

SIMON HAYKIN
MICHAEL MOHER

Sistemas de Comunicação

QUINTA EDIÇÃO



**Técnicas de
transmissão
Passa-Faixa
digital**



Técnicas de transmissão Passa-Faixa digital

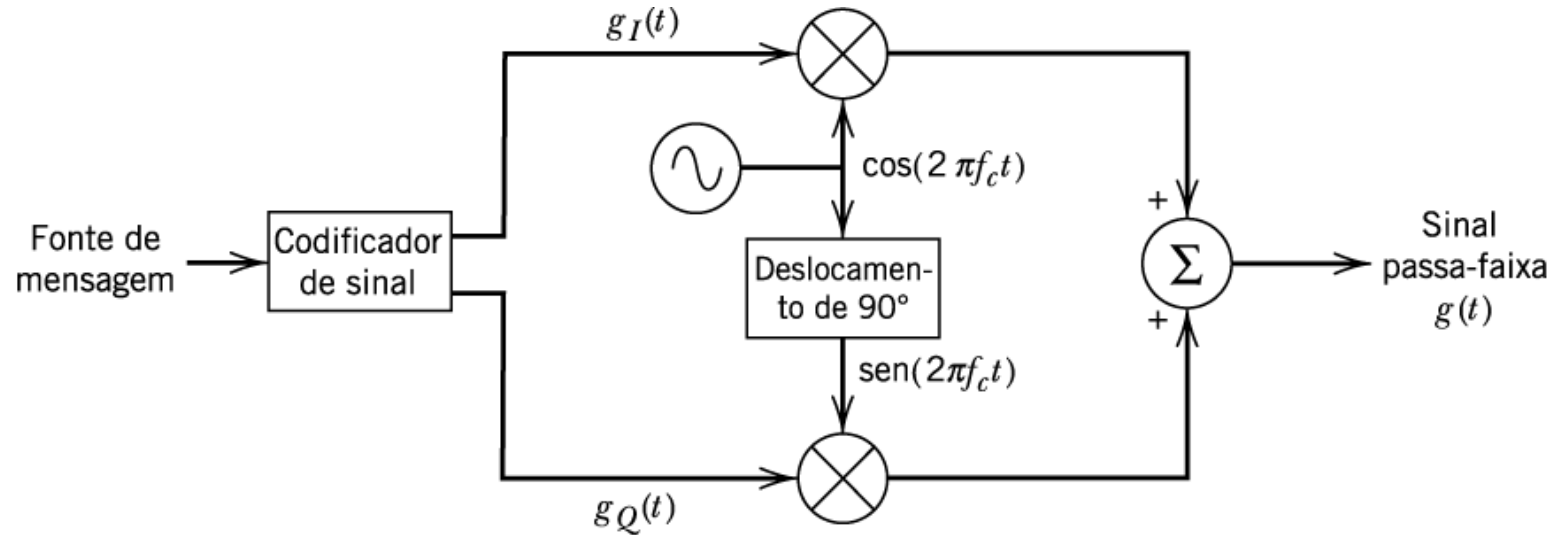


Figura 9.1 Diagrama de blocos que mostra a construção de um sinal passa-faixa a partir de suas componentes em fase e em quadratura.

- ➡ Codificador de sinal – mapeia os dados da fonte de mensagem em suas componentes de fase e quadratura.

Modelo de canal - Técnicas de transmissão Passa-Faixa digital

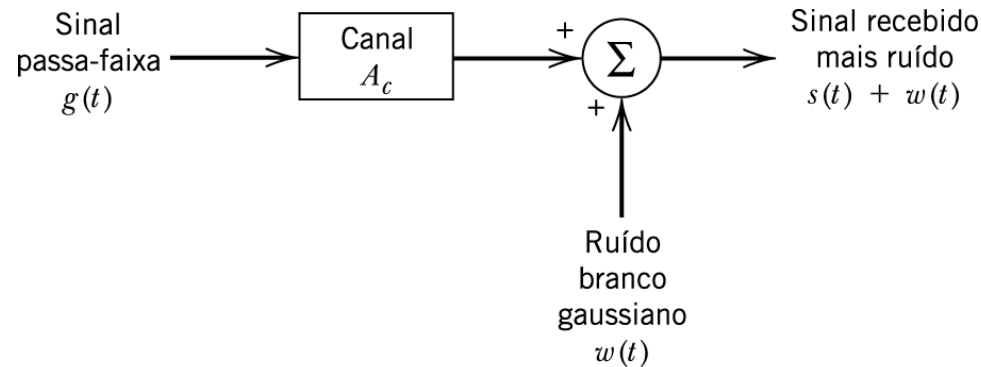


Figura 9.2 Diagrama de blocos que mostra um modelo de canal para transmissão passa-faixa.

- ➡ O canal atenua o sinal (A_c) antes de chegar ao receptor.
- ➡ Assume-se que o canal é:
 - i. **Linear** - largura de banda do canal é grande o suficiente para acomodar a transmissão do sinal modulado $g(t)$ com distorção desprezível;
 - ii. O sinal recebido $s(t)$ é perturbado por um ruído branco gaussiano (média zero e densidade espectral de potência $N_0/2$).

$$x(t) = s(t) + w(t) \quad x(t) = A_c g(t) + w(t)$$

RECEPTOR – Transmissão Passa-Faixa

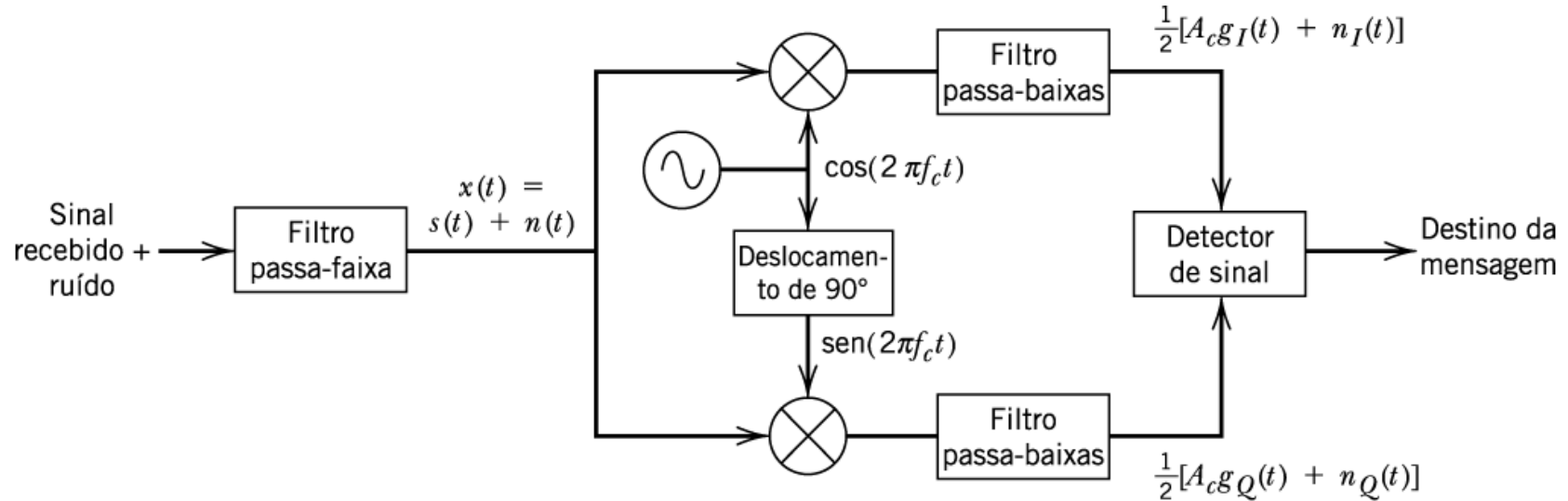
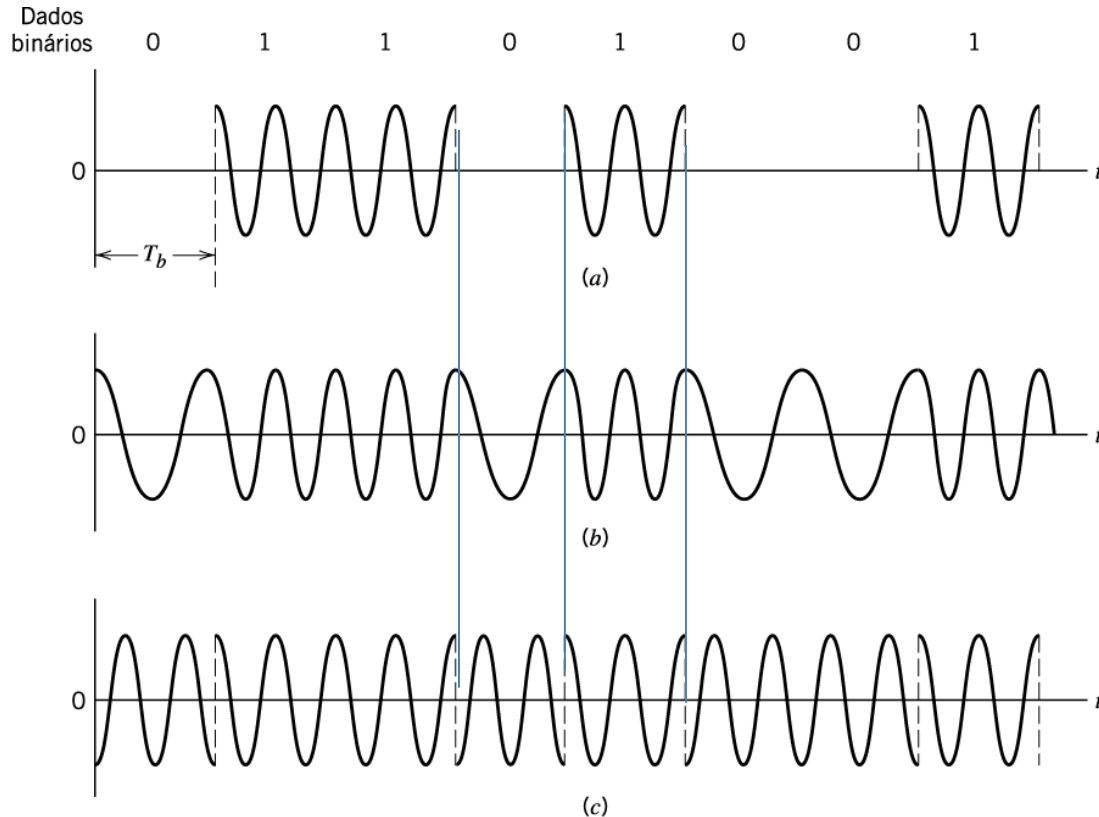


Figura 9.3 Diagrama de blocos que mostra a análise de um sinal passa-faixa em suas componentes em fase e em quadratura.

O receptor observa o sinal recebido $[g_I(t) + n_I(t)] + j[g_Q(t) + n_Q(t)]$, durante T segundos e decide pelo símbolo de dado 0 ou 1.

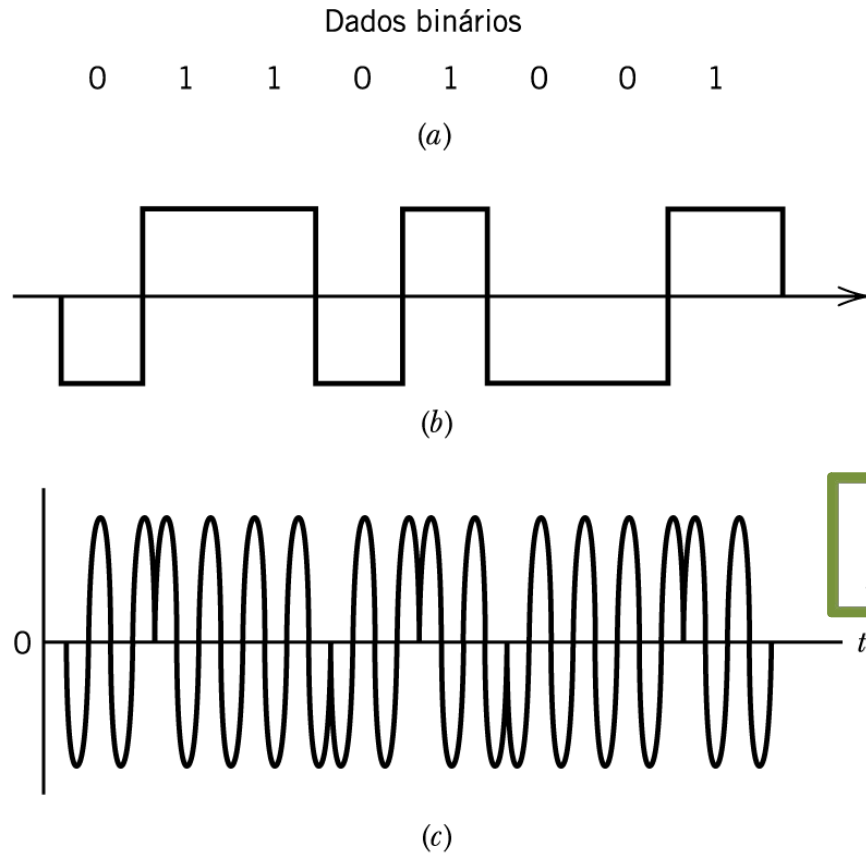
Transmissão de PSK e FSK binário – Modulações digitais básicas



- ASK
- Chaveamento em amplitude
- FSK
- Chaveamento em frequência
- PSK
- Chaveamento em fase

Figura 9.4 Ilustração das três formas básicas de sinalização de informação binária: (a) chaveamento de amplitude; (b) chaveamento de frequência com fase contínua; e (c) chaveamento de fase.

