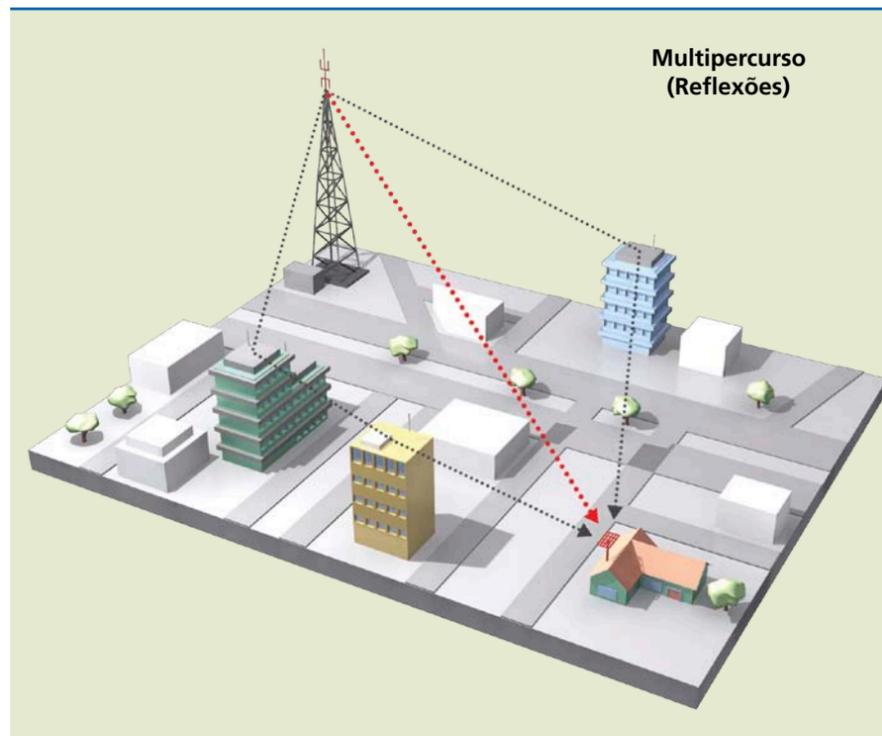


Figura 3.6
Ilustração esquemática
do efeito "fantasma".



3.3.3 Ação da chuva

A chuva causa degradação na recepção, enfraquece e despolariza a onda de rádio, apresentando-se como obstáculo.

3.3.4 Efeito Doppler

O **efeito Doppler**, descrito pela primeira vez em 1842 pelo físico Christian Johann Andreas Doppler (1803-1853), é a alteração da frequência de uma onda sonora ou luminosa percebida por um observador em razão de um movimento de aproximação ou afastamento de uma fonte geradora de onda em relação a ele.

No caso de aproximação, a frequência aparente da onda recebida pelo observador fica maior que a frequência original e, no caso de afastamento, a frequência aparente diminui. Um exemplo do efeito Doppler é a sirene de uma ambulância em uma rua passando por um observador. Ao se aproximar, o som é mais agudo e, ao se afastar, mais grave. Nas comunicações sem fio, como a telefonia celular, esse fenômeno pode causar a perda da comunicação, pois o sinal chega ao receptor em uma frequência diferente, caso o efeito seja acentuado.

3.3.5 Dutos

São formados por inversões térmicas que ocorrem nas camadas de ar sobre a superfície terrestre, afetando sobretudo os enlaces de rádio em visibilidade ou ponto a ponto. Provocam o desvio da onda de sua direção principal.

Capítulo 4

Modulação do sinal da informação



Quando transmitimos um sinal de informação por um meio físico, como o ar, utilizamos uma antena, cujo comprimento está associado ao comprimento de onda. Para transmitirmos um sinal de frequência 20 kHz, deveríamos ter uma antena de aproximadamente 3,5 km de comprimento, procedimento que é inviável. Partindo desse princípio, a solução encontrada foi associar o sinal que se deseja transmitir a um sinal de frequência alta (portadora). Dessa maneira, o comprimento final da antena terá dimensões possíveis de serem implementadas.

Modular um sinal é fazer a translação de frequência do sinal de informação para uma frequência de portadora. Para isso, alteramos uma das características do sinal da portadora, que pode ser a amplitude, a frequência ou a fase. Para modulações analógicas, utilizamos como portadora um sinal senoidal.

4.1 Modulação em amplitude (AM – amplitude modulation)

Nesse tipo de modulação, o sinal a ser transmitido (sinal modulante) será somado ao sinal de frequência alta (portadora), modificando sua amplitude.

Dentre os tipos de modulação em amplitude encontram-se as tecnologias:

- AM-DSB.
- AM-DSB/SC.
- AM-SSB.
- AM-VSB.

