onda contínua na saída do canal ideal.

Esta onda é amostrada uniformemente a cada T_b segundos para produzir a sequência codificada duobinária modificada $\{c_k\}$.

Seja $H(f)$ a função de transferência total do filtro de conversão duobinário modificado, então,

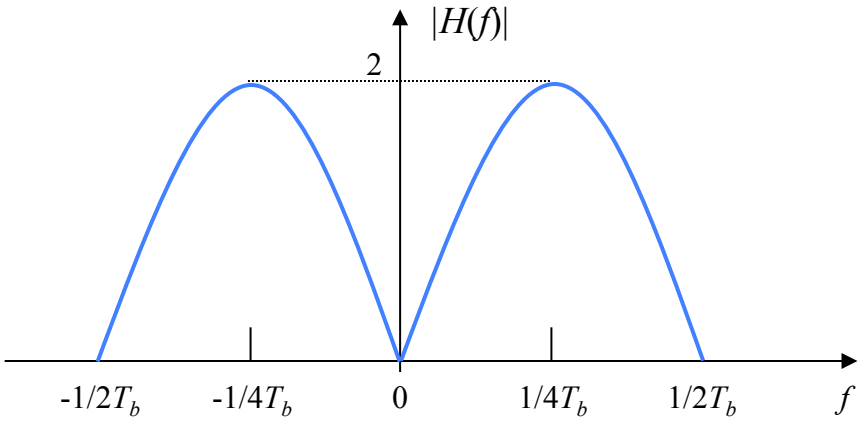
$$H(f) = H_c(f)\left[1 - \exp(-j4\pi f T_b)\right]$$
$$= 2jH_c(f)\,\mathrm{sen}(2\pi f T_b)\exp(-j2\pi f T_b)$$

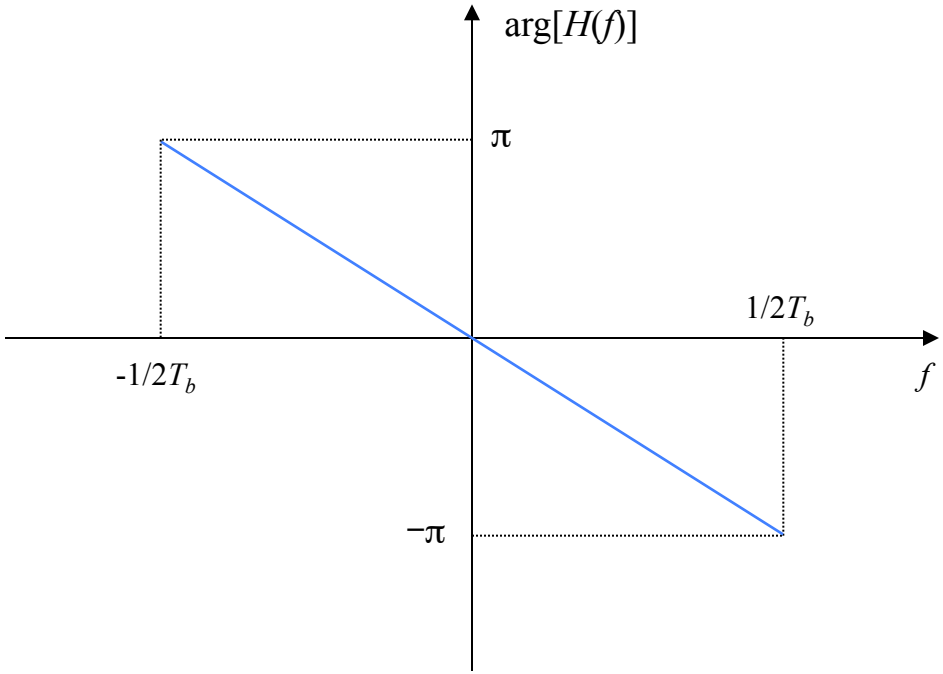
onde a função de transferência do canal ideal é dada por:

$$H_c(f) = \begin{cases} 1 & |f| \le \dfrac{1}{2T_b} \\ 0 & \text{fora} \end{cases}$$

Assim,

$$H(f) = \begin{cases} 2j\,\mathrm{sen}(2\pi f T_b)\exp(-j2\pi f T_b) & |f| \le \dfrac{1}{2T_b} \\ 0 & \text{fora} \end{cases}$$


|H(f)|
2
-1/2T_b
-1/4T_b
0
1/4T_b
1/2T_b
f


arg[H(f)]
π
1/2T_b
-1/2T_b
f
−π

A saída do codificador duobinário modificado não possui componente dc.