PSK binária (BPSK)



$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_c \cos(2\pi f_c t) && \text{para o símbolo 1} \\ S_0(t) &= -A_c \cos(2\pi f_c t) && \text{para o símbolo 0} \end{aligned}$$

Figura 9.5 Os passos da modulação PSK binária: (a) dados binários, (b) código de linha bipolar; e (c) forma de onda PSK binária.

FSK binária

$$\begin{cases} S_1(t) = A_C \cos(2\pi f_1 t) & \text{para o símbolo 1} \\ S_0(t) = A_C \cos(2\pi f_0 t) & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

Se assumirmos:

$$f_c = (f_1 + f_0)/2 \quad f_c - \text{frequência da portadora}$$

$$f_1 > f_0 \quad \Delta f = (f_1 - f_0)/2$$

O sinal FSK será representado por:

$$\begin{cases} \begin{aligned} S_1(t) &= A_C \cos[2\pi(f_c + \Delta f)t] \\ &= \text{Re}\{A_C \exp[j2\pi(f_c + \Delta f)t]\} \end{aligned} & \text{para o símbolo 1} \\ \begin{aligned} S_0(t) &= A_C \cos[2\pi(f_c - \Delta f)t] \\ &= \text{Re}\{A_C \exp[j2\pi(f_c - \Delta f)t]\} \end{aligned} & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

Sinais equivalentes de banda base complexo:

$$g_I(t) + jg_Q(t) = A_C \exp[-j2\pi\Delta f t] \quad \text{para o símbolo 1}$$

$$g_I(t) + jg_Q(t) = A_C \exp[+j2\pi\Delta f t] \quad \text{para o símbolo 0}$$



Detecção coerente de sinais FSK e PSK

FSK binária

$$S_1(t) = A_C \cos(2\pi f_1 t), \quad \text{para o símbolo 1}$$

$$S_0(t) = A_C \cos(2\pi f_0 t), \quad \text{para o símbolo 0}$$

PSK binária (BPSK)

$$S_1(t) = A_C \cos(2\pi f_c t), \quad \text{para o símbolo 1}$$

$$S_0(t) = A_C \cos(2\pi f_c t + \pi), \quad \text{para o símbolo 0}$$

T_b Taxa de bits $0 \leq t \leq T_b$ $f_1 \gg 1/T_b$ $f_0 \gg 1/T_b$ $f_c \gg 1/T_b$

- ✓ A energia de sinal transmitida em um intervalo de bit, será:

$$E_b = \int_0^{T_b} S_0^2(t) dt = \int_0^{T_b} S_1^2(t) dt = \frac{A_C^2 T_b}{2}$$

Receptor de correlação de dois percursos - sinais FSK e PSK

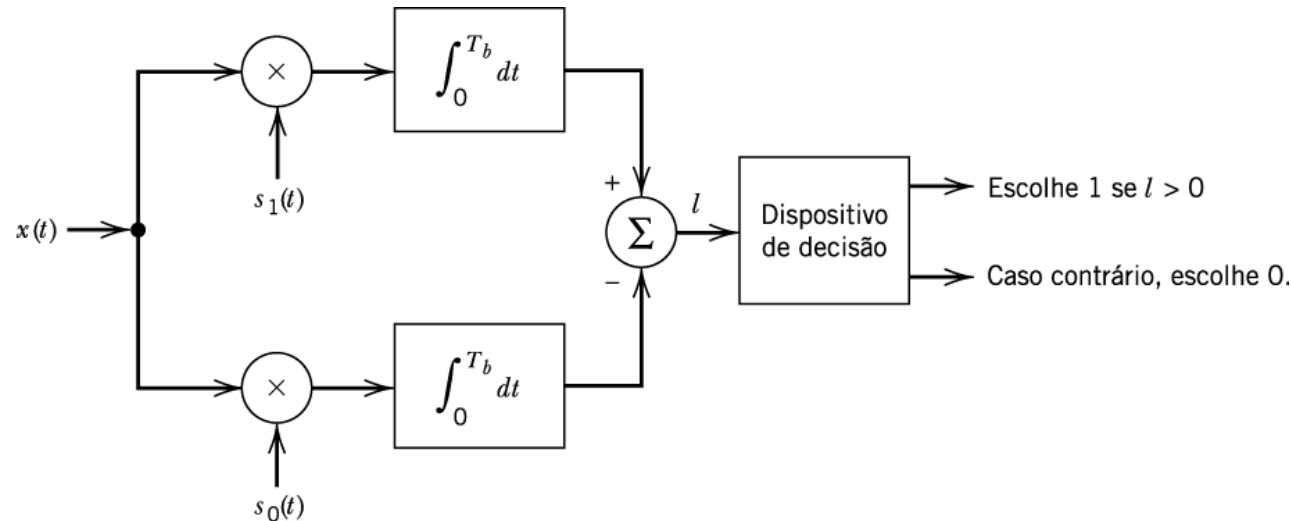


Figura 9.6 Receptor de correlação de dois percursos para o caso geral.

O sinal recebido é definido por:

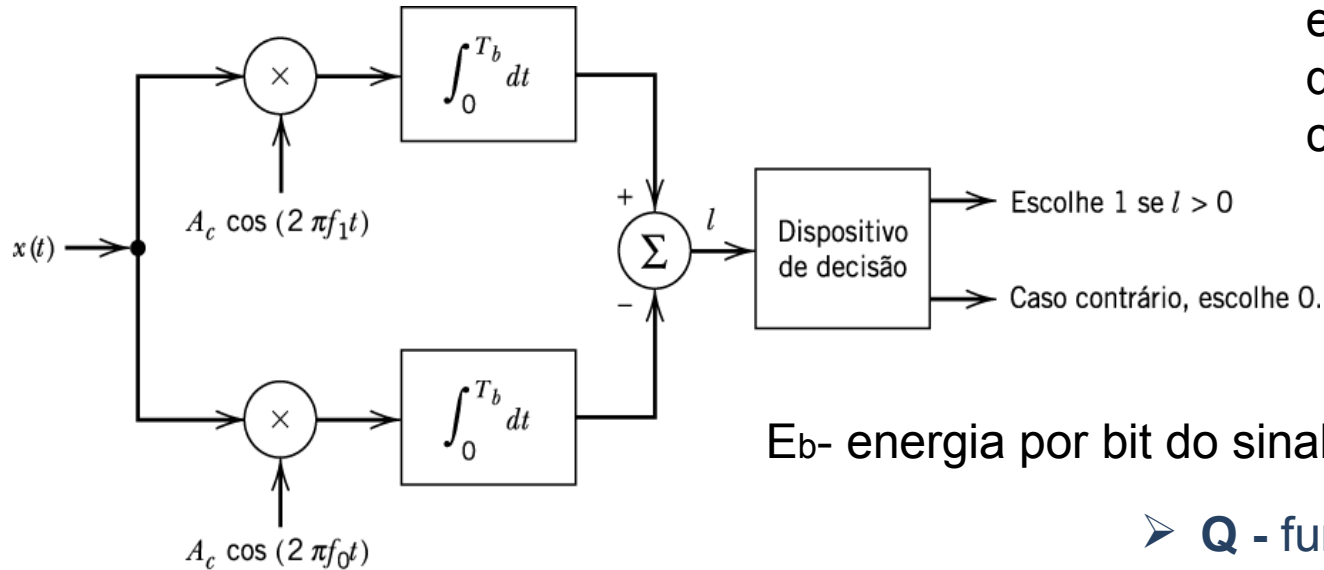
$$\begin{aligned} H_1: \quad x(t) &= S_1(t) + w(t), \quad \text{para o símbolo 1} \\ H_0: \quad x(t) &= S_0(t) + w(t), \quad \text{para o símbolo 0} \end{aligned}$$

A saída do receptor é dada por:

$$l = \int_0^{T_b} x(t)[S_1(t) - S_0(t)]dt$$

A saída l do receptor é comparada com um nível de decisão de 0 volts.

✓ Receptor coerente para sinais FSK



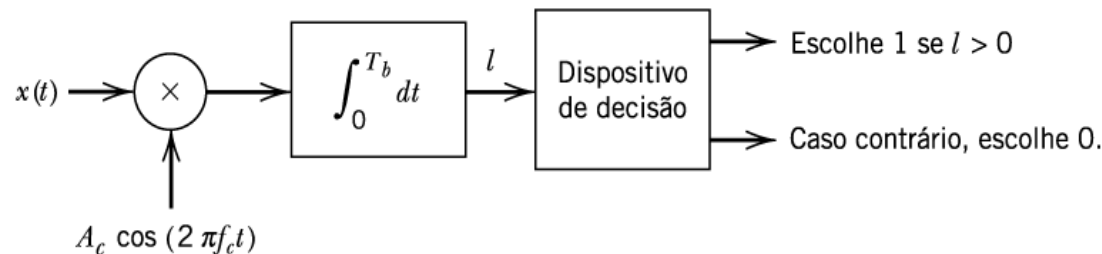
Probabilidade de erro em um sistema FSK que utiliza detecção coerente

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

E_b - energia por bit do sinal transmitido $E_b = (A_c^2 T_b)/2$

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

✓ Receptor coerente para sinais PSK



(b)

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

Probabilidade de erro em um sistema PSK que utiliza detecção coerente

Figura 9.7 (a) Receptor coerente para sinais FSK. (b) Receptor coerente para sinais PSK.

$$x \gg Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad \text{tab. A.4}$$

✓ Detecção coerente de sinais de chaveamento de frequência com fase contínua (CPFSK)

Seja um sinal CPFSK definido por:

$$s(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$$

fase $\phi(t)$ *função contínua do tempo t*

$$f_c = \frac{1}{2}(f_1 + f_0) \quad \text{frequência de portadora}$$

O sinal CPFSK faz distinção entre 0 e 1, como:

$$S(t) = \begin{cases} A_c \cos(2\pi f_1 t + \phi(0)), & \text{para o símbolo 1} \\ A_c \cos(2\pi f_0 t + \phi(0)), & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

$\phi(0)$ – Valor de $\phi(t)$ no tempo = 0.

A fase $\phi(t)$ é uma função linear no tempo, como:

No intervalo $0 \leq t \leq T_b$

$$\phi(t) = \phi(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t$$

+, para o símbolo 1
-, para o símbolo 0

Coeficiente de desvio do sinal de chaveamento de frequência:

$$h = T_b(f_1 - f_0)$$

✓ Detecção coerente de sinais de chaveamento de frequência com fase contínua (CPFSK)