4.1.1 AM-DSB (amplitude modulation – double side band)

Nesta seção, serão apresentados os conceitos gerais da modulação AM-DSB (sigla em inglês de amplitude modulada com duas bandas laterais). As figuras 4.1 e 4.2 apresentam, respectivamente, o diagrama de blocos de um modulador desse tipo e as formas de onda.

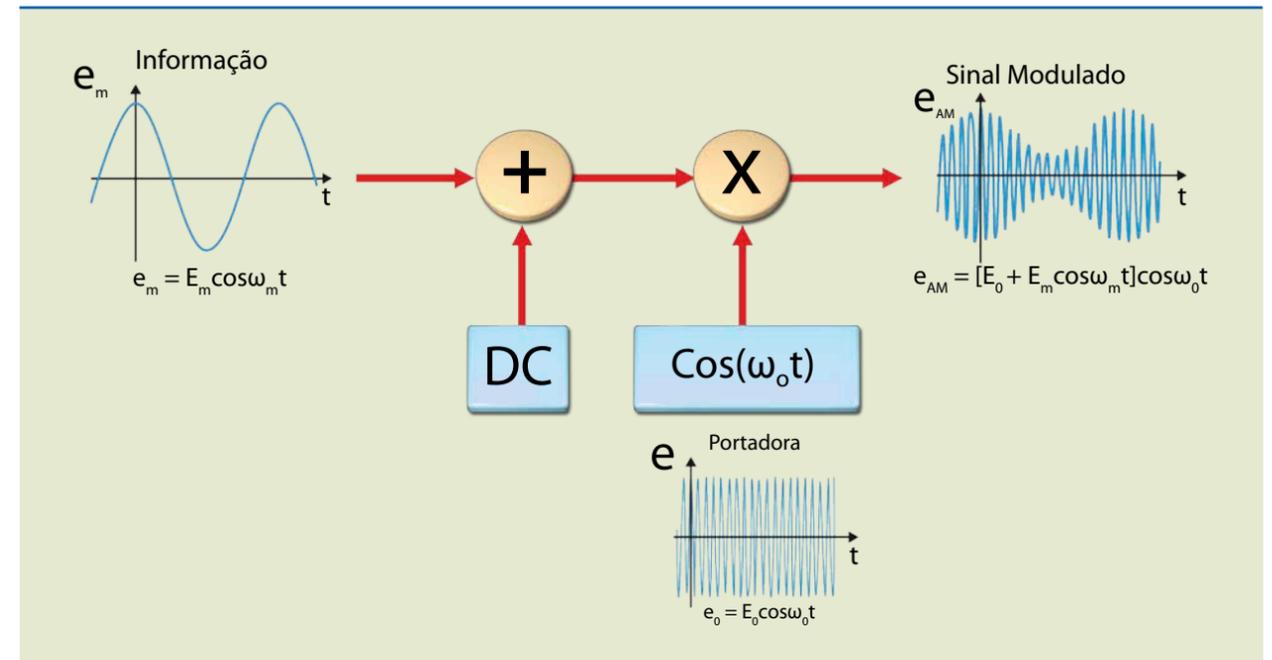


Figura 4.1
Diagrama de blocos de um modulador AM-DSB.

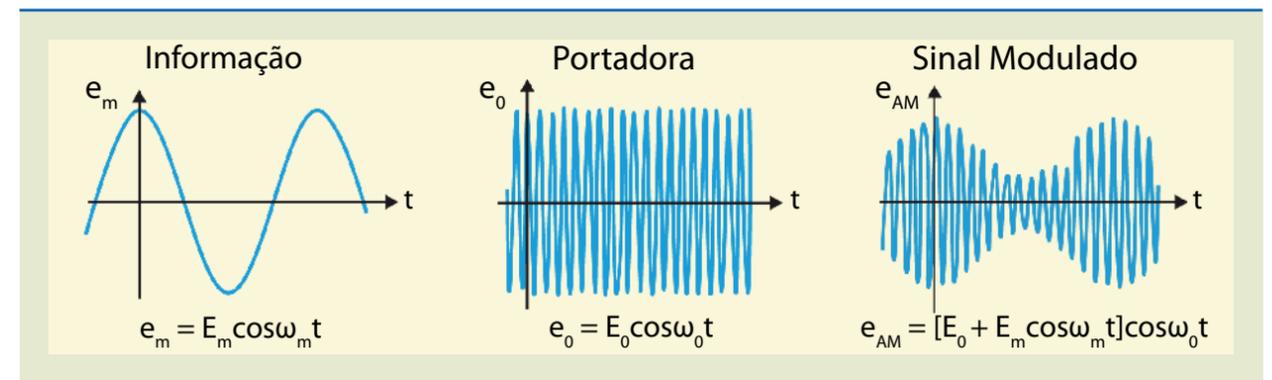


Figura 4.2
Formas de ondas do AM-DSB.

