x_i	P_i	Código I	Código II	Código III	Código IV
A	1/2	00	0	0	0
B	1/4	01	1	01	10
C	1/8	10	10	011	110
D	1/8	11	11	0111	111
$\overline{N}$		2.0	1.25	1.875	1.75
Kr		1.0	1.5	0.9375	1.0

- Código I

$$\overline{N} = \frac{1}{2} \times 2 + \frac{1}{4} \times 2 + \frac{1}{8} \times 2 + \frac{1}{8} \times 2$$

$= 2$ dígitos binários

$H(x) = 1.75$ bits/símbolo

$R = 3500$ bits/seg

$$\rho = \frac{1.75}{2} \times 100 = 87.5\%$$

- Código II

A entropia é maior do que o comprimento médio

O número de bits por símbolo recebidos é maior do que o comprimento médio do símbolo

$\Rightarrow$ Não é decifrável

Digitalização:

Sinais analógicos contínuos
$\Rightarrow$ sequência limitada de números

A amplitude analógica passa a tomar alguns valores.

(i) Amostragem $\leftarrow$ Recolha periódica de valores do sinal

(ii) Quantização $\rightarrow$ amplitudes aproximadas

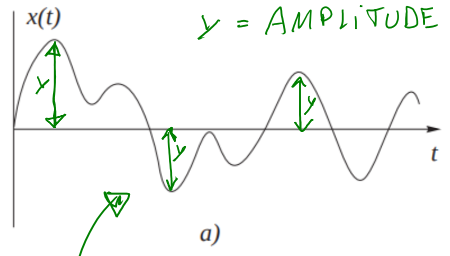
(iii) Conversão $\rightarrow$ representação numérica das amplitudes (base 2)

(iv) Codificação de linha

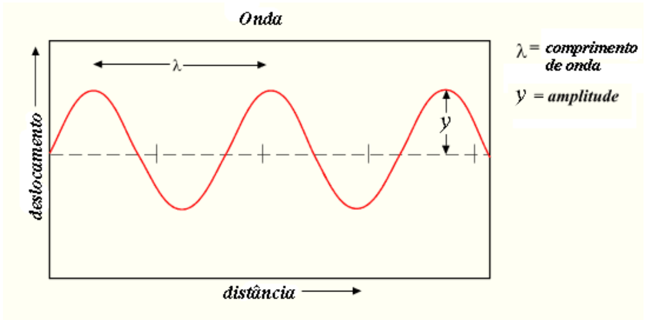
Sinal

• TEORIA DA AMOSTRAGEM

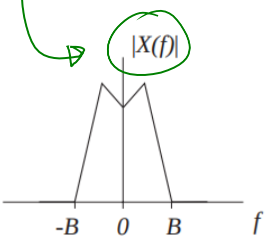
Sinal de informação analógico $x(t)$



a)



Espectro limitado à banda $[-B, +B]$



b)

$\boxed{|X(f)| = 0 \text{ para } |f| > B}$

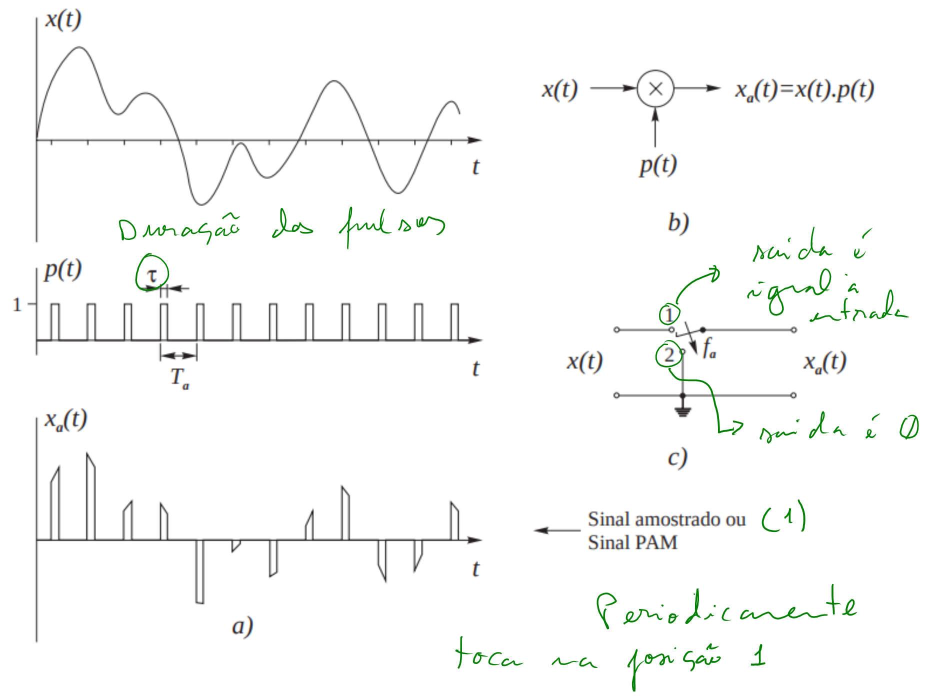
Limite das frequências

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

AMOSTRAGEM

A operação de amostragem do sinal $x(t)$ consiste em tomar os valores do sinal em instantes $\boxed{\text{regularmente espaçados}}$ no tempo e considerar que nos intervalos de tempo entre esses instantes o sinal tem $\boxed{\text{amplitude nula.}}$

o *período de amostragem* que designaremos por T_a e cujo inverso é a *frequência de amostragem* em Hertz, $f_a = 1/T_a$ Hz.