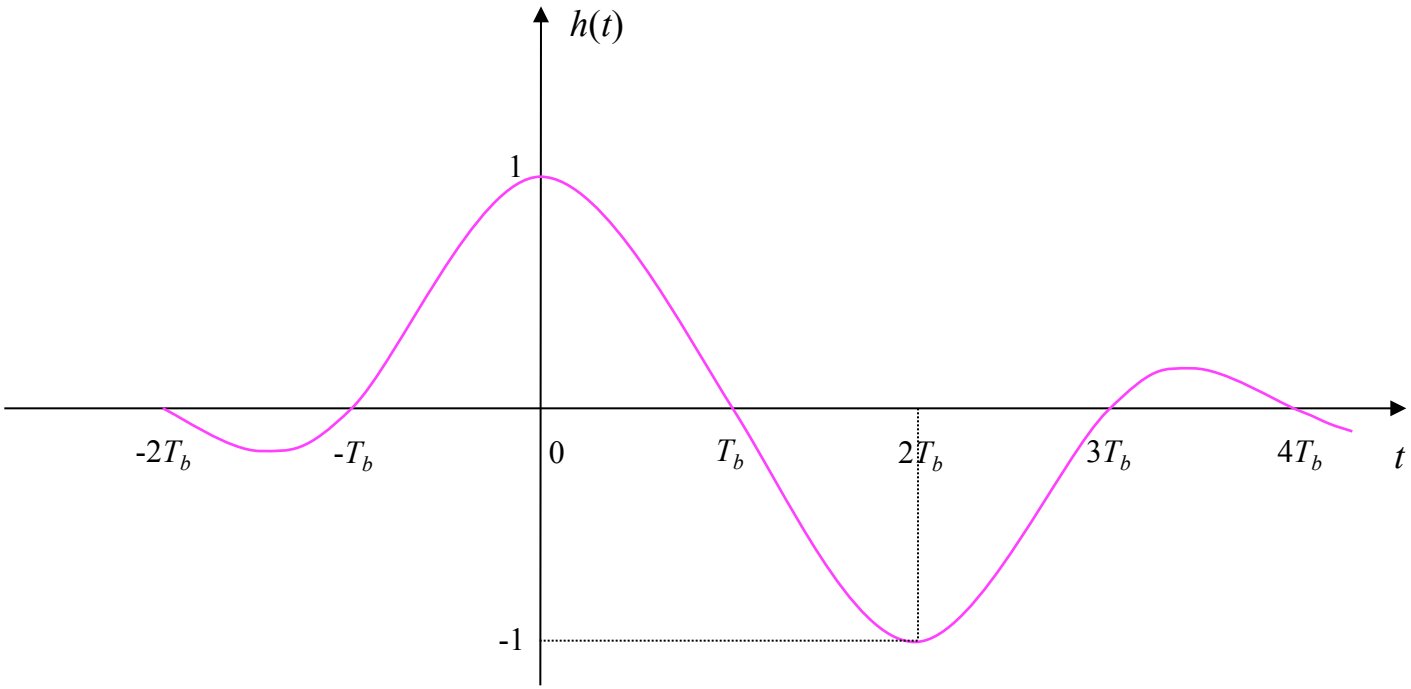
Resposta ao impulso do codificador duobinário modificado:

$$h(t) = \frac{\operatorname{sen}\left(\pi t / T_b\right)}{\pi t / T_b} - \frac{\operatorname{sen}\left[\pi\left(t - 2T_b\right) / T_b\right]}{\pi\left(t - 2T_b\right) / T_b}$$

$$= \frac{\operatorname{sen}\left(\pi t / T_b\right)}{\pi t / T_b} - \frac{\operatorname{sen}\left(\pi t / T_b\right)}{\pi\left(t - 2T_b\right) / T_b}$$

$$= \frac{2T_b^2 \operatorname{sen}\left(\pi t / T_b\right)}{\pi t\left(2T_b - t\right)}$$

Resposta ao impulso:



Para eliminar a propagação de erro utilizamos um pré-codificador no sistema duobinário modificado:

$$a_k = b_k \oplus a_{k-2}$$

$\{a_k\}$ = sequência na saída do pré-codificador.