O espectro do sinal modulado AM-DSB (figura 4.3) pode ser obtido pela equação:

$$e_{AM} = [E_0 + E_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_0 t) \quad (4.1)$$

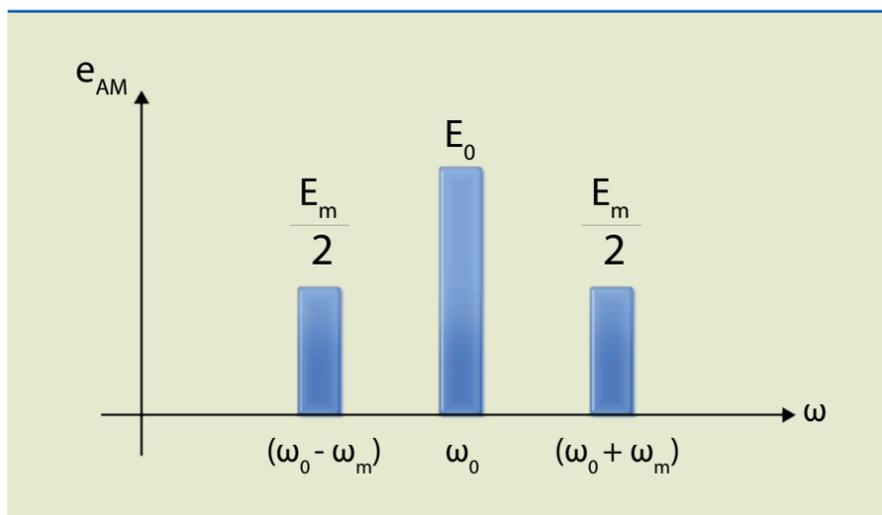
Lembrando que

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A + B) + \cos(A - B)], \text{ então:}$$

$$e_{AM} = E_0 \cos \omega_0 t + \frac{E_m \cos(\omega_0 + \omega_m)t}{2} + \frac{E_m \cos(\omega_0 - \omega_m)t}{2}$$



Figura 4.3
Espectro de amplitudes do AM-DSB.



O **índice de modulação (m)** é o valor obtido pela razão $m = E_m/E_0$ (figura 4.4). Esse valor não deve ser superior a 1 para que não haja distorção na recuperação do sinal modulado (informação).

Figura 4.4
Representação dos índices de modulação.