(1) Pulse Amplitude Modulation

ESPECTRO

→ Define representation of general signal as a sum of sinusoids

Any $x(t)$ can be described on $0 \le t < T$ using a sum of sinusoids [2]

$$x(t) = A_0 + A_1\cos(2\pi f_1 t + \phi_1) + A_2\cos(2\pi f_2 t + \phi_2) + \dots + A_N\cos(2\pi f_N t + \phi_N)$$

Amplit

$$= A_0 + \sum_{k=0}^{N} A_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k)$$

phases

(may require N large)

$x(t) \longleftrightarrow A_0, (f_1, A_1, \phi_1), \dots, (f_N, A_N, \phi_N)$

varies w. time t — varies w. frequency f_k

Spectrum $X(f)$ uses A_k, ϕ_k to represent $x(t)$ as a function of frequency

EXAMPLE :

$x(t) = A\cos(2\pi f_0 t + \phi)$

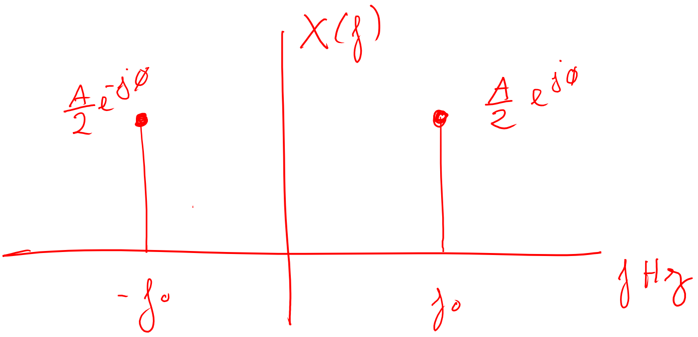
Graph Spectrum $X(f)$

$\Rightarrow$ Decompose $x(t)$ (EULER EXPANSION)

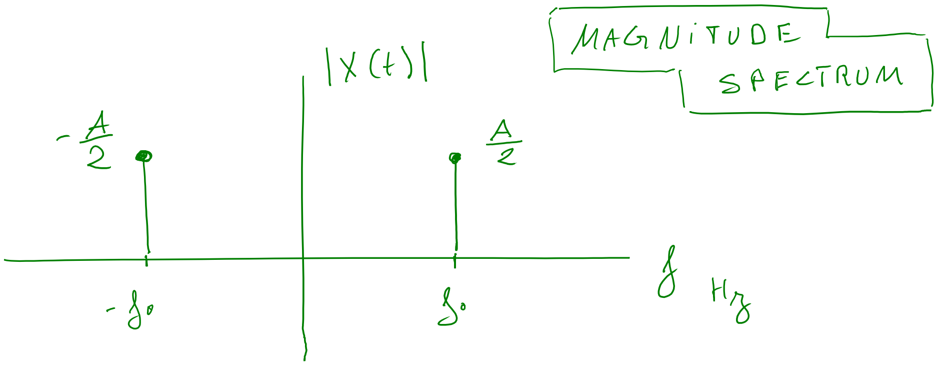
Write $x(t) = \frac{A}{2} e^{j(2\pi f_0 t + \phi)} + \frac{A}{2} e^{-j(2\pi f_0 t + \phi)}$

$= \frac{A}{2} e^{j\phi} e^{j2\pi f_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\phi} e^{-j2\pi f_0 t}$

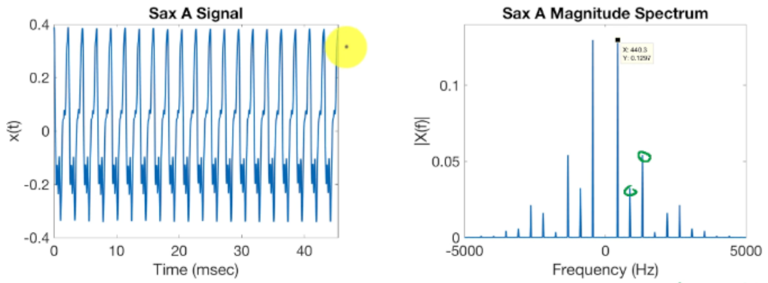
$X(f) = \begin{cases} A/2\, e^{j\phi}, & f = f_0 \\ A/2\, e^{-j\phi}, & f = -f_0 \end{cases}$



Now, without ϕ (phase) :



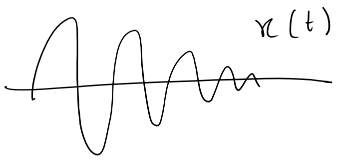
Example: Saxophone Concert A (440 Hz) 5



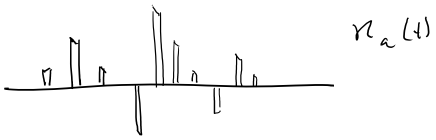
frequency components at 440, 880, 1320, etc

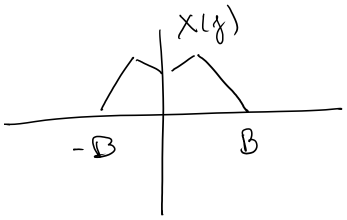
amplitude of 1320 > amplitude of 880

TEOREMA DA AMOSTRAGEM

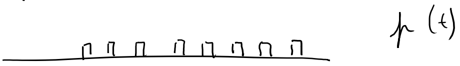


$\Rightarrow$





LIMITADO $[-B, +B]$



Portanto, $x_a(t) = x(t) \times p(t)$.

$$\boxed{p(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C(mf_a)\, e^{j2\pi m f_a t}}$$

→ Série de Fourier

$f_a = 1/T_a$: frequência de amostragem

COEFICIENTES DA SÉRIE:

$$C(mf_a) = 1/T_a \int_{-T_a/2}^{+T_a/2} p(t)\, e^{-j2\pi m f_a t}\, dt$$

$$= f_a T \operatorname{sinc}(m f_a T)$$

ESPECTRO DO SINAL AMOSTRADO:

$$X_a(f) = \mathcal{F}[x(t) \times p(t)]$$

(...)