No tempo: $t = T_b$,

$$\phi(T_b) - \phi(0) = \begin{cases} \pi h, & \text{para o símbolo 1} \\ -\pi h, & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

$$\phi(t) = \phi(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t$$

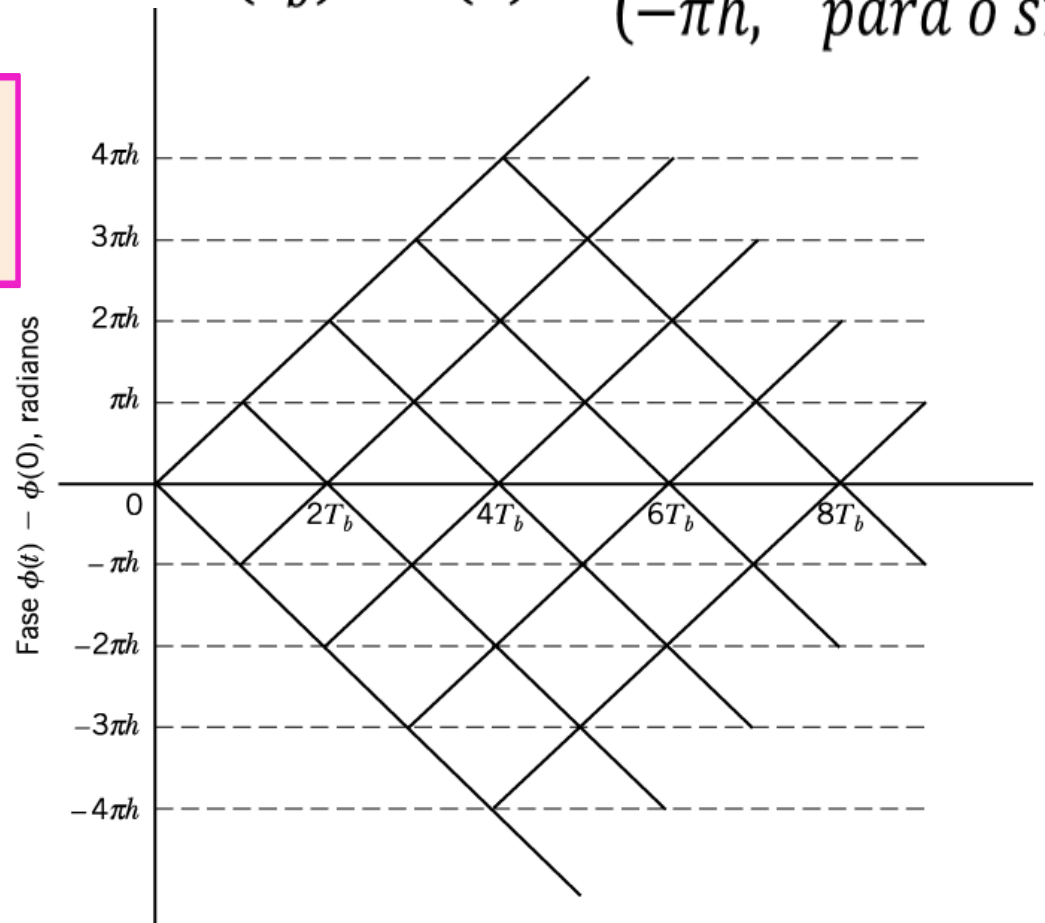
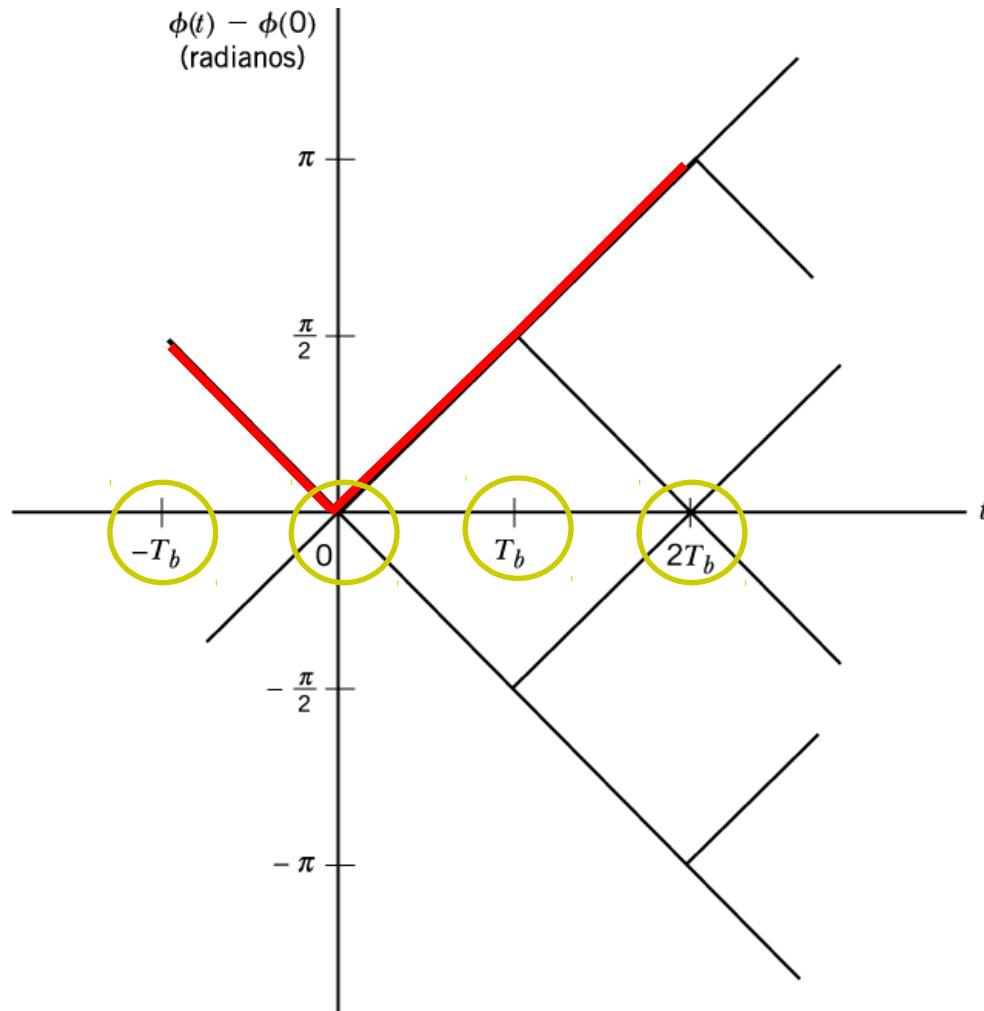


Figura 9.8 Possíveis valores de deslocamento de fase $\phi(t) - \phi(0)$.

✓ Detecção coerente de sinais de chaveamento de frequência com fase contínua (CPFSK)



Caso especial $h = 1/2$

□ MSK – Chaveamento mínimo

A fase pode assumir valores de:

- ❖ $\pm\pi/2$ em múltiplos ímpares de T_b e;
- ❖ 0 e π em múltiplos pares de T_b .

CADA CAMINHO DA ESQUERDA PARA DIREITA ATRAVÉS DA TRELIÇA CORRESPONDE A UMA ENTRADA DE SEQUENCIA BINÁRIA ESPECÍFICA.

Ex: **0 1 1**

$$\phi(T_b) - \phi(0) = \begin{cases} \pi/2, & \text{para o símbolo 1} \\ -\pi/2, & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

Figura 9.9 Possíveis valores do deslocamento de fase $\phi(t) - \phi(0)$ para o caso especial de $h = 1/2$.

✓ MSK – Chaveamento mínimo *Caso especial* $h = 1/2$

Como um sinal CPFSK é definido por: $s(t) = A_C \cos[2\pi f_c t + \phi(t)]$

Um sinal MSK em fase e em quadratura, será definido por:

$$s(t) = A_C \cos[\phi(t)] \cos(2\pi f_c t) - A_C \sin[\phi(t)] \sin(2\pi f_c t)$$

$$\phi(t) = \phi(0) \pm \frac{\pi h}{T_b} t = \phi(0) \pm \frac{\pi}{2T_b} t,$$

A componente em fase consiste em um semiciclo de cosseno:

$$A_C \cos[\phi(t)] = \pm A_C \cos\left[\frac{\pi}{2T_b} t\right],$$

:

$$\begin{array}{ll} \text{Ou seja:} & t = 0 \\ \text{sin} + & \phi(0) = 0, \\ \text{sin} - & \phi(0) = \pi \end{array}$$

A componente em quadratura consiste em um semiciclo de seno:

:

$$A_C \sin[\phi(t)] = \pm A_C \sin\left[\frac{\pi}{2T_b} t\right],$$

$$\begin{array}{ll} \text{Ou seja:} & t = T_b \\ \text{sin} + & \phi(T_b) = \pi/2 \\ \text{sin} - & \phi(T_b) = -\pi/2 \end{array}$$



✓ MSK – Chaveamento mínimo

Dados binários	0	1	1	0	1	0
Fase $\phi(t)$ (radianos)	$\frac{\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{\pi}{2}$	π
	$\frac{\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{\pi}{2}$	π

Supondo que $\emptyset(-T_b) = \frac{\pi}{2}$

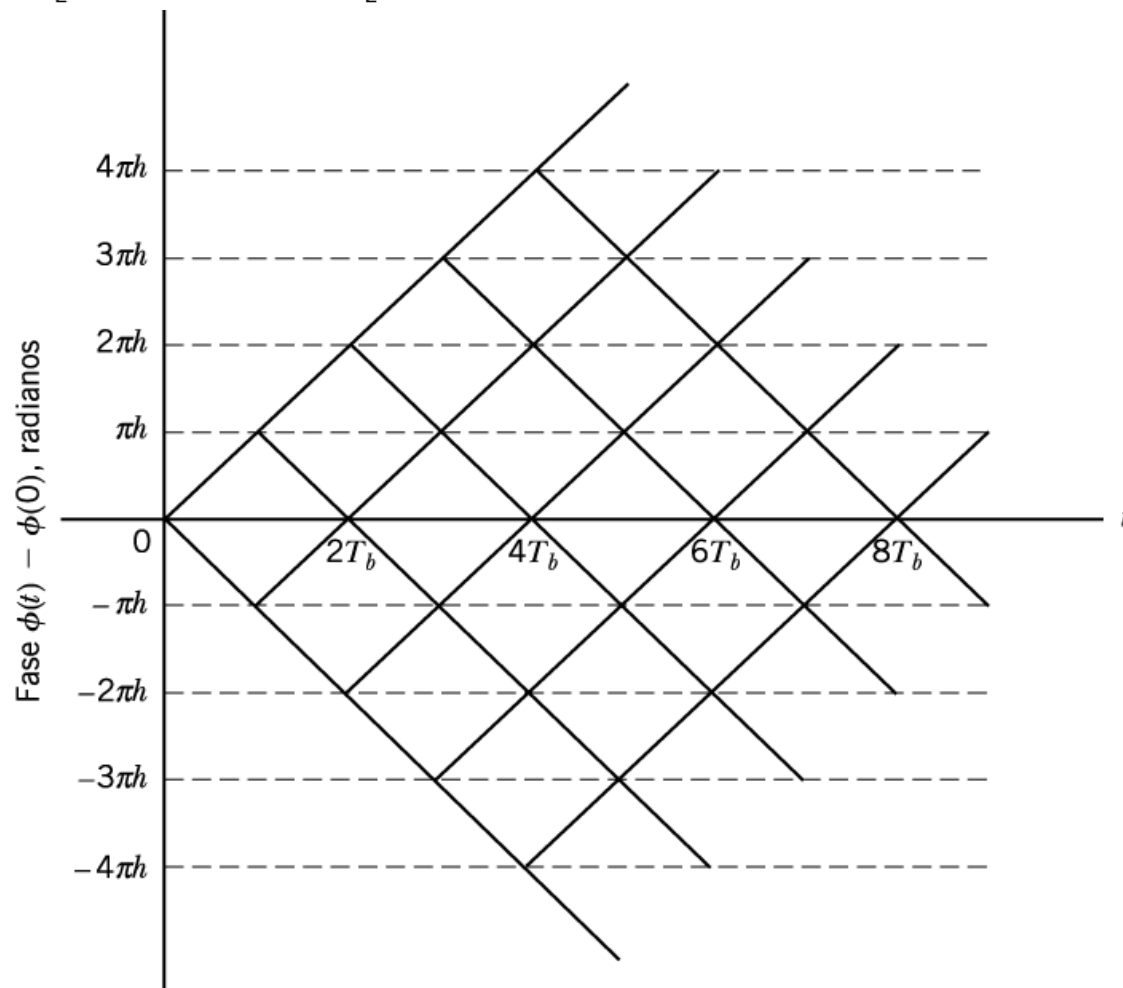


Figura 9.8 Possíveis valores de deslocamento de fase $\phi(t) - \phi(0)$.