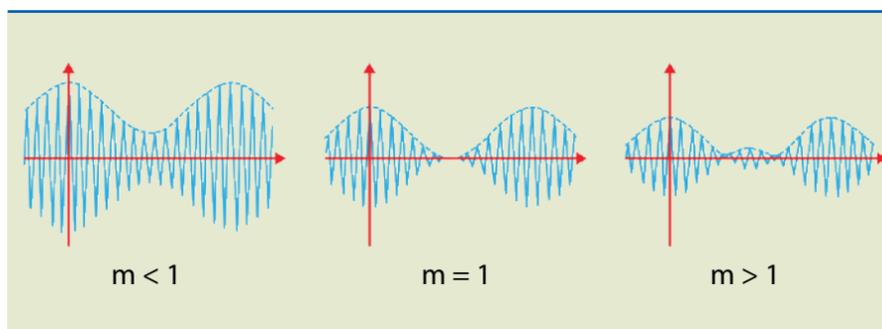
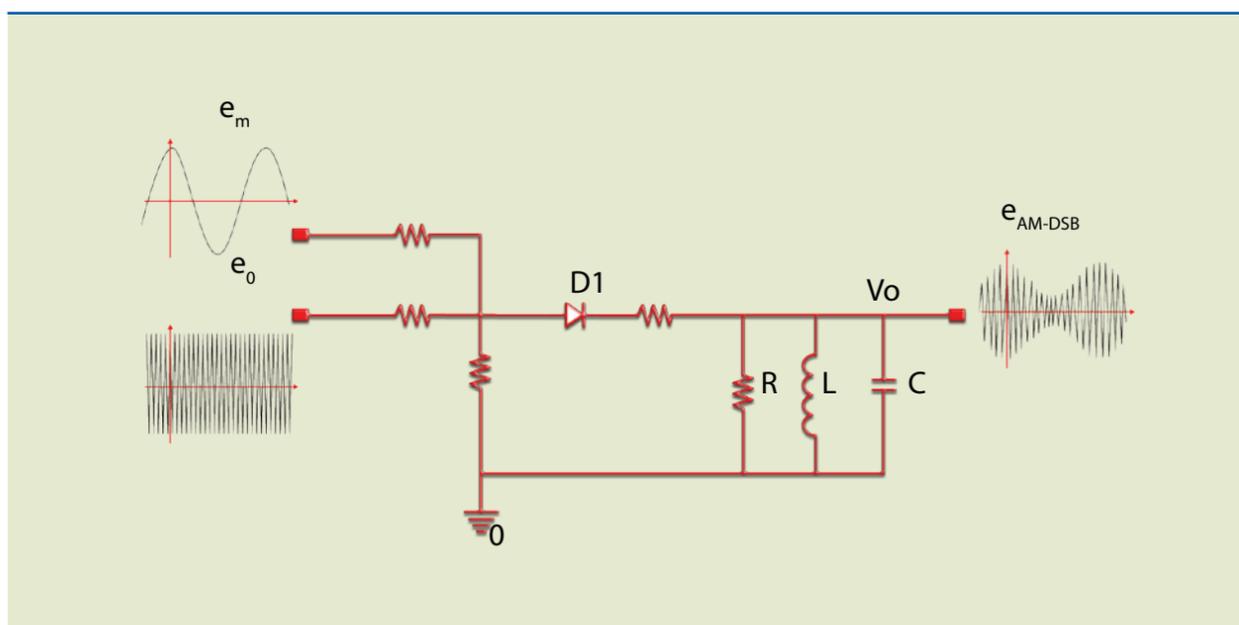
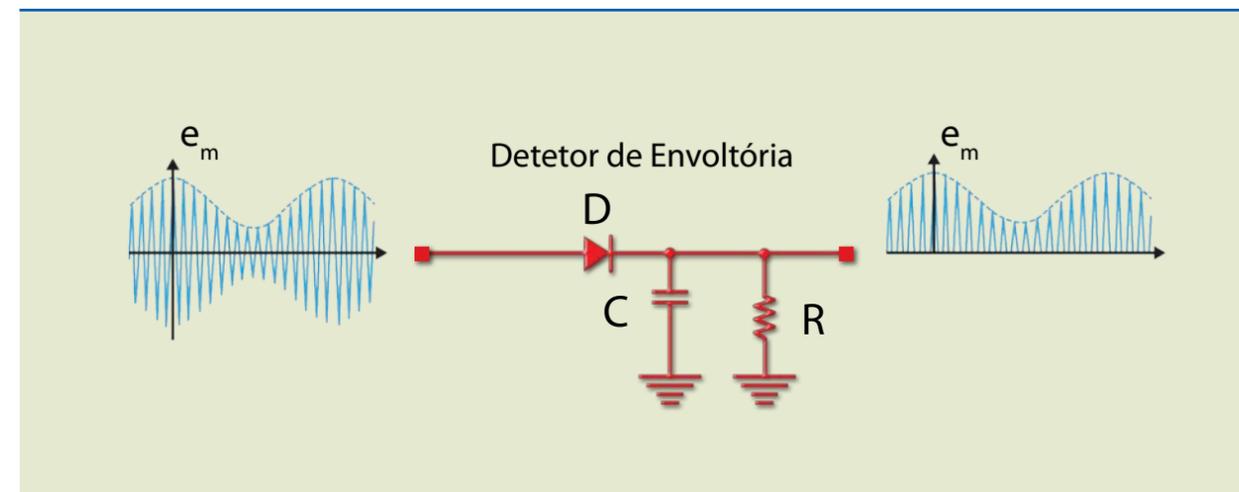


Figura 4.5
Circuito modulador AM-DSB.



Em um **circuito modulador AM-DSB** (figura 4.5), o sinal modulante (informação) é somado ao sinal da portadora (frequência alta capaz de ser transmitida no ar) e ligado ao circuito tanque (LC), o qual gera uma segunda banda de sinal modulante a ser transmitido. Esse sinal, então, é adequado e transmitido via antena, por meio de um casamento de impedâncias.

Figura 4.6
Circuito demodulador AM-DSB.



Em um circuito **demodulador AM-DSB**, o sinal transmitido é captado pela antena do circuito receptor e recuperado por meio do circuito detector de envoltória, eliminando uma das bandas que foram transmitidas, e sobre a envoltória do sinal de portadora encontra-se o sinal de informação.

Para calcularmos a **potência do sinal AM-DSB**, devemos considerar como impedância da antena o valor normalizado $R = 1 \Omega$, igual ao valor da impedância de saída do circuito, para que ocorra a máxima transferência de potência.

Levando em conta que a potência é dada pela expressão $P = V^2/R$ e o sinal é transmitido na envoltória da onda portadora, sendo esse sinal composto por duas bandas laterais, três potências estarão envolvidas: potência da portadora, potência da banda lateral inferior (BLI) e potência da banda lateral superior (BLS).

$$P_p = \frac{E_0^2}{2R}$$

Portanto,

$$P_p = \frac{E_0^2}{2} \quad (4.2)$$

em que:

- P_p é a potência da portadora;
- E_0 é a tensão da portadora.



$$P_{BLS} = \frac{\left(\frac{E_m}{2}\right)^2}{2R} = \frac{E_m^2}{8} \quad (4.3)$$

em que:

- P_{BLS} é a potência da banda lateral superior;
- E_m , a tensão da informação.

$$P_{BLI} = \frac{\left(\frac{E_m}{2}\right)^2}{2R} = \frac{E_m^2}{8} \quad (4.4)$$

em que:

- P_{BLI} é a potência da banda lateral inferior;
- E_m , a tensão da informação.