(1) $$X_a(f) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} C(mf_a) \cdot X(f - mf_a)$$

(1)

A última destas relações (5.4) diz que o espectro do sinal amostrado, $X_a(f)$ é a soma de infinitas réplicas do espectro $X(f)$ do sinal original cada uma delas deslocada na frequência de um múltiplo inteiro $n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ da frequência de amostragem, incluindo $n = 0$, ou seja, o espectro do sinal original. Cada réplica vem multiplicada por um factor de escala em amplitude de valor igual a $C(nf_a)$ mas como se está a supôr que τ é muito pequeno, a equação 5.3 dá $C(nf_a)$ praticamente constante.

Se a frequência de amostragem f_a fôr igual ou superior ao dobro da largura de banda B do sinal analógico $x(t)$ então as referidas réplicas do espectro de $x(t)$ encontram-se separadas umas das outras e o espectro de amplitude do sinal amostrado definido pela equação 5.4 tem a representação gráfica que se mostra na figura 5.3 Nestas condições, o sinal original pode efecti-

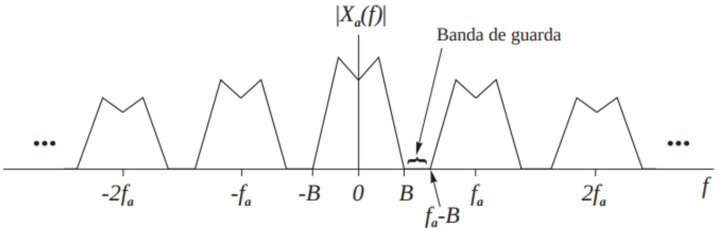
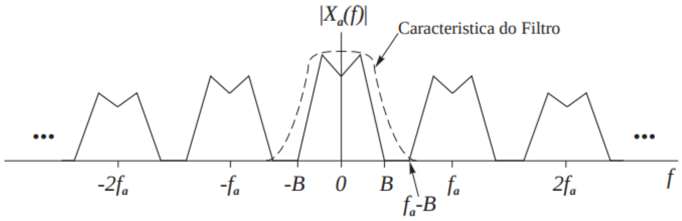


Figura 5.3: Espectro de amplitude do sinal amostrado $x_a(t)$, com $f_a > B$

vamente ser recuperado do sinal amostrado $x_a(t)$ bastando para isso que este seja filtrado por um filtro passa-baixo de largura de banda $B_T = B$. Deste modo, todas as réplicas serão eliminadas excepto a réplica central a que corresponde $n = 0$ que é exactamente o espectro do sinal analógico original $x(t)$. A figura 5.4 ilustra a operação de filtragem passa-baixo

OPERAÇÃO DE FILTRAGEM



$$X(f) = X_a(f) \cdot \Pi\left(\frac{f}{2B}\right)$$

$$\Longrightarrow f_a \geq 2B$$

Podendo, assim, o sinal ser recuperado através de filtragem.

Caso contrário, as réplicas do sinal original ficarão sobrepostas não sendo possível recuperá-lo

No entanto, na prática não se consegue um espetro limitado a uma banda de largura B Hz por duas razões:

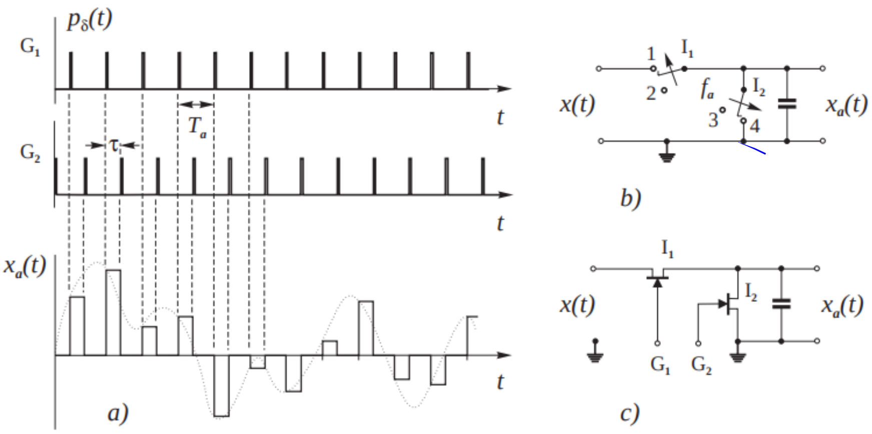
(i) Não se conseguem realizar filtros ideais e

(ii) Os sinais na prática não possuem espectros de banda limitada. Por serem limitados no tempo, são ilimitados na frequência.

pelo que a frequência de amostragem utilizada é normalmente

$$f_a > 2B$$

QUANTIZAÇÃO



Para codificar as amplitudes das amostras em números, estes só podem tomar um nº finito de valores dentro do intervalo contínuo de variação do sinal.