✓ MSK – Chaveamento mínimo *Caso especial* $h = 1/2$

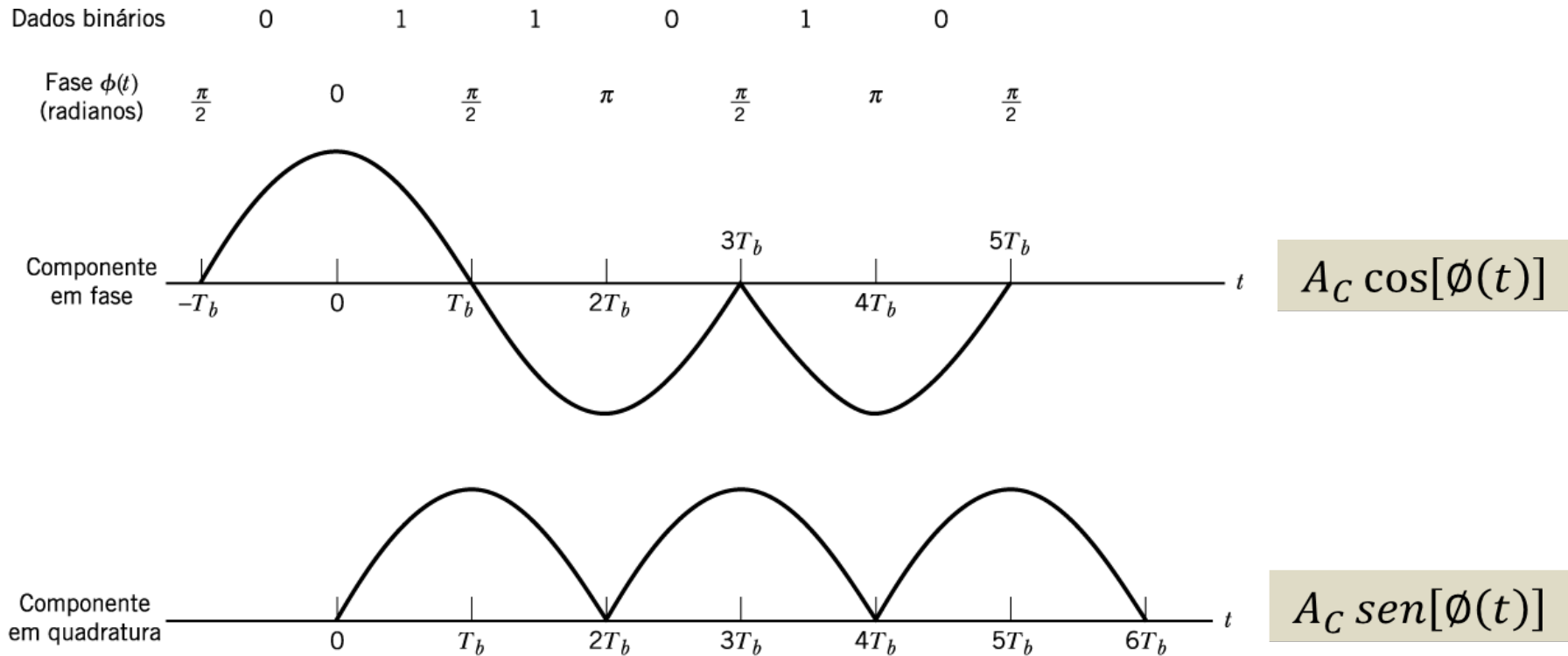
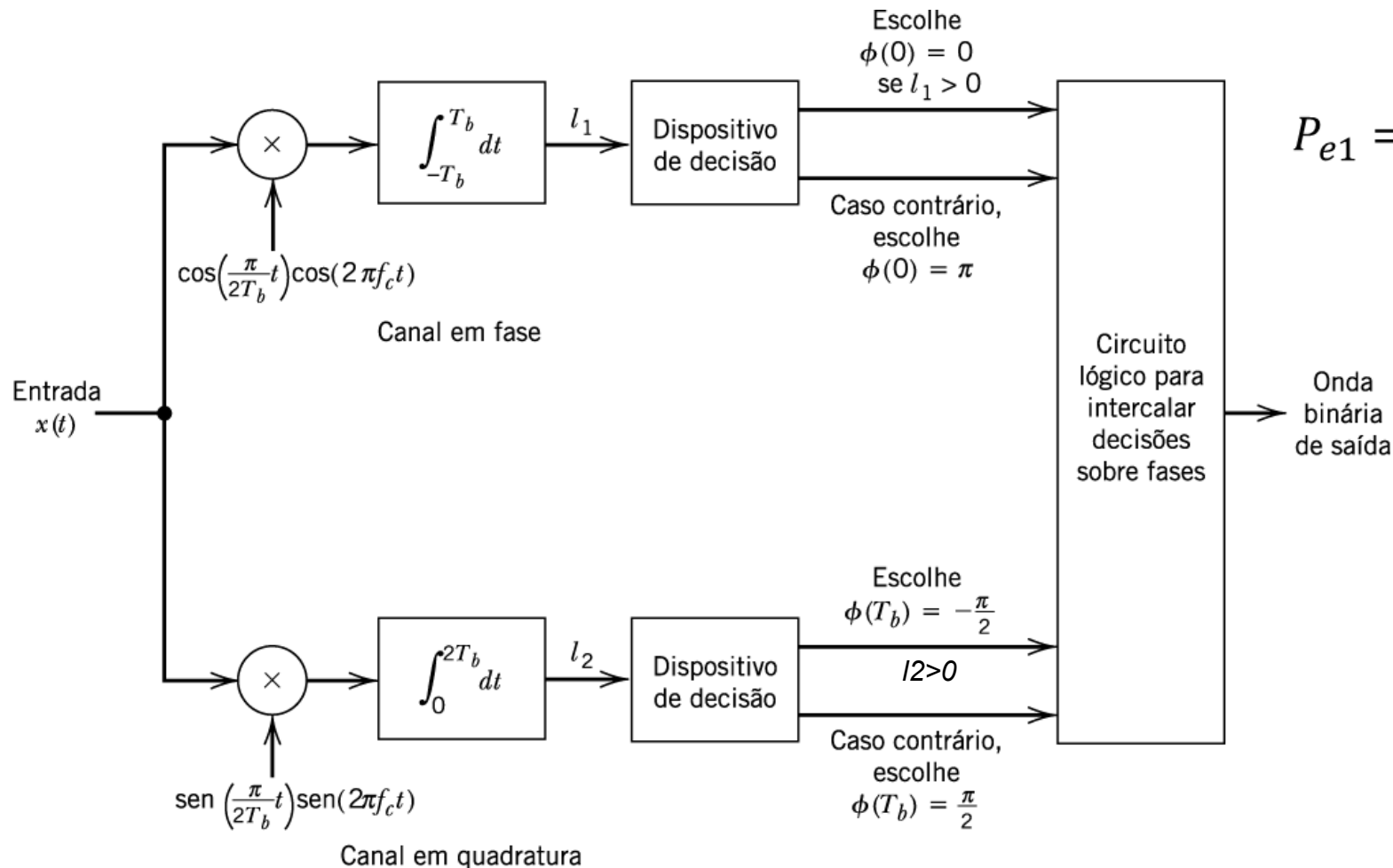


Figura 9.10 Formas de onda que ilustram as componentes em fase e em quadratura do sinal CPFSK com $h = \frac{1}{2}$.

$$\text{Supondo que } \phi(-T_b) = \frac{\pi}{2} \\ \begin{cases} \pi/2, & \text{para o símbolo 1} \\ -\pi/2, & \text{para o símbolo 0} \end{cases}$$

✓ Receptor coerente para detecção MSK

$$x(t) = \pm A_c \cos\left[\frac{\pi}{2T_b}t\right] \cos(2\pi f_c t) \pm A_c \sin\left[\frac{\pi}{2T_b}t\right] \sin(2\pi f_c t) + w(t)$$



$$P_{e1} = P_{e2} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

$$E_b = (A_c^2 T_b)/2$$

Figura 9.11 Receptor coerente para detecção de MSK.

✓ Receptor não coerente para detecção FSK

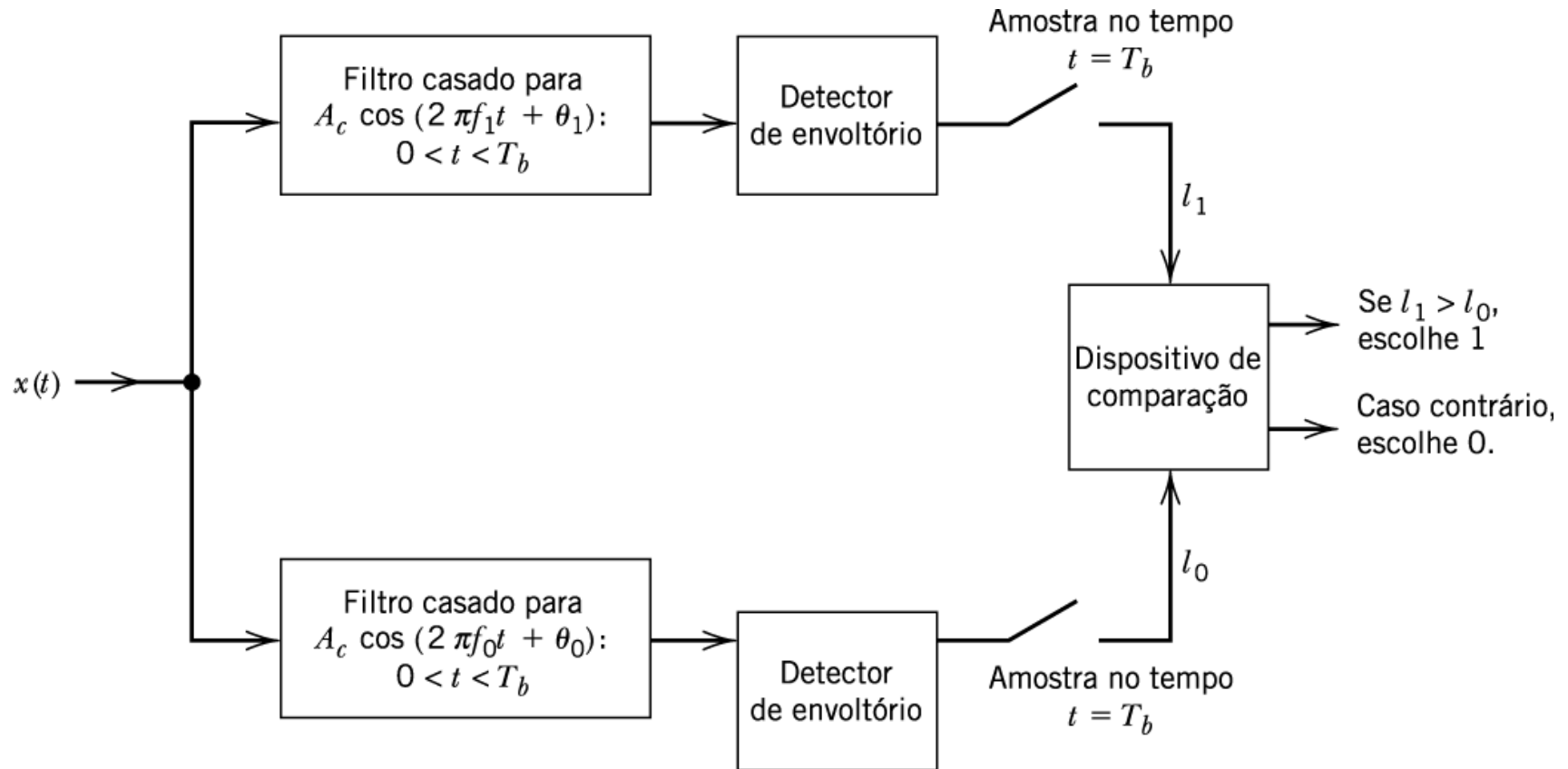


Figura 9.12 Receptor não coerente para a detecção de sinais FSK.

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$$

✓ Chaveamento de fase diferencial - DPSK

❖ **DPSK** - combina a técnica de codificação diferencial com chaveamento.

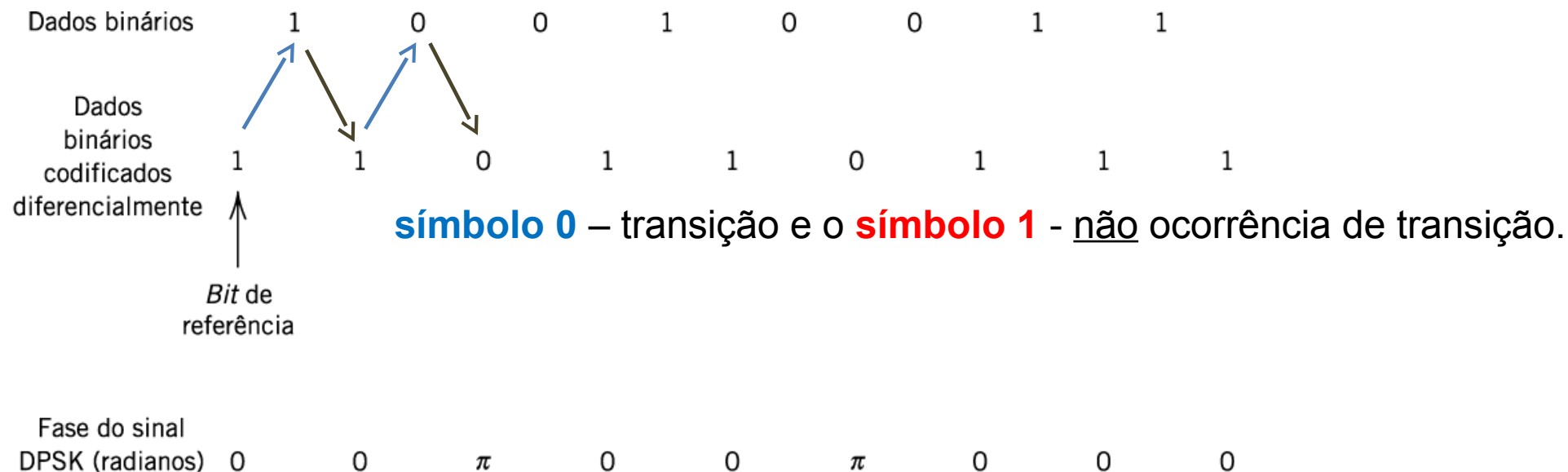


Figura 9.13 Ilustração da relação entre uma sequência binária, sua versão codificada diferencialmente e sua versão DPSK.

A informação digital é codificada **não** pela identificação absoluta de fase de portadora 0° com o símbolo 1 e fase 180° com o símbolo 0. Mas sim em termos de mudança de fase entre pulsos sucessivos no fluxo de dados binários.

Por exemplo: O **símbolo 1** é representado por uma mudança de **fase de 0°** e o **símbolo 0** é representado por uma mudança de **fase de 180°** .