A potência total de transmissão AM será dada, então, pela soma das potências da portadora, da banda lateral superior e da banda lateral inferior.

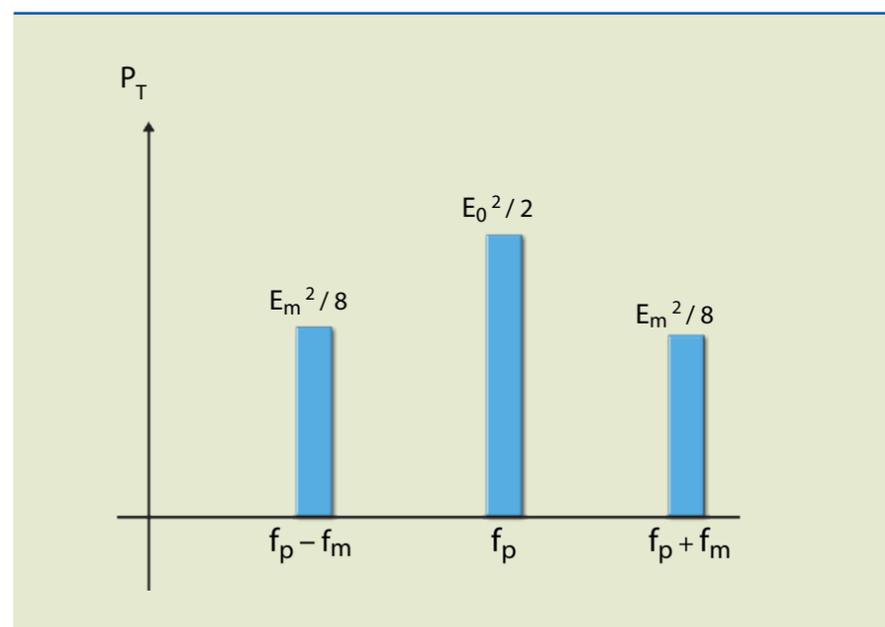
$$Potência_{Total} = P_t = P_p + P_{BLS} + P_{BLI}$$

$$P_T = \frac{E_0^2}{2} + \frac{E_m^2}{8} + \frac{E_m^2}{8} = \frac{E_0^2}{2} + \frac{E_m^2}{4}$$

A figura 4.7 mostra o espectro de potências do AM-DSB.

Figura 4.7

Espectro de potências do AM-DSB.



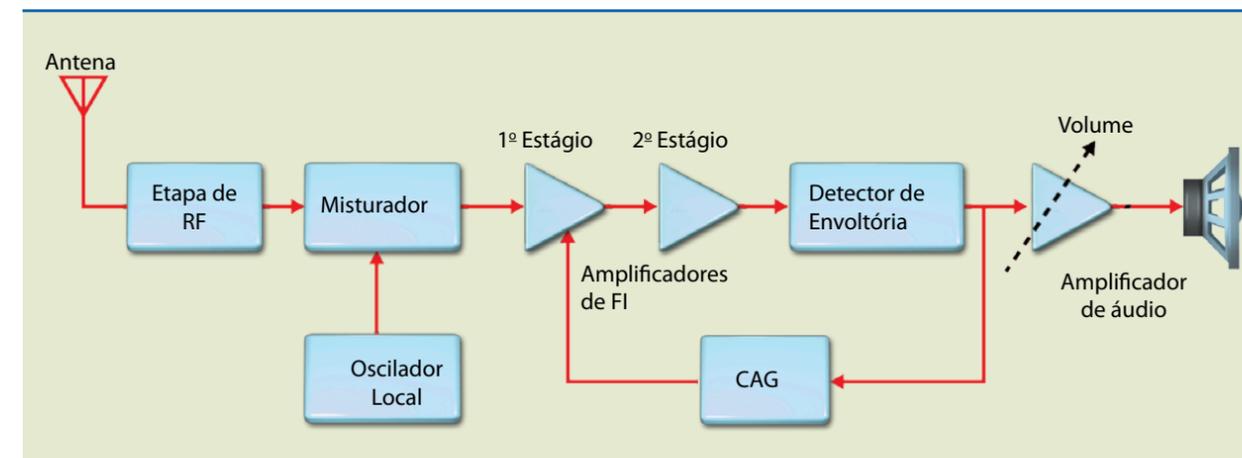
Receptor super-heteródino

Trata-se de um sistema que possibilita misturar diferentes frequências, com base em uma referência que está acima do sinal de entrada, valor chamado de intermediário. Esse sistema possui um oscilador local sintonizado com frequência de 455 kHz acima da frequência da portadora. Utiliza-se 455 kHz por causa da faixa recebida (535 a 1 605 kHz), para reduzir a interferência por imagem e a interferência por apito.