Assumindo a representação polar para $\{a_k\}$, temos $c_k = 0, +2$ ou -2.

A saída do detector fica:

$$\hat{b}_k = \begin{cases} 1 & |c_k| > 1V \\ 0 & |c_k| \leq 1V \end{cases}$$

Note que:

1. Na ausência de ruído de canal, a sequência binária decodificada é exatamente a mesma que a sequência binária original $\{b_k\}$ na entrada do transmissor.

2. A equação requer a adição de 2 bits extras (quaisquer) à sequência pré-codificada $\{a_k\}$.

Exemplo: Codificação duobinária modificada

Sequência binária: 0 0 1 0 1 1 0

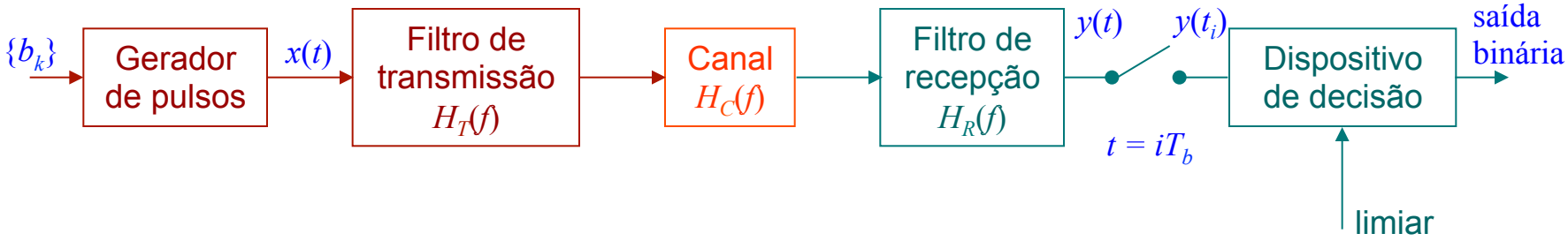
sequência binária de entrada $\{b_k\}$:			0	0	1	0	1	1	0
sequência binária pré-codificada $\{a_k\}$	1	1	1	1	0	1	1	0	1
representação polar da seq. $\{a_k\}$	+1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	+1
saída do codificador duobinário $\{c_k\}$:			0	0	-2	0	+2	-2	0
sequência binária decodificada $\{\hat{b}_k\}$:			0	0	1	0	1	1	0

$$a_k = b_k \oplus a_{k-2}$$

$$c_k = a_k - a_{k-2}$$

$$\hat{b}_k = \begin{cases} \text{símbolo } 0 & \text{se } |c_k| > 1V \\ \text{símbolo } 1 & \text{se } |c_k| \leq 1V \end{cases}$$

7. Transmissão em banda básica de dados M-ários



Saída do gerador de pulsos assume um das M possíveis valores de amplitude ($M > 2$).

No sistema M-ário a fonte gera uma sequência de símbolos de um alfabeto de M símbolos.

Cada nível de amplitude corresponde a um símbolo distinto.

Sistema PAM *M*-ário com alfabeto de sinais que contém M símbolos.

Duração de um símbolo = T segundos

Taxa de sinalização = $1/T$ símbolos/segundo ou $bauds$

Taxa de sinalização do PAM binário = $1/T_b$ bits/segundo

Então, $1 \text{ baud} = \log_2 M$ bits/segundo.

Assim, $T = T_b \log_2 M$

Portanto, para uma dada largura de faixa de canal, o uso do PAM M-ário permite a transmissão de dados a uma taxa que é $\log_2 M$ mais rápida do que o sistema PAM binário.

Preço pago:

1. potência transmitida pelo PAM M-ário deve ser aumentada por um fator igual a $M^2/\log_2 M$ em relação ao sistema PAM binário, para que o desempenho na presença de ruído de canal seja o mesmo.

2. complexidade do sistema também aumenta.

8. Diagrama de olho

Uma maneira de se avaliar a IIS em um sistema PCM ou em um sistema de transmissão de dados é aplicar a onda recebida no eixo vertical do osciloscópio e utilizar uma onda dente de serra com taxa $1/T$ no eixo horizontal.