↳ Quantização

Multiplexagem

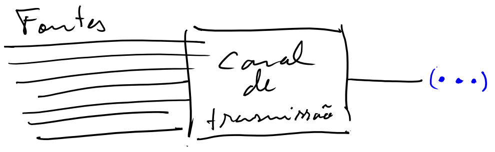
Canal de transmissão

↳ capacidade muito superior ao débito da fonte

$$B_T \gg B \quad \text{ou} \quad B_T \gg r_s/2$$

$\Longrightarrow$ pode utilizar-se esse canal para transportar os sinais de mais do que uma fonte

↳ Canal Multiplexado



Pode ser partilhado no

- tempo → TDM
- ou
- frequência → FDM → exemplo: sintonização com uma estação de rádio
  - mais antigo
  - ↳ mais apropriado para transmissão analógica
- espaço ↳ SDM, CDMA

6.1 TDM (por divisão de tempo)

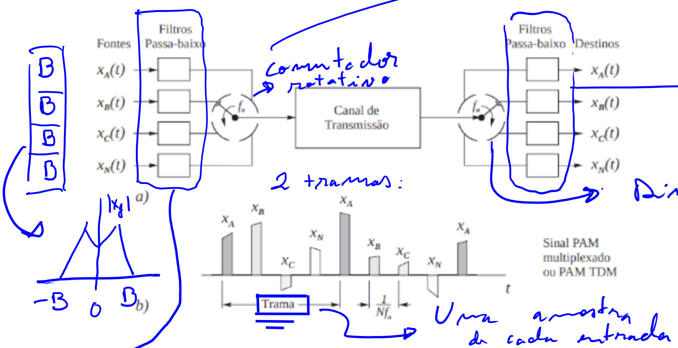


Figura 6.1: Multiplexagem por divisão do tempo. Sistema TDM

comutador rotativo → uma amostra de cada fonte em cada ciclo

Reconstrói os sinais

Distribuidor

2 tramas:

Uma amostra de cada entrada

$\Downarrow$

Transmissão de sinais de outras fontes nos intervalos de amostragem nulos

→ limita a Banda de Sinais

(fontes com mesma largura de banda B)

$\Rightarrow$ ritmo do comutador $= f_a \geq 2B$ ciclos/seg

$$T_a = 1/f_a$$

N fontes $\Rightarrow$ Espaçamento temporal entre as amostras $= \dfrac{1}{N f_a}$

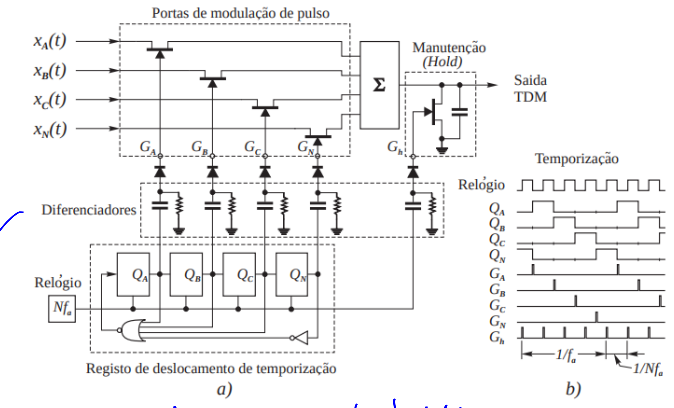
Portanto, o ritmo de pulsos PAM:

$$\underbrace{r_c}_{} = N f_a \geq 2NB$$

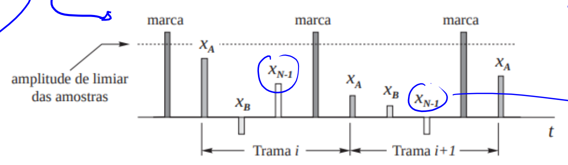
↳ ritmo de transmissão do sinal TDM

6.1.1 Sincronização

Cada amostra tem de ser entregue ao destino correto e no instante devido.



Detetam marcos antes do distribuidor → possível reset no circuito lógico do distribuidor



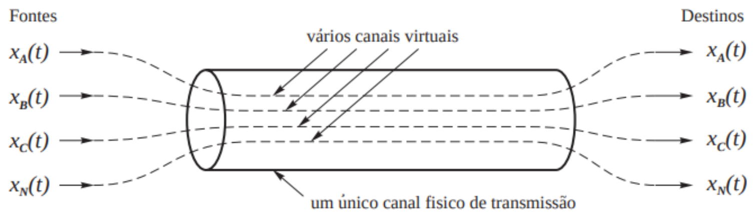
definem a frequência, fa, no recetor

[Mas o número de pares fonte/destino é reduzido a N-1]

6.1.2 CONCEITO DE CANAL VIRTUAL

N-caminhos distintos sobre um único canal físico.

→ Canal Virtual fonte-destino



Os símbolos sucedem-se regularmente no tempo. As tramas também são contíguas no tempo, não são interrompidas

→ Se uma determinada fonte deixar de transmitir, os intervalos de tempo que lhe são atribuídos têm de decorrer, apesar de não estarem a ser utilizados.

⇓

TDM Síncrono

6.2 TDM SÍNCRONO

Estrutura menos adequada a outros serviços

↳ televisão digitalizada, internet ...

Surgiram: SDH e SONET

6.2.1 Organização das tramas

$B = 4$ KHz

Quantizado a 8 bits/amostra

$\Rightarrow$ velocidade digital de: $r_{básico} = 2 \times B \times K = 2 \times 4 \times 8 = 64$ kbps

Trama (N canais de K bits)

(PCM Primária) ↳ Canais entrelaçados (subdividida em N células temporais)

1	2	3	4	5	6	7	k	1	2	3	4	5	6	7	k	1	2	3	4	5	6	7	k	•••	1	2	3	4	5	6	7	k

Canal A   Canal B   Canal C   •••   Canal N

Trama com os canais entrelaçados

(de ordem superior) → dígitos entrelaçados (subdividida em K células)

A	B	C	D	E	F	G	H	N	A	B	C	D	E	F	G	H	N	A	B	C	D	E	F	G	H	N	⋮	A	B	C	D	E	F	G	H	N

bit 1   bit 2   bit 3   •••   bit k

Trama com os digitos entrelaçados

6.2.2 Alinhamento de tramas

Sincronização do distribuidor (em freq. e fase) à sequência de símbolos que recebe

Isto é, na deteção do início da trama

↳ Esta operação é necessária, pelo menos, cada vez que o receptor entra em operação

Para além disso, precisa de uma referência temporal periódica.