A figura 4.8 mostra o diagrama de blocos de um receptor super-heteródino.

Figura 4.8

Diagrama de blocos de um receptor super-heteródino.



As funções dos blocos são as seguintes:

- **Antena** – Para a faixa de AM comercial, é comum utilizar antena com a etapa de RF, usando uma bobina de ferrite; também pode ser empregada antena telescópica de $\lambda/2$ a $\lambda/4$.
- **Etapa de RF** – Circuito tanque (LC), responsável pela sintonia.
- **Misturador** – Circuito multiplicador, que normalmente aproveita a não linearidade de um transistor.
- **Oscilador local** – Oscilador senoidal ajustável por um capacitor variável.
- **Amplificadores de FI** – Amplificadores com transistor sintonizados em 455 kHz (frequência intermediária), com o uso de transformadores de FI, a fim de aumentar a seletividade do sinal, dar-lhe ganho e possibilitar o emprego do CAG.
- **Detector de envoltória** – Detector de envoltória com polaridade adequada (geralmente negativa) ao CAG.
- **CAG (controle automático de ganho)** – Filtro passa-baixa que recupera o valor médio do sinal demodulado e o aplica na entrada do amplificador de FI. Sua principal função é manter o volume constante, independentemente da intensidade dos sinais das diversas estações e do movimento do receptor.
- **Amplificador de áudio** – Sua função é proporcionar uma amplitude de sinal adequada, possibilitando que a orelha humana escute a informação proveniente da emissora selecionada.

O comprimento de onda de um sinal é dado por $\lambda = c / f_0$, em que c é a velocidade da luz no vácuo e f_0 , a frequência da portadora.



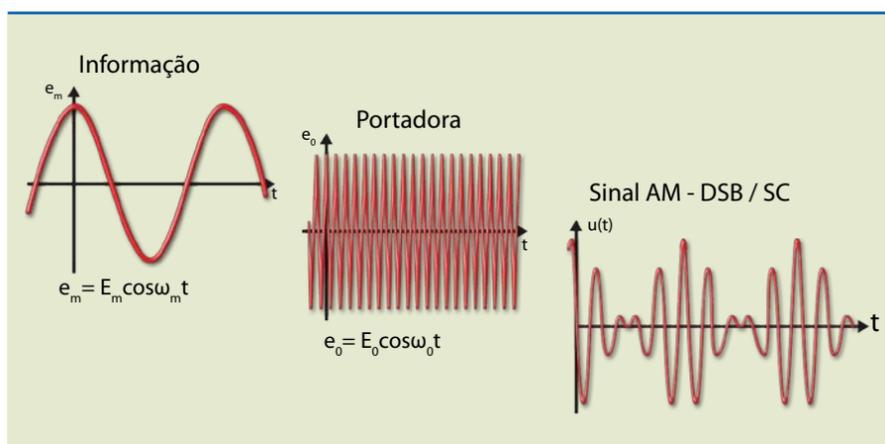
É importante observar que o circuito misturador multiplica a frequência da portadora da emissora sintonizada pela frequência do oscilador local, gerando, assim, uma frequência soma ($f_{OL} + f_0$) e uma frequência diferença ($f_{OL} - f_0$). Ou a soma ou a diferença de frequências resultará em 455 kHz, que é a frequência de sintonia do receptor AM. Esse processo é conhecido como **batimento de frequências**.

4.1.2 AM-DSB/SC (amplitude modulation – double side band/ suppressed carrier)

Como vimos, o AM-DSB transmite um sinal modulado em amplitude e , na etapa de transmissão, o circuito modulador envia para o espaço livre uma onda portadora mais duas bandas laterais, as quais contêm a informação.

De acordo com o espectro do sinal AM-DSB, a energia interessante se encontra nas bandas laterais (informação) e a energia transmitida pela portadora não contém informação alguma, que não precisaria ser transmitida. É por esse motivo que foi implementado o sistema AM-DSB/SC, que é a modulação em amplitude com duas bandas laterais e portadora suprimida, conforme mostra a figura 4.9.

Figura 4.9
Modulação em amplitude com duas bandas laterais e portadora suprimida.



O princípio de funcionamento do AM-DSB/SC consiste na multiplicação de sinais cossenoidais.