As formas de onda em sucessivos intervalos de símbolos são transladados para o mesmo intervalo na tela do osciloscópio, como para o caso de onda binária com $T = T_b$:

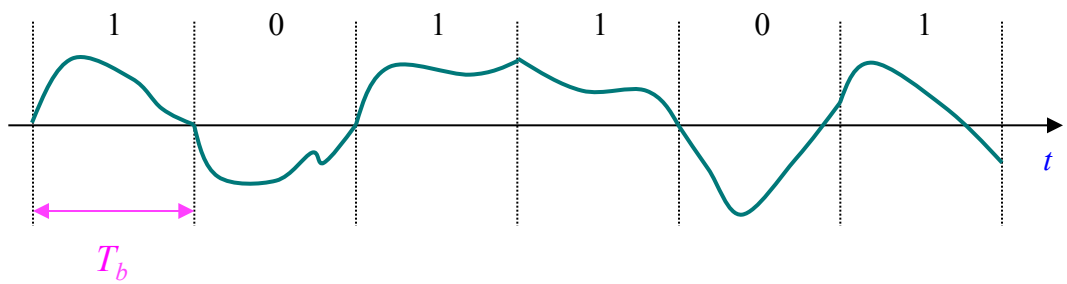


diagrama de olho

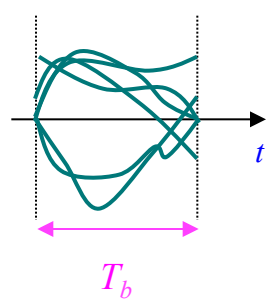
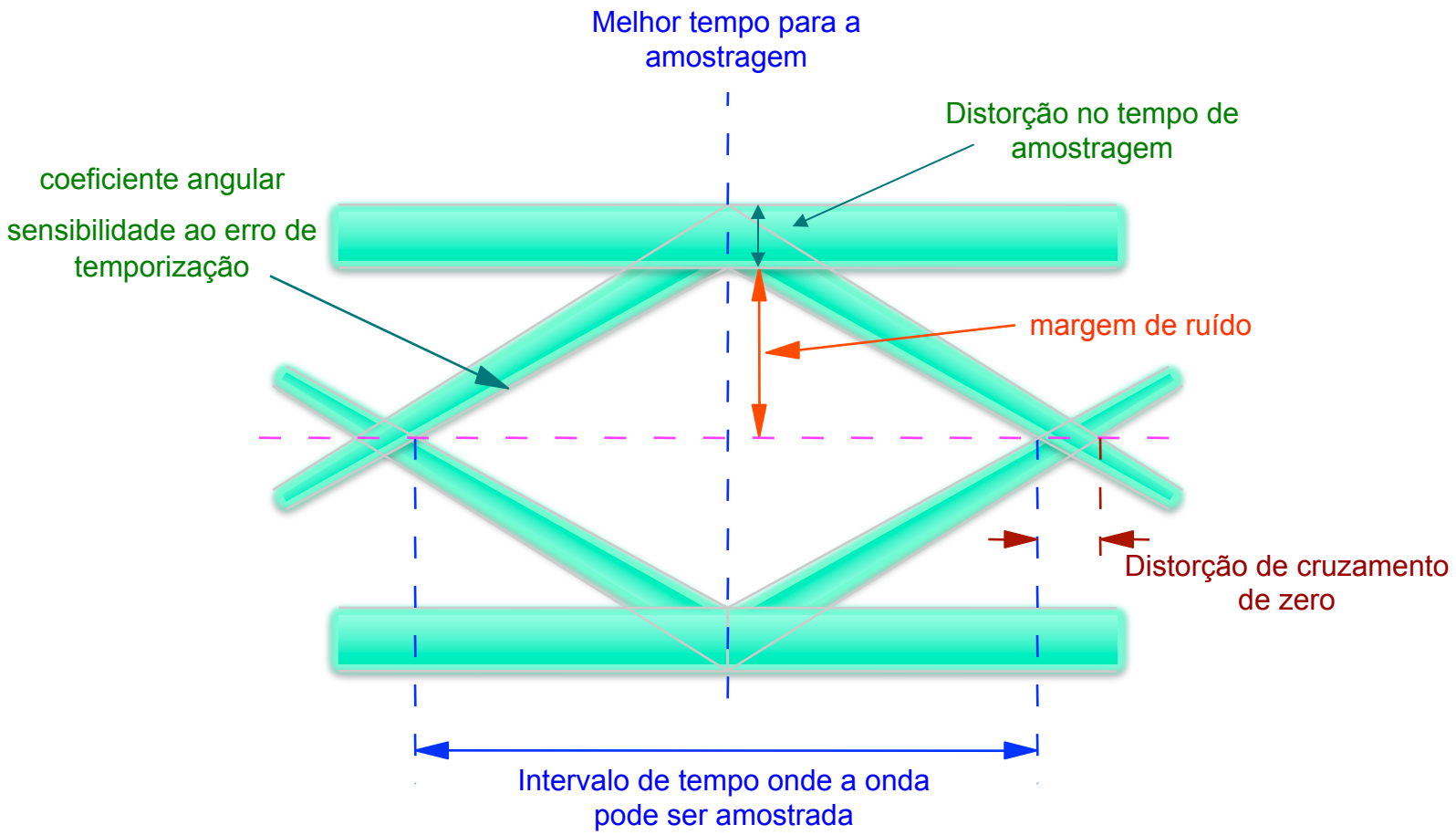