↳
- padrão de alinhamento *agrupado*: constituido por ν bits consecutivos no início de cada trama;
- padrão de alinhamento *distribuído*: os ν bits do padrão estão espalhados por determinadas posições dentro de uma trama ou ao longo de várias tramas.

→ Baixa autocorrelação

ou

Substituindo os canais por sequências determinísticas

6.2.3 Sinalização

Designa-se por *sinalização* a transmissão de informação auxiliar entre os equipamentos de multiplexagem de modo a estes se poderem controlar entre si. Por exêmplo, pode desejar-se que o sinal da entrada número 3 seja entregue à saída número 7, situação típica de uma função de *comutação*.

> A informação de sinalização trocada entre os equipamentos deverá, portanto, possuir uma semântica própria, o que não acontece com a informação transportada entre as fontes e destinos ligados aos equipamentos a qual é transferida de forma *transparente* (não interpretada), e é digital por natureza constituindo comandos, confirmações, etc.

Podem conceber-se várias soluções para a transferência de informação de sinalização:

- *sinalização dentro-do-octeto*[5] também chamada por *roubo de bit*[6], pela qual o bit (dígito) menos significativo do octeto da amostra codificada é periodicamente utilizado para a sinalização (por exêmplo, de 6 em 6 tramas). O resultado é uma degradação imperceptível da correspondente transmissão quando esta é analógica mas uma grave restrição à utilização desse canal digital para transmissão de dados.

- *sinalização fora-do-octeto*, pela qual, a cada canal de k dígitos de informação são associados, num canal separado, um ou mais dígitos de sinalização. Os dígitos do canal de sinalização respeitante a cada um dos N canais de informação poderão estar *distribuídos* ao longo da trama, isto é, seguirem-se imediatamente aos dígitos de informação do canal correspondente, ou estar *agrupados* numa ranhura temporal única especificamente reservada para esse efeito, a qual é ciclicamente atribuída a cada um dos N canais de informação da trama.

  Em qualquer dos casos a atribuição dos dígitos de sinalização é feita de uma forma fixa, segundo uma regra pré-estabelecida.

  No primeiro caso o ritmo de sinalização é de pelo menos 8 Kbps por canal e, no segundo caso, de até $64/N$ Kbps por canal.

- *sinalização em canal comum*, pela qual é reservado um canal por trama para sinalização, o qual é atribuído *ocasionalmente* e *de acordo com as necessidades*, a um ou a outro canal. A sinalização é então efectuada através de *mensagens etiquetadas*, isto é, numa determinada trama o *valor* dos k dígitos do canal de sinalização constituem a *etiqueta*, que identifica o canal a que a sinalização (*mensagem*) das tramas subsequentes se refere.

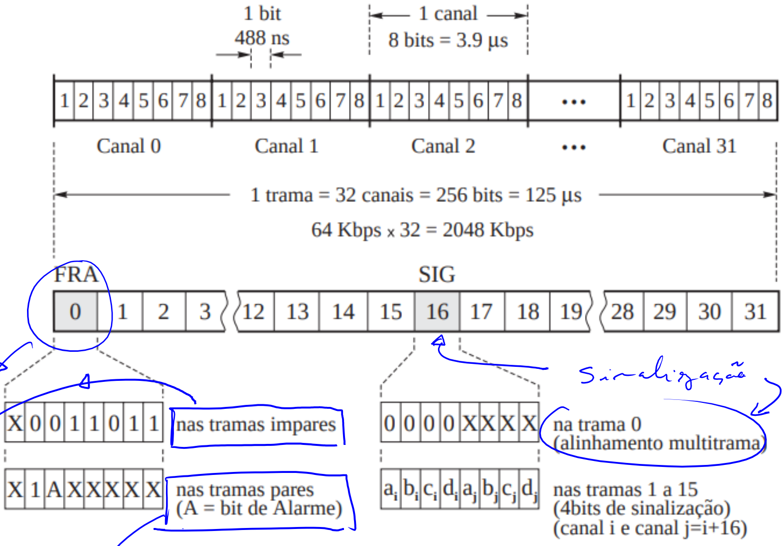
  O que deve estar pré-estabelecido é apenas em que tramas é que o *valor* do canal de sinalização deve ser interpretado como *etiqueta*.

  O ritmo de sinalização instantâneo disponível, neste caso para um canal de cada vez, é de 64 Kbps.

→ Técnica mais utilizada atualmente

ESTRUTURA DA TRAMA PCM PRIMÁRIA DE 2 Mbps

- Ritmo total de 2048 kbps ≈ 2 Mbps
- Trama de 125 µs (32 canais)



[1, 15] e [17, 31]
→ Canais de informação

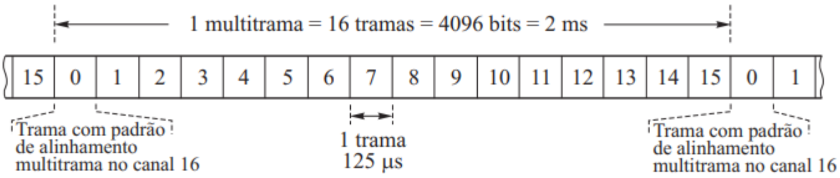
e sob o ponto de vista do utilizador estão numerados de 1 a 30, razão pela qual este sistema primário se designa por MIC30[8].