Dados os sinais de informação e portadora, respectivamente:

$$e_m = E_m \cdot \cos \omega_m t \quad (4.5)$$

$$e_0 = E_0 \cdot \cos \omega_0 t$$

$$\begin{aligned} \text{Multiplicando } e_0 \cdot e_m &= \underbrace{E_0}_{A} \cdot \cos \omega_0 t \cdot \underbrace{E_m}_{B} \cdot \cos \omega_m t \\ &= \underbrace{E_0}_{A} \cdot E_m \cdot \cos \omega_0 t \cdot \cos \omega_m t \end{aligned}$$

Aplicando a relação

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} [\cos(A + B) + \cos(A - B)], \text{ obtemos:}$$

$$e_0 \cdot e_m = \frac{E_0 E_m}{2} \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{E_0 E_m}{2} \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m)t$$

$$\text{Portanto: } e_{\text{AM-DSB/SC}} = \frac{E_0 E_m}{2} \cdot \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{E_0 E_m}{2} \cdot \cos(\omega_0 - \omega_m)t$$

O espectro de amplitudes do AM-DSB/SC pode ser visto na figura 4.10.

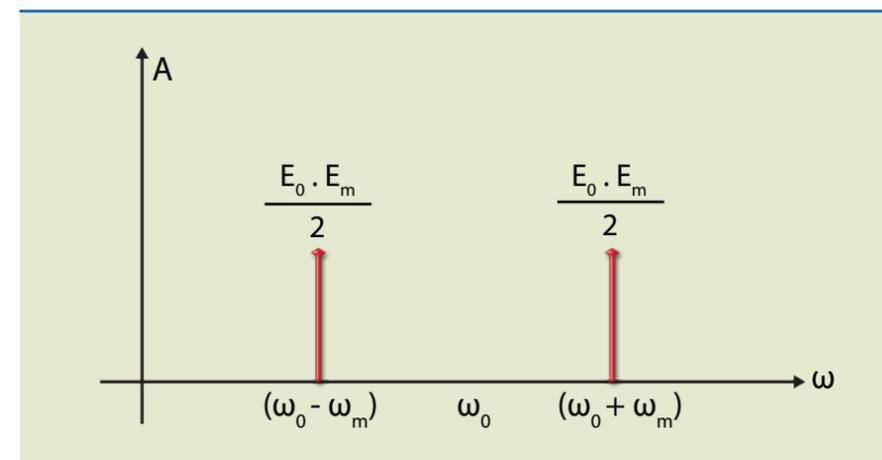
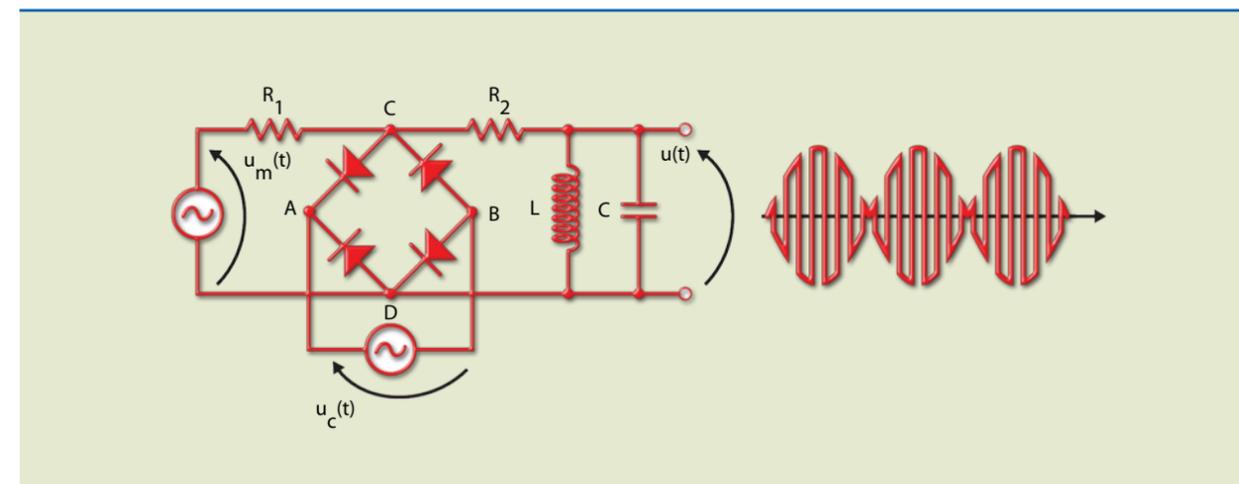


Figura 4.10
Espectro de amplitudes do AM-DSB/SC.