✓ Receptor para detecção de sinais DPSK (chaveamento de fase diferencial)

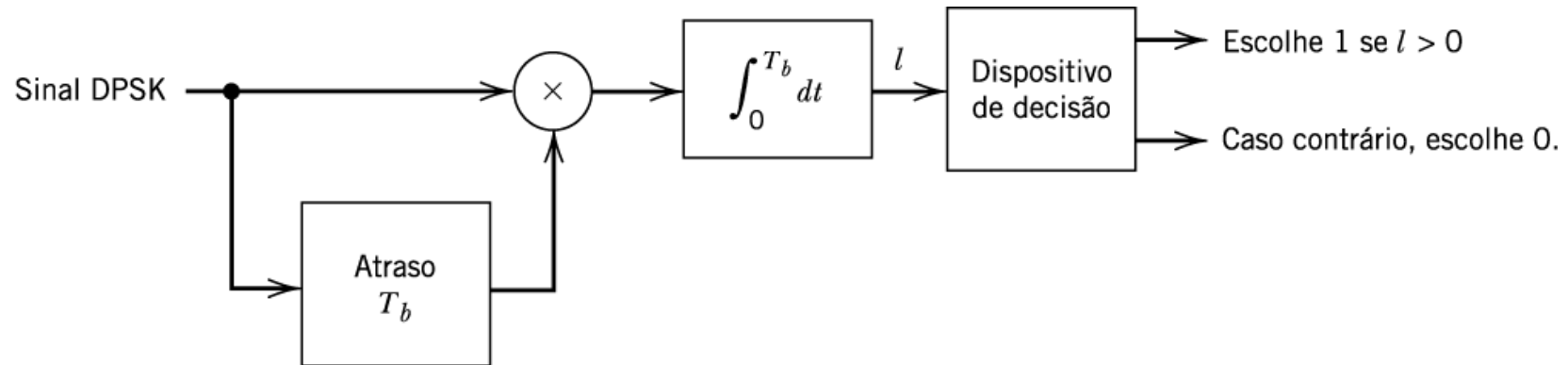


Figura 9.14 Receptor para detecção de sinais DPSK.

- $\phi=0$ (corresponde ao símbolo 1), a saída do integrador é positiva.
- $\phi=\pi$ (corresponde ao símbolo 0), a saída do integrador é negativa.
- A referencia e o pulso de informação são ambos contaminados por um ruído aditivo da mesma forma.

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$$

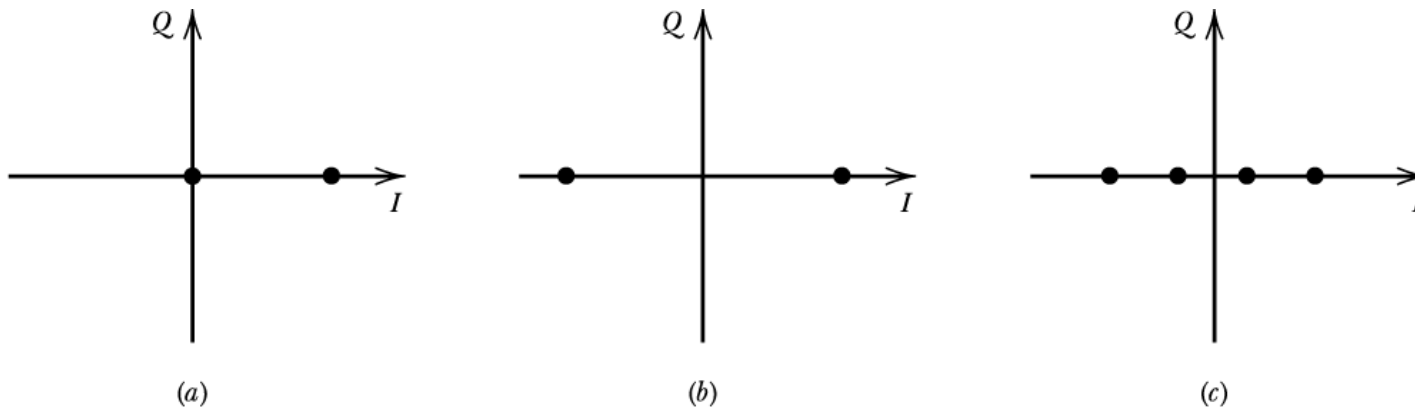
❑ Sistemas de transmissão de dados M-ários

Sistema M-ários - envia M sinais possíveis durante cada intervalo de bit T_b .

$M = 2^n$ Símbolos do sistema $T = nT_b$ Intervalo de sinalização

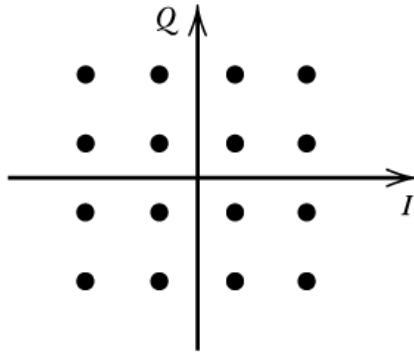
A taxa com a qual esses símbolos são transmitidas através do canal de comunicação é expressa em bauds.

Representação em espaço de sinais

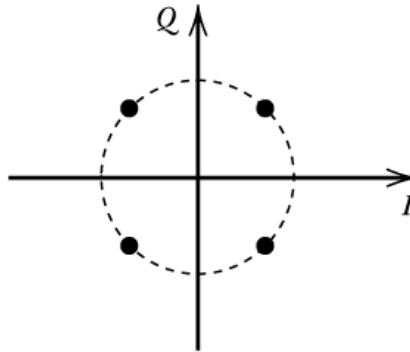


(a) ASK binário; (b) PSK binário; (c) M-ASK (M=4)

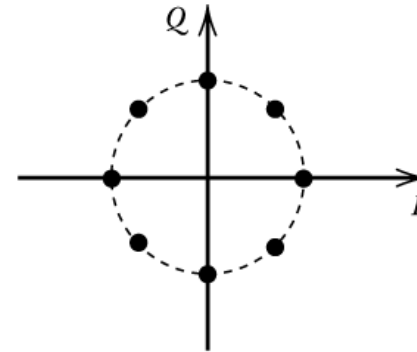
Representação em espaço de sinais



(d)



(e)



(f)

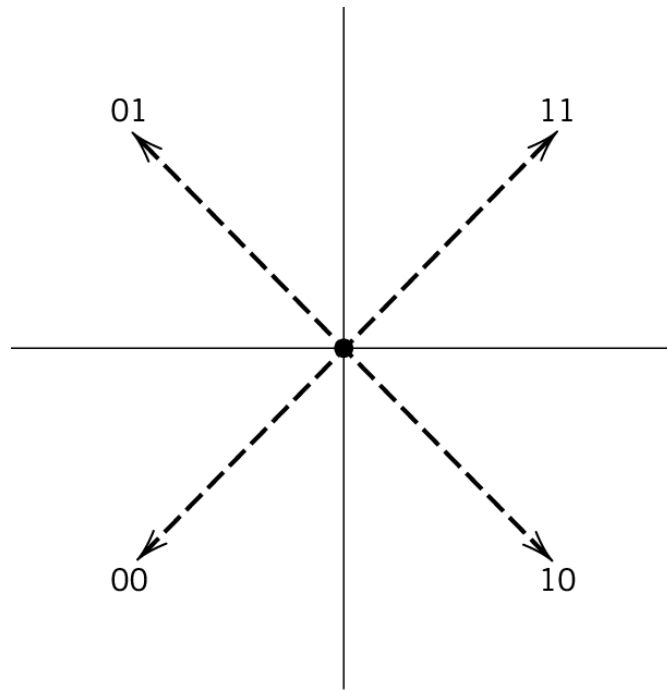
(d) M_QAM (M=16); (e) 4-QAM e QPSK; (f) M-PSK (M=8)

M-árias de FSK, há M sinais possíveis, em que cada sinal corresponde a uma frequência f_i diferente.

Normalmente, as escolhas das frequências são feitas de modo que os espaçamentos são múltiplos da taxa de símbolos:

$$\Delta f = f_{i+1} - f_i = \frac{n}{T_b}$$

❑ Chaveamento de quadrifase (QPSK)



$$\begin{aligned}s_0(t) &= \sqrt{2}A_C \cos(2\pi f_C t + \pi/4), & \text{par de bits 11} \\s_1(t) &= \sqrt{2}A_C \cos(2\pi f_C t + 3\pi/4), & \text{par de bits 01} \\s_2(t) &= \sqrt{2}A_C \cos(2\pi f_C t + 5\pi/4), & \text{par de bits 00} \\s_3(t) &= \sqrt{2}A_C \cos(2\pi f_C t + 7\pi/4), & \text{par de bits 10}\end{aligned}$$

Figura 9.16 Ilustração dos quatro possíveis valores de fase, com cada um correspondendo a um único par de *bits*.

Chaveamento de quadrifase (QPSK) - Transmissor

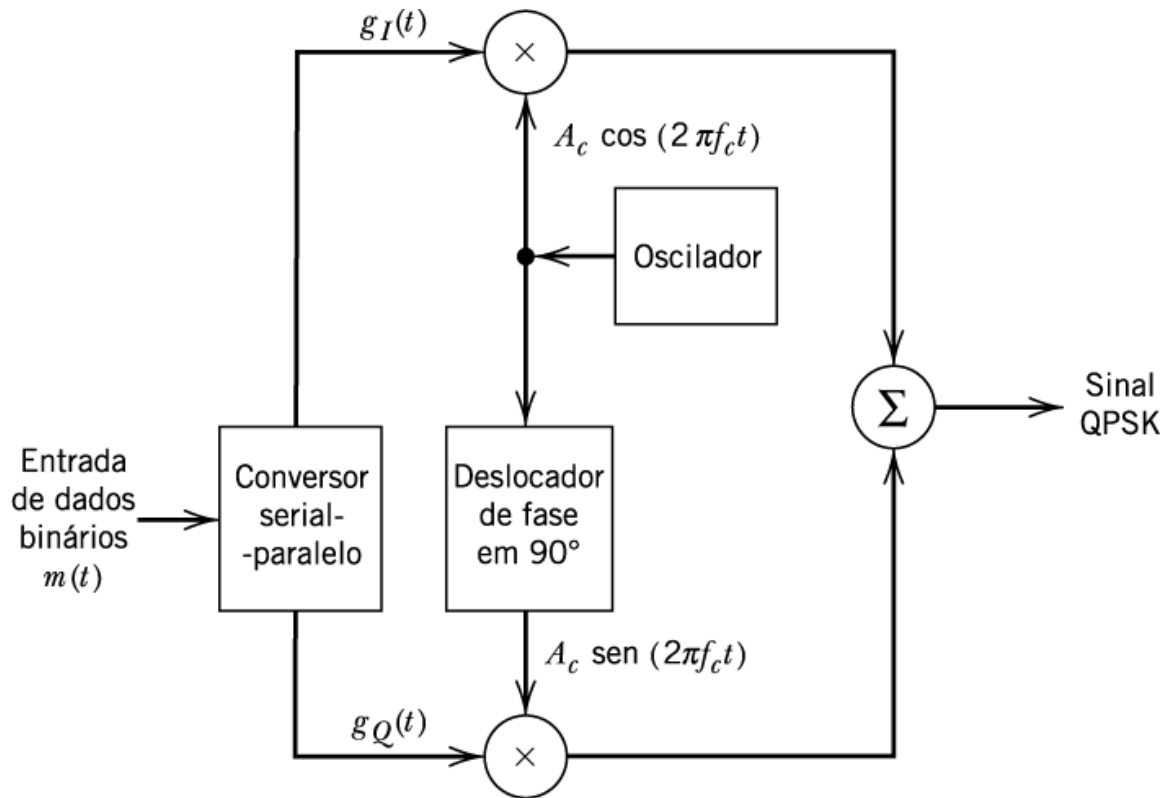


Figura 9.17 Transmissor QPSK.