→ transmissão (em tramas alternadas) do padrão de alinhamento de trama

→ Anuncia a perda de alinhamento de trama na direção oposta

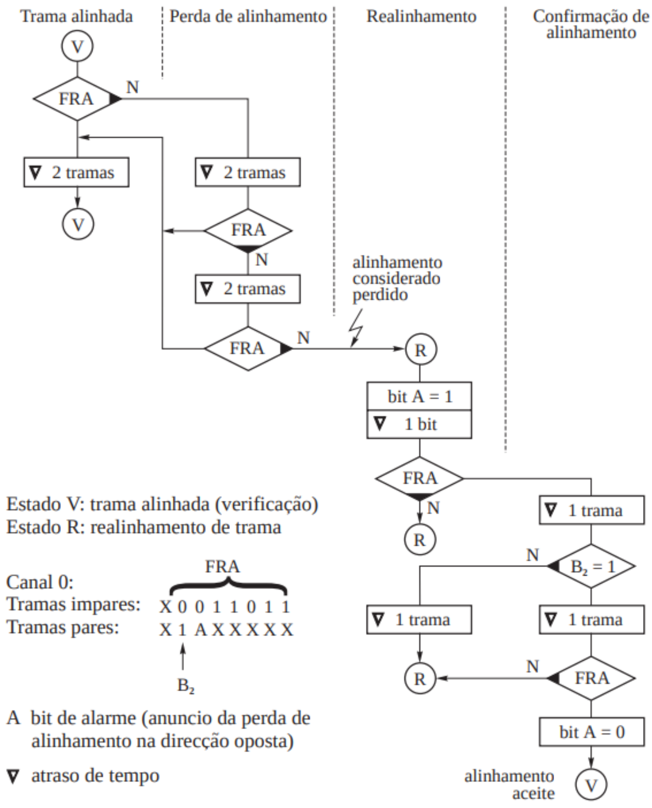
- Sinalização fora-do-octeto

Alinhamento multitrama



15 tramas para transportar a sinalização dos 30 canais

$\overset{8\,4\,2\,1}{1111_2} = 8 + 4 + 2 + 1 = 15$



Alinhamento e interpretação da trama

A figura 6.8 representa o algoritmo completo do procedimento de sincronização, verificação de alinhamento e re-alinhamento, tal como se encontra especificado na Recomendação G.732 da ITU. São de salientar os seguintes pontos:

- a histerese do processo de monitorização: só se considera ter ocorrido perda de alinhamento após três ausências consecutivas do padrão de alinhamento, FRA;
- a confirmação de alinhamento pela presença de um valor diferente do bit da segunda posição (B_2) do canal 0 da trama seguinte àquela em que o padrão FRA foi reconhecido;
- o anúncio da perda de alinhamento através do bit de alarme A, emitido na direcção oposta.

Dependendo da situação, o realinhamento demora entre 250 μs e 375 μs.

Função de transferência

A questão fundamental que se coloca é a seguinte: Quais os $x(t)$ que passam pelo sistema sem alteração de forma? Isto é, quais os $x(t)$ tais que

$$y(t) = H \cdot x(t) \tag{3.4}$$

Sem alteração de forma

em que H é um escalar, independente de t. Os sinais $x_i(t)$ que satisfazem esta condição constituem as *funções próprias* ou *invariantes* do sistema. Vamos mostrar que se o sistema é LIT os invariantes são da forma

$$\boxed{x_i(t) = e^{st}} \tag{3.5}$$

s é uma constante, em geral, complexa.

$$x_i(t) = e^{st} \to y_i(t)$$

Propriedade linear: $\times \overbrace{\boxed{(e^{-st_1})}}^{\text{constante}}$

$$e^{-st_1} \cdot x_i(t) = e^{s(t-t_1)} \to e^{-st_1} \cdot y_i(t)$$

$$x_i(t - t_1) = e^{s(t-t_1)} \to y_i(t - t_1)$$

$$e^{-st_1} \cdot y_i(t) = y_i(t - t_1)$$

$$y_i(t) = H \cdot e^{st}$$

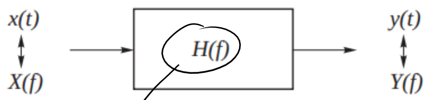
com H independente de t mas eventualmente dependente da constante complexa $\boxed{s = a + \jmath b.}$ O resultado (3.10) mostra que tem de ser $x_i(t) = e^{st}$. Se na constante complexa se fizer $a = 0$ e $b = 2\pi f$, a família de sinais $x_i(t)$ pode ser escrita sob a forma

$$\begin{aligned} x_i(t) &= \boxed{e^{-\jmath 2\pi f t}} \quad \text{ou} \\ x_i(t) &= \cos(2\pi f t) + \jmath \sin(2\pi f t) \end{aligned} \tag{3.11}$$

as exponenciais complexas, ou seja, os sinais oscilatórios no tempo são invariantes do sistema (LIT), e passam através dele sem alteração (a menos de um fator multiplicativo constante H) → atua na amplitude e na fase

Portanto qualquer sinal vê cada uma das suas componentes espectrais *passar* no sistema sem alteração de forma mas com alteração de amplitude consoante a frequência. Isto é, se $x(t) \to y(t)$ a relação entre os respectivos espectros é

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) \tag{3.12}$$



Resposta em frequência do sistema

$|H(f)| \longrightarrow$ Característica de amplitude

$|Y(f)| = |H(f)| \times |X(f)|$

Se $x(t)$ fôr um sinal de energia, então $y(t)$ é também um sinal de energia cuja densidade espectral de energia e energia total normalizadas são dadas respectivamente por

$$\begin{aligned} |Y(f)|^2 &= |H(f)|^2 \cdot |X(f)|^2 \\ E_y &= \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 \, |X(f)|^2 \, df \end{aligned} \tag{3.15}$$

e se $x(t)$ fôr um sinal de potência, tem-se igualmente

$$\begin{aligned} |C_y(nf_0)|^2 &= |H(nf_0)|^2 \cdot |C_x(nf_0)|^2 \\ S_y &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |H(nf_0)|^2 \cdot |C_x(nf_0)|^2 \, df \end{aligned}$$

Largura de Banda de transmissão

A potência de cada componente (sinusoidal) do sinal de entrada de $f_k = k f_0$, isto é, o quadrado da sua amplitude $|C_x(f_k)|^2$, é afetada multiplicativamente pelo valor do quadrado da função de transferência a essa frequência $|H(f_i)|^2$

atenuação de 5
$\Leftrightarrow$
ganho de $\frac{1}{5}$

Definição 3.1 — Banda de transmissão de um sistema
É o intervalo de frequências positivas no qual o ganho do sistema é não inferior a $\frac{1}{2}$ do ganho máximo.