Diagrama de olho:



Em sistemas M-ários o diagrama de olho contém $(M-1)$ olhos empilhados.

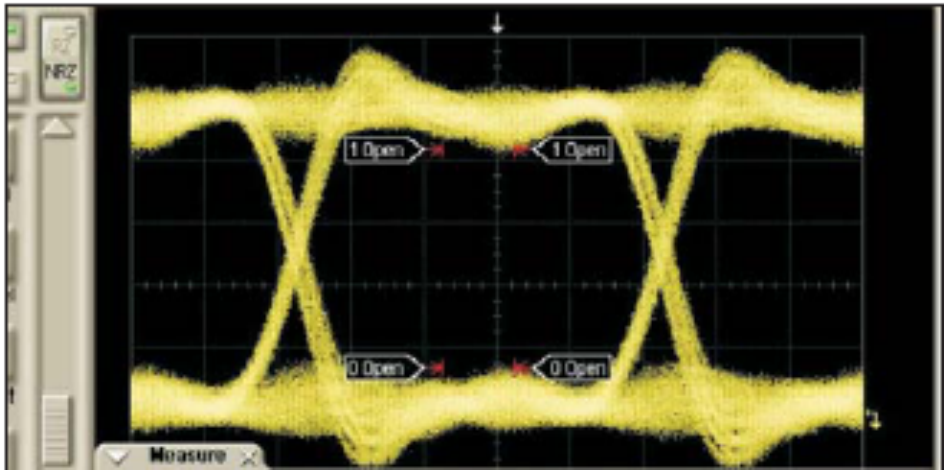
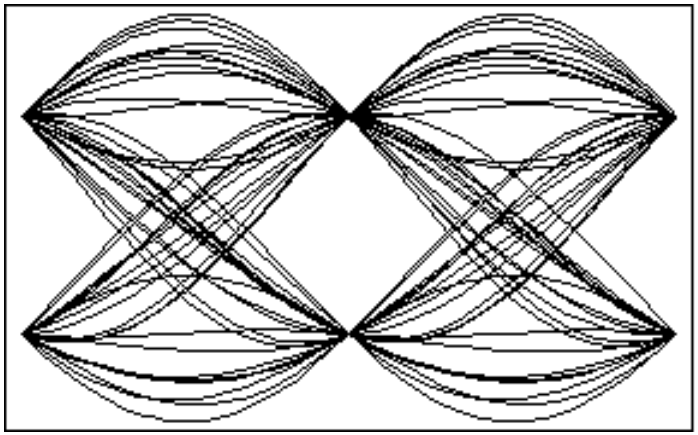
O diagrama de olho fornece um grande número de informações sobre o desempenho de um dado sistema:

1. A largura da abertura do olho define o intervalo de tempo sobre o qual a onda recebida pode ser amostrada sem erro devido a IIS. É evidente que o tempo preferido para a amostragem é o instante de tempo no qual o olho está mais aberto.

2. A sensibilidade do sistema ao erro de temporização é determinada pela taxa de fechamento do olho, quando o instante de amostragem varia.

3. A altura da abertura do olho em um tempo de amostragem específico, define a margem de ruído de canal.

Quando o efeito da IIS é severo, os traços da porção superior do diagrama de olho cruzam os traços da porção inferior resultando no fechamento completo do olho $\Rightarrow$ impossível evitar erros.


NRZ
1 Open
1 Open
0 Open
0 Open
Measure