- Um sistema QPSK exige metade da largura de banda de transmissão do sistema PSK binário

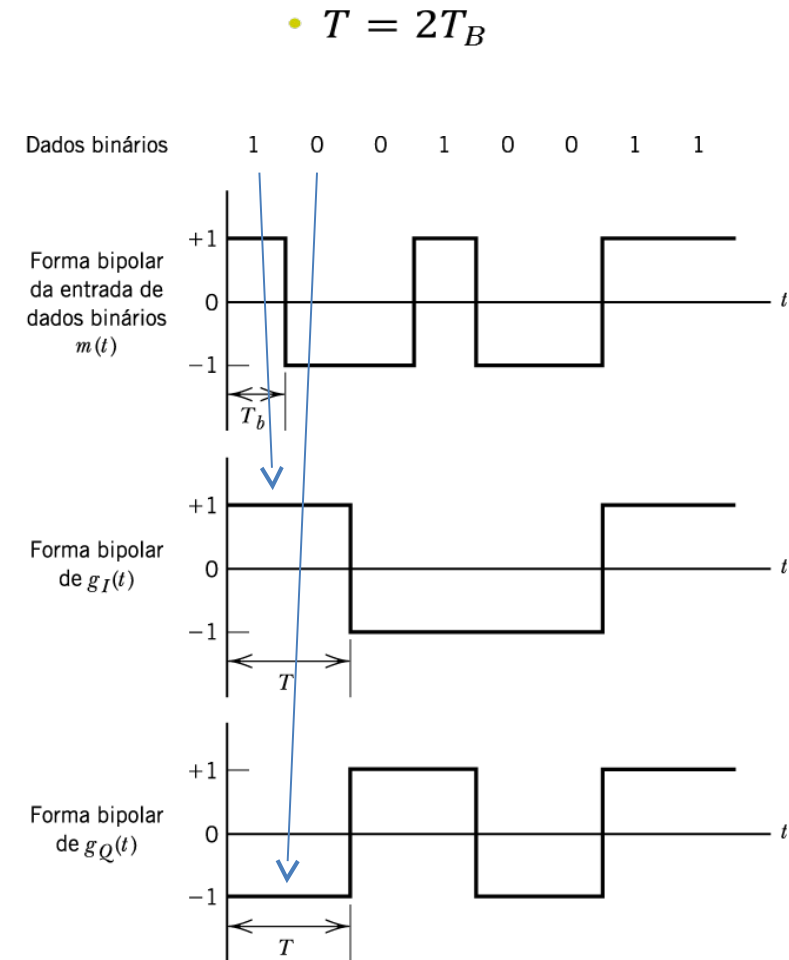


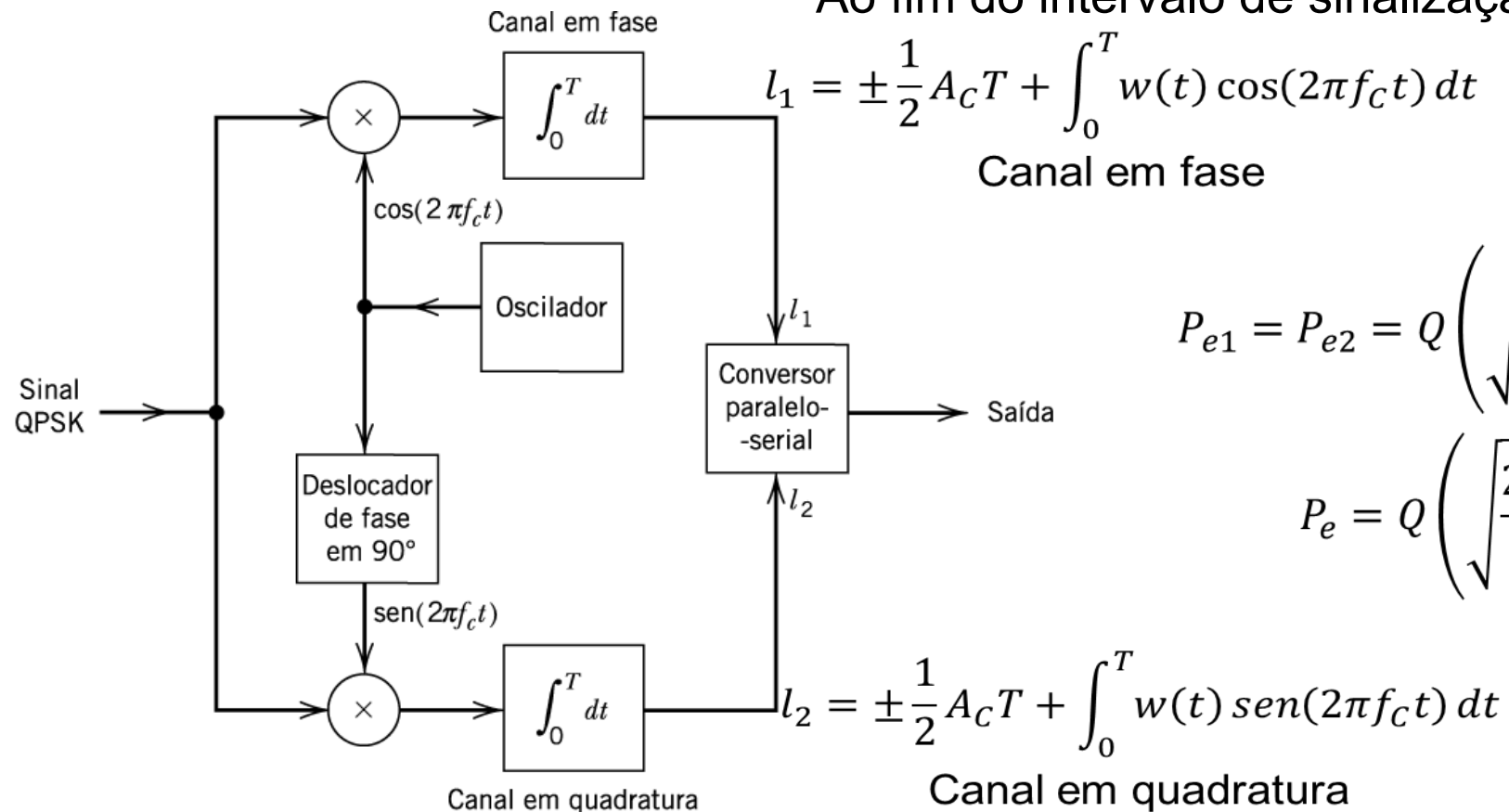
Figura 9.18 Ilustração do processo de conversão serial-paralelo.

❑ Chaveamento de quadrifase (QPSK) - Receptor

$$x(t) = \pm A_c \cos(2\pi f_c t) \pm A_c \sin(2\pi f_c t) + w(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

- Sinal recebido dependendo de qual par de bits é transmitido.

Ao fim do intervalo de sinalização T:



$$P_{e1} = P_{e2} = Q\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}\right)$$

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

Figura 9.19 Receptor QPSK.

❑ Comparação PSK e FSK:

- 1) Dois sistemas que apresentam a mesma probabilidade de erro de símbolo, podem apresentar desempenhos diferentes.
- 2) Os sistemas QPSK transmitem, em uma dada largura de banda, o dobro de bits de informação em relação a um sistema BPSK coerente convencional com o mesmo desempenho de taxa de erro.
- 3) As taxas de erro decrescem com o aumento do valor de E_b/N_0 .
- 4) Para qualquer valor de E_b/N_0 BPSK, QPSK e MSK produzem uma taxa de erro menor.
- 5) Para valores elevados de E_b/N_0 , temos uma diferença de 4dB entre o melhor e pior método de sinalização. Em aplicações em que potência for escassa (Ex. comunicação digital em satélite), vale a pena economizar 1dB na relação sinal-ruído.

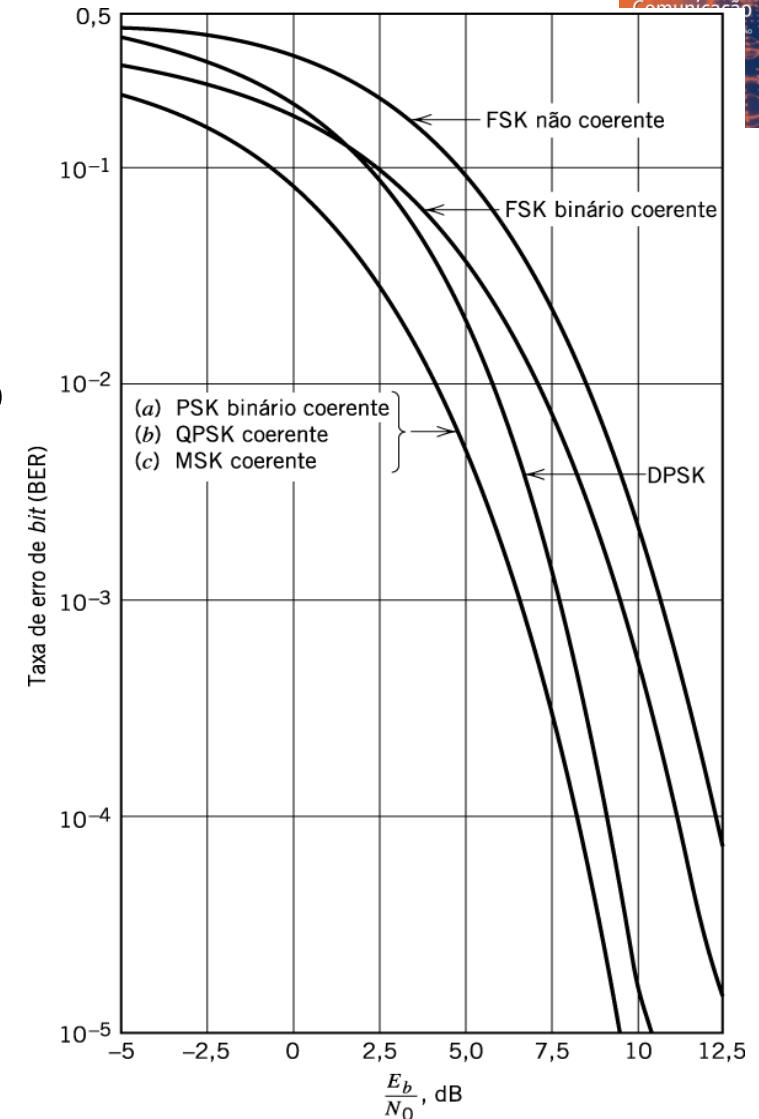


Figura 9.20 Comparação dos desempenhos em relação a ruído de diferentes sistemas PSK e FSK.

❏ Multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM)

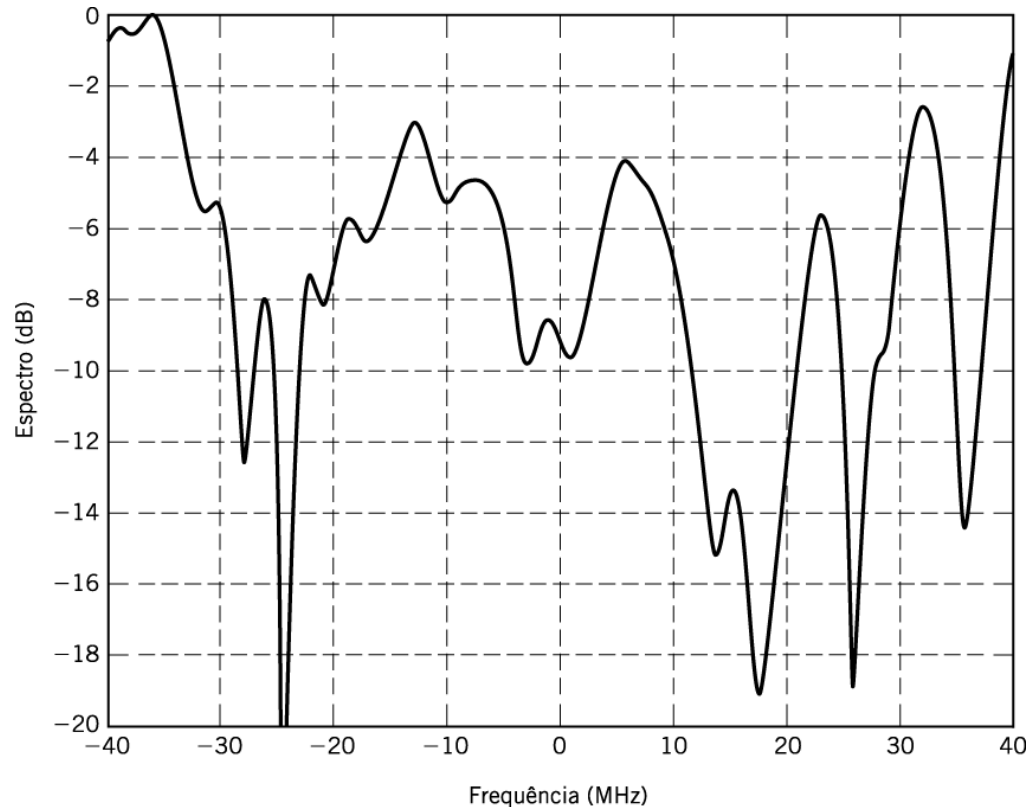


Figura 9.21 Exemplo de espectro em magnitude de um canal LAN sem fio.

Subportadoras da ordem de 300kHz
(~312,5kHz).

Ex: Rede área local sem fio
(WLAN) – serviço WiFi.

Largura de banda $\simeq 20\text{MHz}$ e taxa
de dados $< 54\text{Mbps}$ – resposta em
magnitude não constante.

Ao longo de uma largura de banda
pequena, 300 kHz, a resposta em
magnitude é constante (modulação
multiportadora).