A banda de transmissão de um sistema também é designada de *banda passante* do sistema (ver figura 3.13).

Definição 3.2 — Largura de Banda de um sistema
É a amplitude da banda de transmissão desse sistema.

Definição 3.3 — Frequências de corte de um sistema
São as frequências positivas limites da banda de transmissão do sistema.

Assim, por exêmplo, um sistema cuja banda de transmissão é $\mathcal{B}_T = [85$ Khz, 110 KHz$]$ tem largura de banda $B_T = 25$ KHz e frequências de corte $f_{c_i} = 85$ KHz e $f_{c_s} = 110$ KHz.

Sistema de primeira ordem

Linha de transmissão $\Rightarrow$ Capacidade Total : C Farads

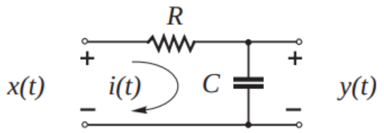
↳ Par de fios condutores

$\Downarrow$

Resistência elétrica : R Ohms

Tensão elétrica de entrada : $x(t)$

↳ de saída : $y(t)$



$$R\, i(t) + y(t) = x(t)$$

carga instantânea

$$y(t) = \frac{q(t)}{C} \quad e \quad i(t) = \frac{dq(t)}{dt}$$

capacidade

variação de carga instantânea

$$\hookrightarrow \quad i(t) = C\,\frac{dy(t)}{dt}$$

corrente que passa no condensador

$$\Rightarrow \quad RC\,\frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$$

Equação diferencial linear de primeira ordem

3.5.1 Função de transferência do sistema de 1ª ordem

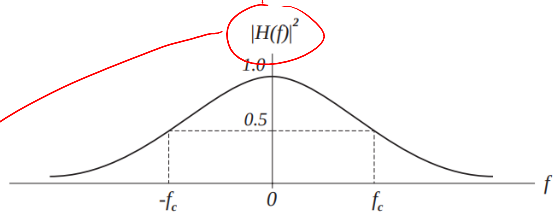
A função de transferência, H, deste sistema determina-se então resolvendo a equação 3.19 para o sinal de entrada invariante do sistema, isto é, $x_i(t) = e^{\jmath 2\pi f t}$ que produz à saída o sinal $y_i(t) = H \cdot e^{\jmath 2\pi f t}$ conforme se mostrou na secção 3.3

$$
\begin{aligned}
RC\,\frac{d}{dt}\left[H \cdot e^{\jmath 2\pi f t}\right] + H \cdot e^{\jmath 2\pi f t} &= e^{\jmath 2\pi f t} \\
H \cdot \jmath 2\pi f RC\; e^{\jmath 2\pi f t} + H \cdot e^{\jmath 2\pi f t} &= e^{\jmath 2\pi f t} \\
H \cdot [1 + \jmath 2\pi f RC] &= 1 \qquad (3.20)
\end{aligned}
$$

donde resulta imediatamente a expressão para a função de transferência

$$H(f) = \frac{1}{1 + \jmath 2\pi f RC} \tag{3.21}$$

A *característica de amplitude*, também designada por *resposta de am-*



Relaciona a potência
dos sinais de entrada e saída

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + (2\pi f RC)^2}$$

No caso concreto deste sistema, todas as componentes de um sinal de entrada de frequência superior a f_c vêm a sua potência (ou energia) *atenuadas* de um factor de valor superior a $\frac{1}{2}$ e todas as componentes de frequência inferior a f_c atenuadas de um factor de valor inferior àquele.

A frequências de corte do sistema são 0 e f_c, a banda de transmissão é $\mathcal{B}_T = [0, f_c]$ Hz e a largura de banda é $B_T = f_c$ Hz.

Para o caso do sistema de primeira ordem, caracterizado pela função de transferência 3.21, as frequências de corte são dadas pelas raizes da equação

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{2}\,|H(0)|^2$$

ou seja $\quad \dfrac{1}{1 + (2\pi f_c RC)^2} = \dfrac{1}{2} \quad$ donde $\quad f_c = \pm\dfrac{1}{2\pi RC}$

pelo que, de acordo com a definição, a largura de banda de transmissão deste sistema será $B_T = |f_c - 0|$, ou seja

$$B_T = \frac{1}{2\pi RC} \tag{3.23}$$

A função de transferência do sistema de primeira ordem representado pela equação 3.21 pode então escrever-se da seguinte forma

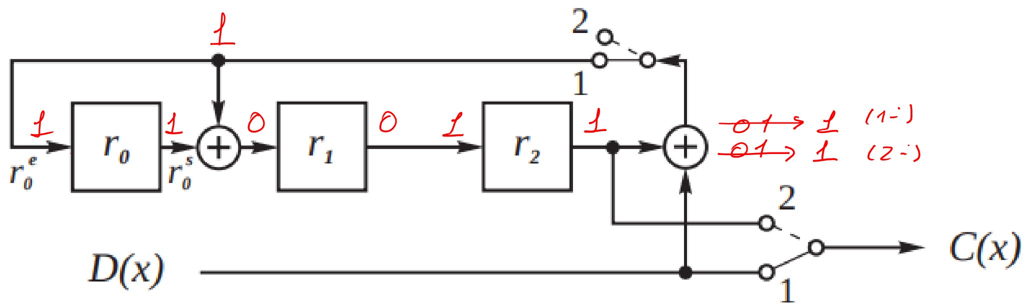
$$H(f) = \frac{1}{1 + \jmath \frac{f}{B_T}} \tag{3.24}$$

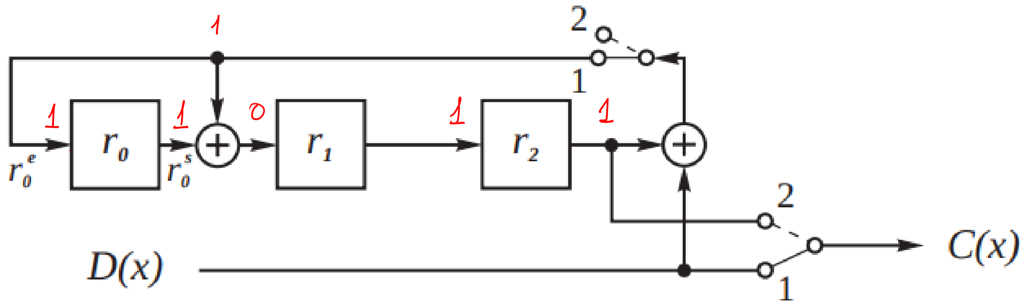
Um sinal digital consiste numa sequência de escalões positivos e negativos de tensão entre amplitudes discretas (rectângulos) representando níveis lógicos, não necessariamente binários, que designamos por *símbolos* e que se repetem a um ritmo r_s símbolos por segundo. O ritmo de símbolos é igual ao inverso do tempo de duração do símbolo, T_s segundos, isto é

$$r_s = \frac{1}{T_s} \tag{3.25}$$

$$x_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{para } t \leq 0 \\ 1 & \text{para } t > 0 \end{cases}$$

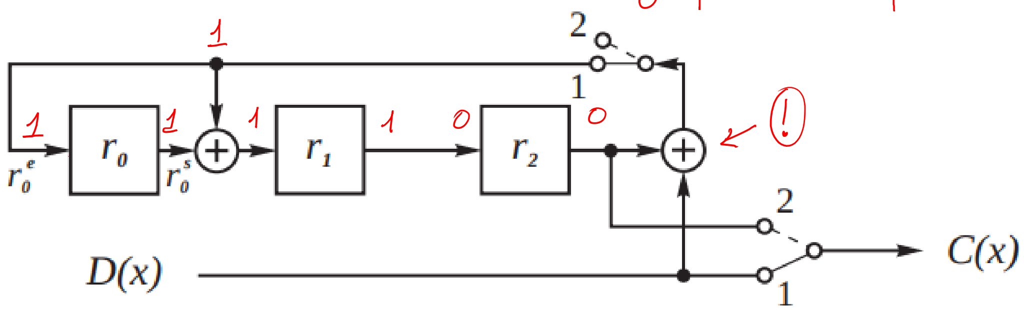
	0	1	2	0	1	2
-	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	1	0
1	1	0	1	1	0	1

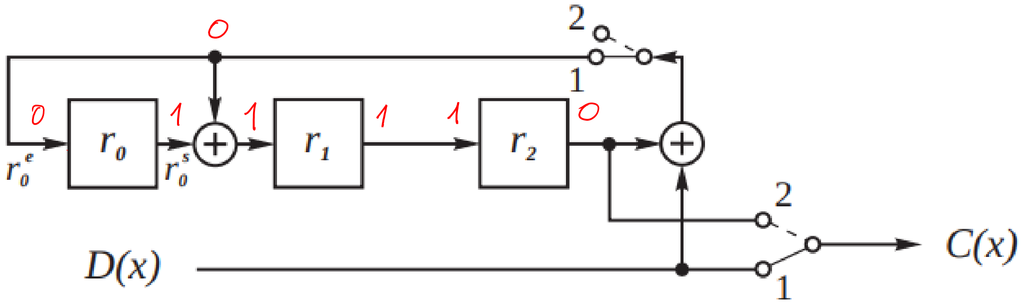


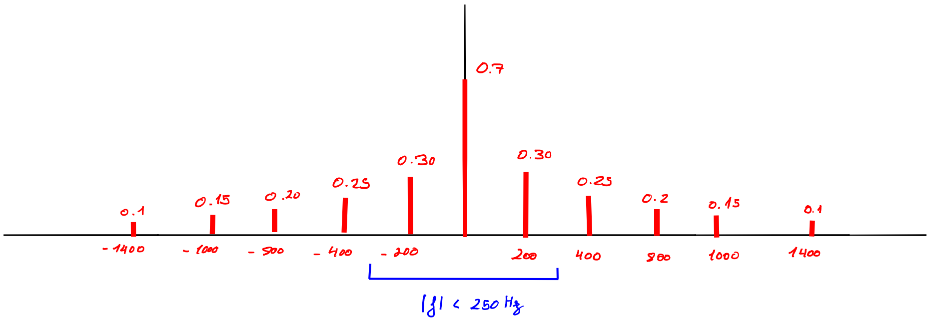


(0 1 0 1)

	r_0	r_1	r_2	r_0	r_1	r_2
-	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	1	0
0	0	1	1	0	1	1
1	0	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	0







$f_0 = 200$ Hz $\Rightarrow T_0 = \frac{1}{200} = 5$ ms

$y(t) = 0.7 + 0.6\cos(400\pi t)$

MAX : $0.7 + 0.6 = 1.3$
MIN : $0.7 - 0.6 = 0.1$