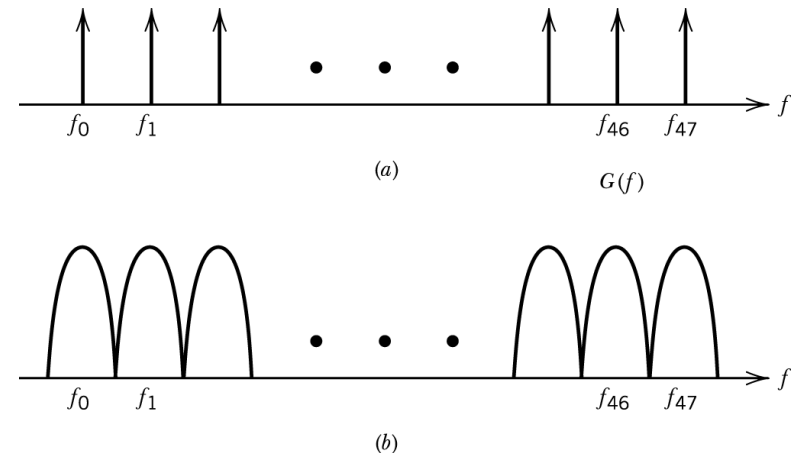


Figura 9.22 Ilustração conceitual de subportadoras de banda base complexa: (a) não moduladas, (b) moduladas.

❑ Multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM)

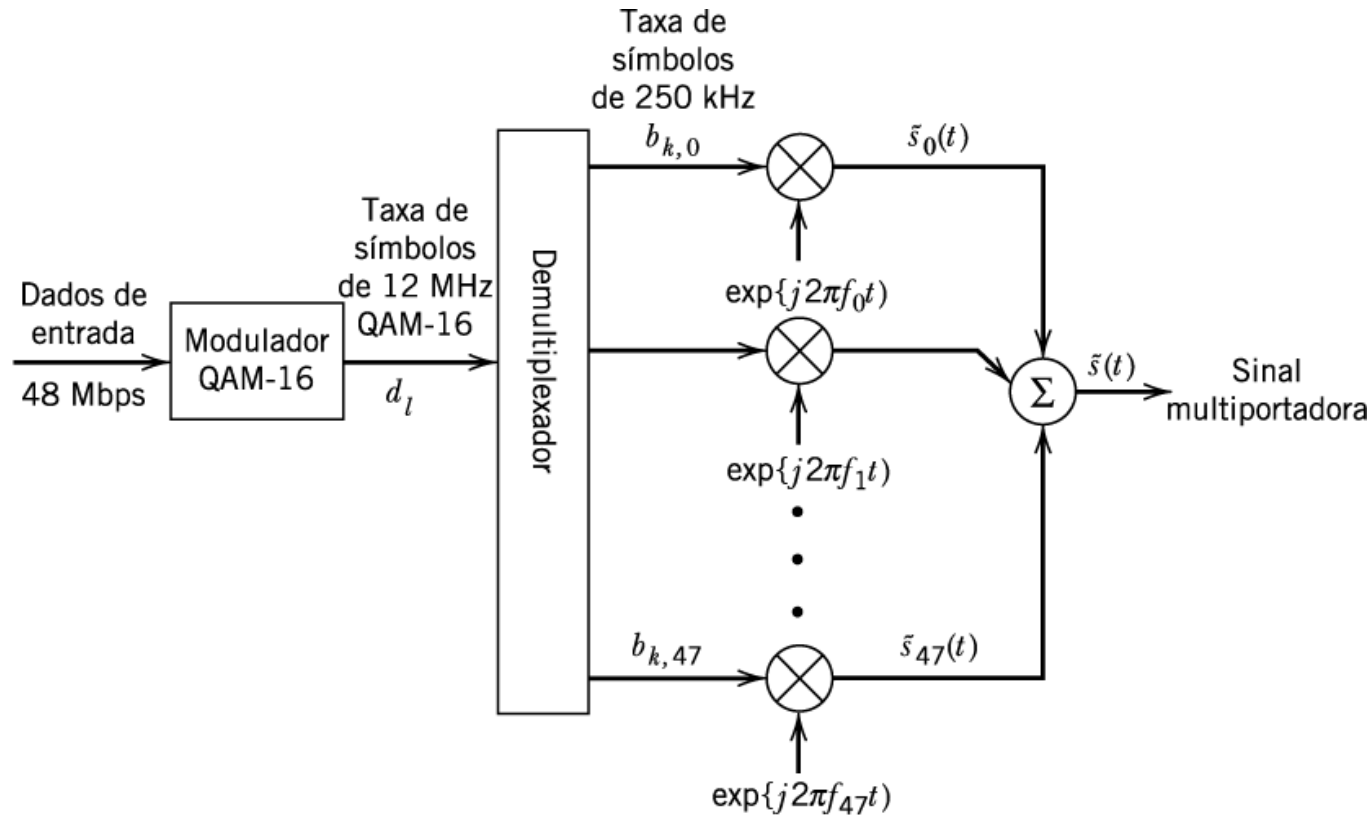
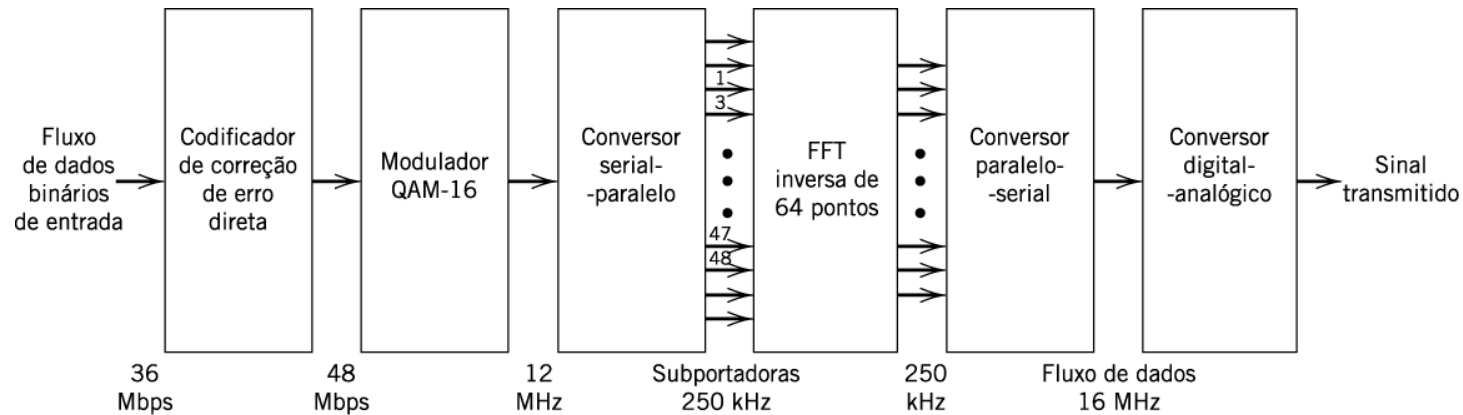


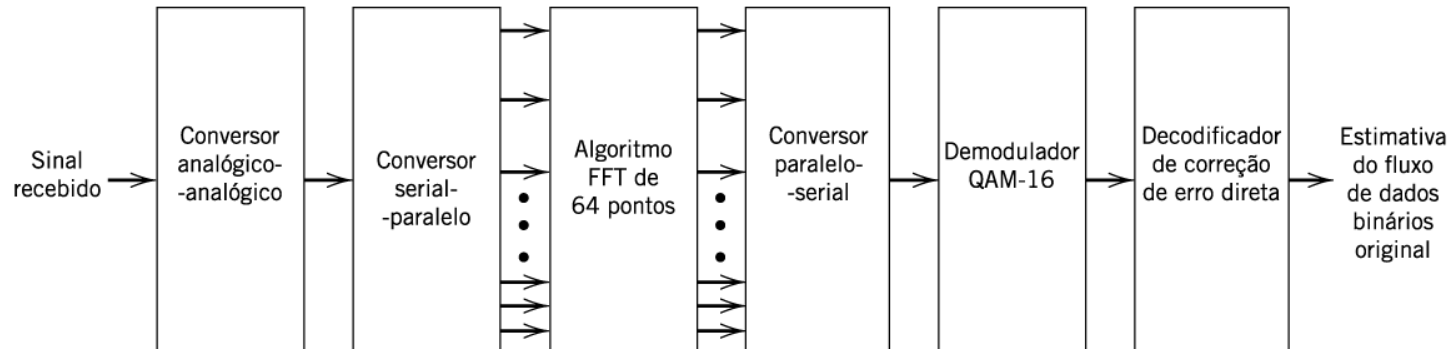
Figura 9.23 Ilustração conceitual do processo de modulação OFDM.

- 48 subportadoras – largura de banda da ordem de 312,5kHz;
- Número de bits transmitido por período de símbolo T , será: $48 \times 4 = 192$ bits

❏ Multiplexação por divisão de frequência ortogonal (OFDM)



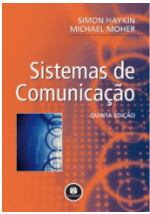
(a)



(b)

Figura 9.24 Diagrama de blocos do (a) transmissor OFDM e do (b) receptor OFDM.

A saída da IFFT (consiste em 64 amostras de uma envoltória complexa) no domínio do tempo a serem transmitida pelo canal.



Modulação OFDM

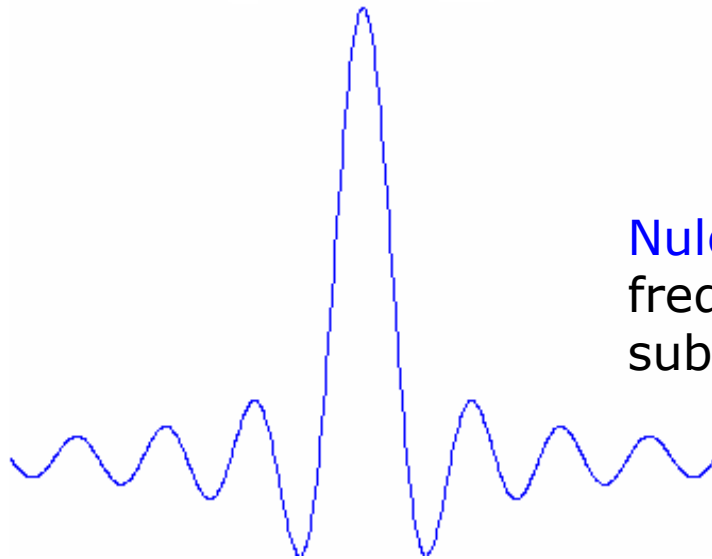
OFDM é utilizada nos seguintes sistemas:

- IEEE 802.11a&g (WLAN)
- IEEE 802.16a (WiMAX)
- ADSL (DMT = Discrete MultiTone) systems
- DAB (Digital Audio Broadcasting)
- DVB-T (Digital Video Broadcasting)

OFDM é **espectralmente eficiente**, mas não é eficiente em termos de potência (devido aos requerimentos de linearidade dos amplificadores de potência).

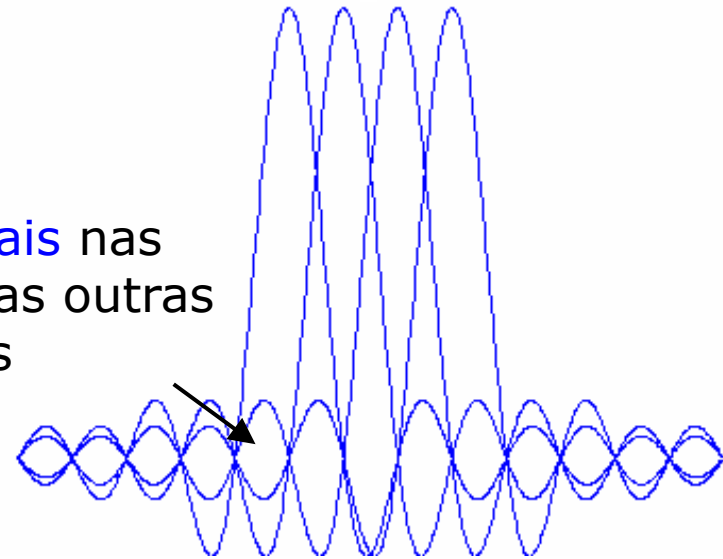
Subcanais no Domínio da Frequência

Um subcanal



Espectro OFDM

Nulos espectrais nas frequências das outras subportadoras



Cada subportadora tem um **número inteiro de ciclos** no intervalo de cálculo da FFT. (**chaveamento de frequência com fase contínua**)

Se esta condição é válida, o espectro de um subcanal contém **nulos espectrais** nas frequências de todas as outras subportadoras.

ASK - duas amplitudes diferentes.

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \theta_c) & \text{dígito 1} \\ 0 & \text{dígito 0} \end{cases}$$

Baixa imunidade a ruído.

Aplicações:

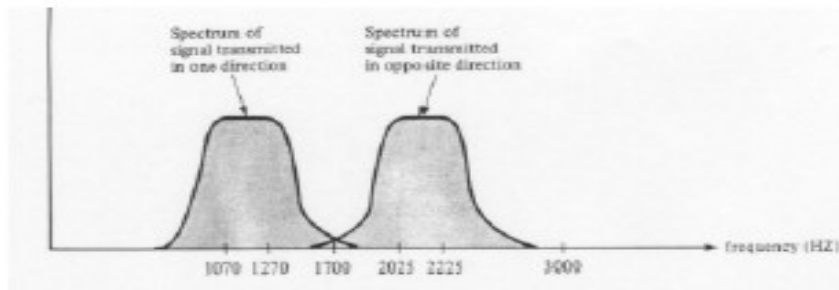
Transmissão via fibra ópticas;

Transmissão de dados por infravermelhos; (calculadoras)

Controle remoto por infravermelhos (TV) e controle remoto por meio de radiofrequência; (alarmes de carros, residência ou abrir portões)

FSK - duas frequências diferentes.

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \theta_c) & \text{dígito 1} \\ A \cos(2\pi f_2 t + \theta_c) & \text{dígito 0} \end{cases}$$



Aplicações:

Boa imunidade a ruído.

Modem de baixa velocidade (<1200 bps);

Transmissão de sinais de radiocontrole;

Telefonia celular – transmissão de controle entre a estação radiobase e o celular. (AMPS)

PSK - duas fases diferentes.

$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + \pi) & \text{dígito 1 (muda de fase)} \\ A \cos(2\pi f_c t) & \text{dígito 0 (não muda de fase)} \end{cases}$$

Uso mais eficiente se cada elemento de sinal representar mais de um bit (ex: QPSK)



$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_c t + 45^\circ) & \text{dígito 11} \\ A \cos(2\pi f_c t + 135^\circ) & \text{dígito 10} \\ A \cos(2\pi f_c t + 225^\circ) & \text{dígito 00} \\ A \cos(2\pi f_c t + 315^\circ) & \text{dígito 01} \end{cases}$$

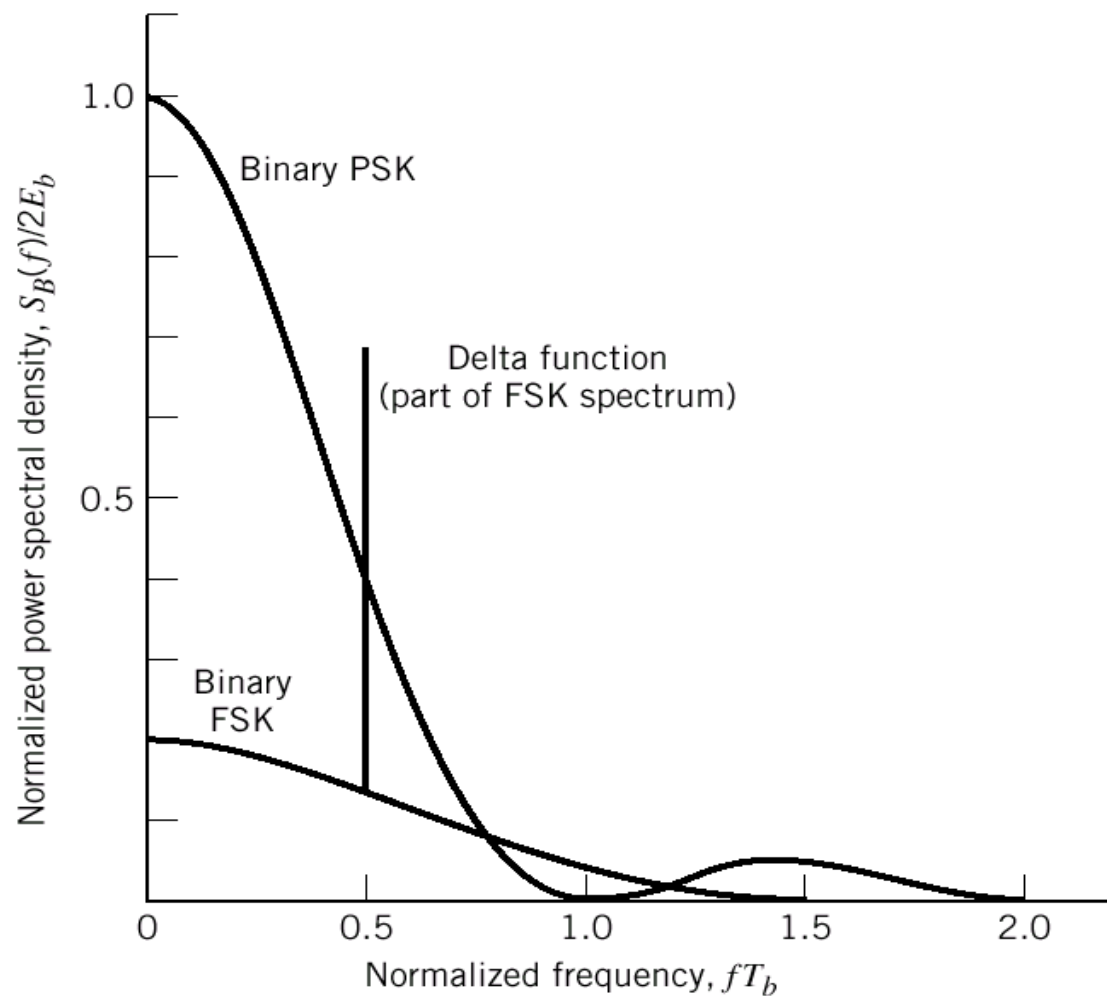
Aplicações:

Melhor imunidade a ruído.

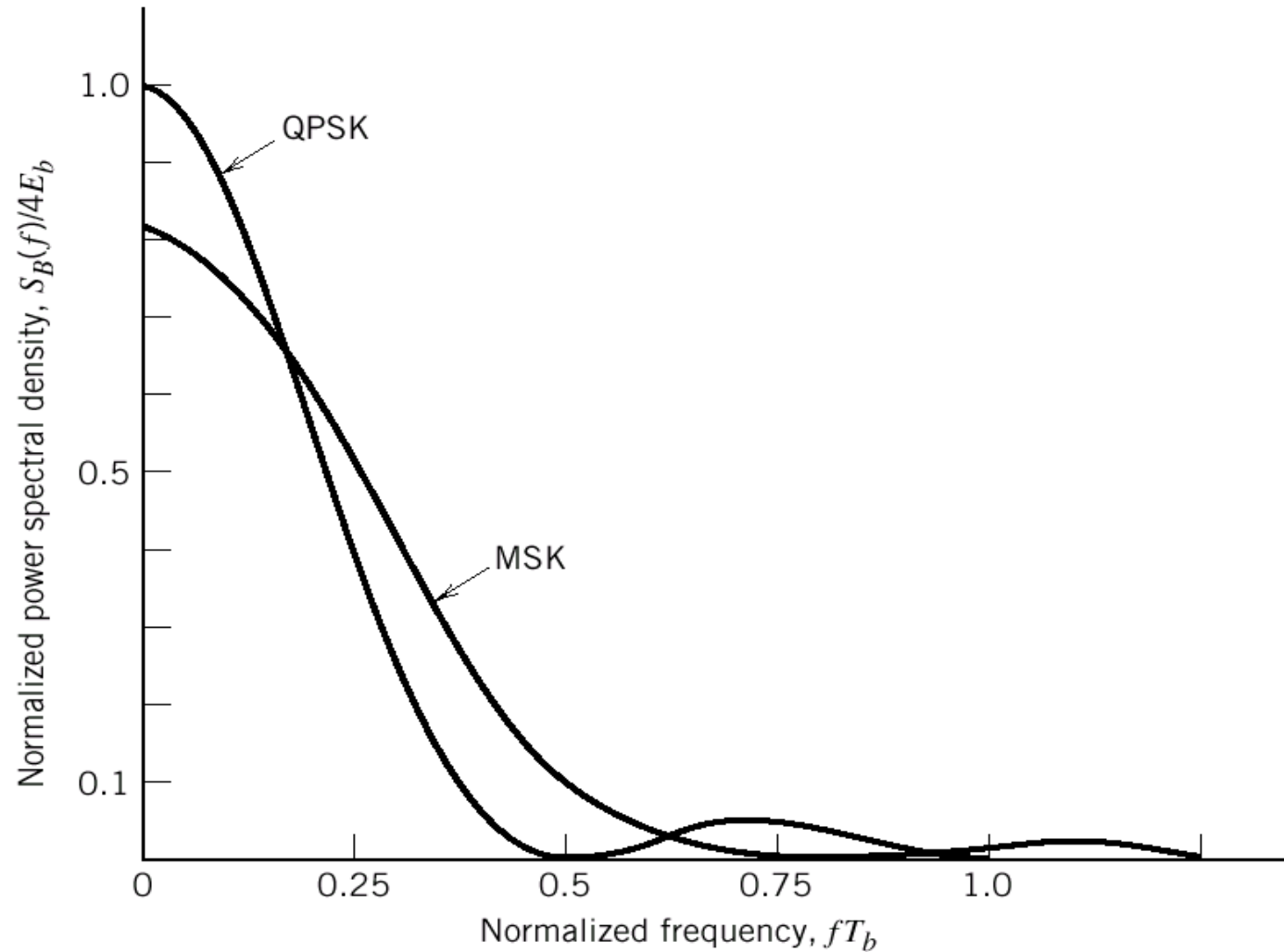
Modem de média;

Rádios digitais;

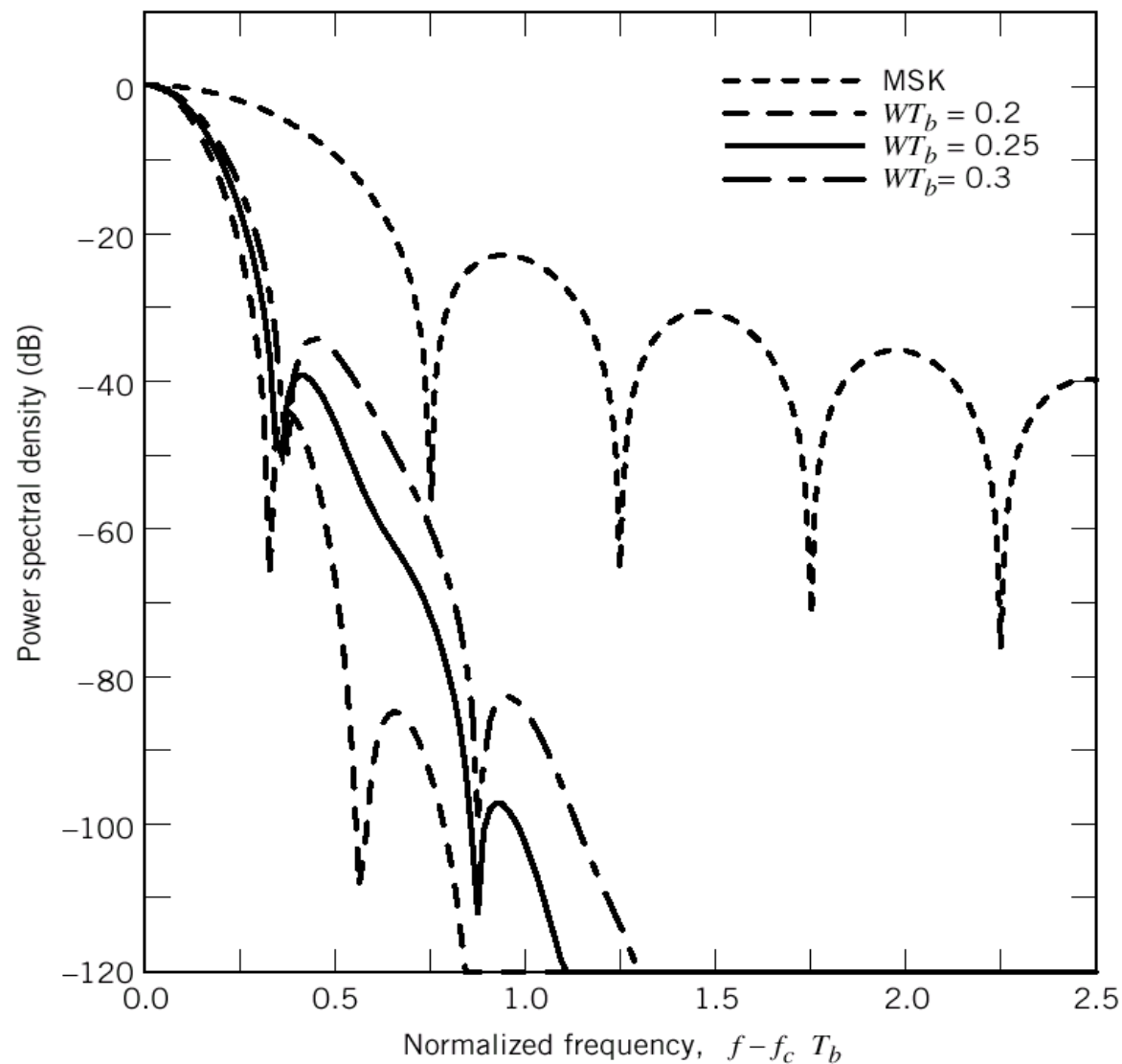
Espectros de Potência de Sinais PSK e FSK Binários



Densidade Espectral de Potência de Sinais QPSK e MSK



Espectro de Potência MSK e GMSK



Espectro de Potência – M -FSK