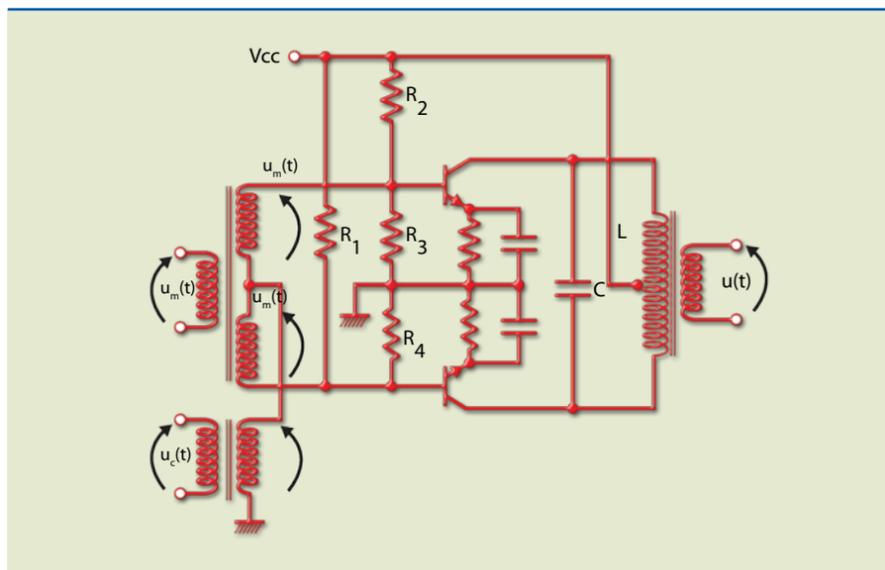
No caso do AM-DSB/SC, há dois tipos de moduladores: em ponte e balanceado. No **modulador em ponte**, a portadora é que determina se os diodos conduzem ou não. Se e_0 é maior que zero, os diodos permanecem reversamente polarizados (corte) e, assim, na saída se obtém a informação (figura 4.11). Se e_0 é menor que zero, os diodos permanecem diretamente polarizados (condução) e, portanto, na saída se obtém sinal zero.

Figura 4.11
Circuito modulador em ponte.



O **modulador balanceado** consiste na contraposição de dois moduladores quadráticos, o primeiro com a soma dos sinais da informação e da portadora e o segundo com a diferença desses sinais. Os transistores, por não serem componentes lineares, geram harmônicas de várias frequências ($f_m + f_0, f_0 - f_m, f_0, f_m, 2 \cdot f_0, 2 \cdot f_0 \pm f_m$). Por causa da contraposição dos transistores, os sinais em torno de f_0 se anulam, cancelando a portadora. O filtro LC, então, retira as demais harmônicas e deixa passar somente as bandas laterais ($f_0 + f_m$ e $f_0 - f_m$), resultando no sistema AM-DSB/SC (figura 4.12).

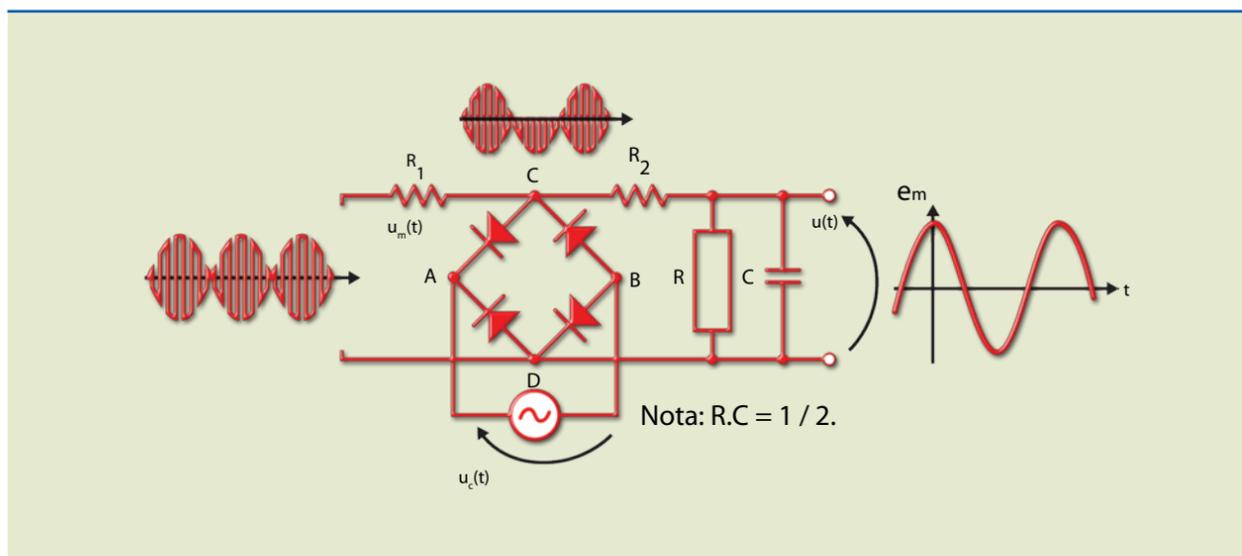
Figura 4.12
Circuito modulador balanceado.



Para garantir que a portadora seja cancelada, é necessário que os dois transistores sejam iguais, o que se obtém mais facilmente utilizando circuitos integrados.

Figura 4.13
Circuito demodulador em ponte.

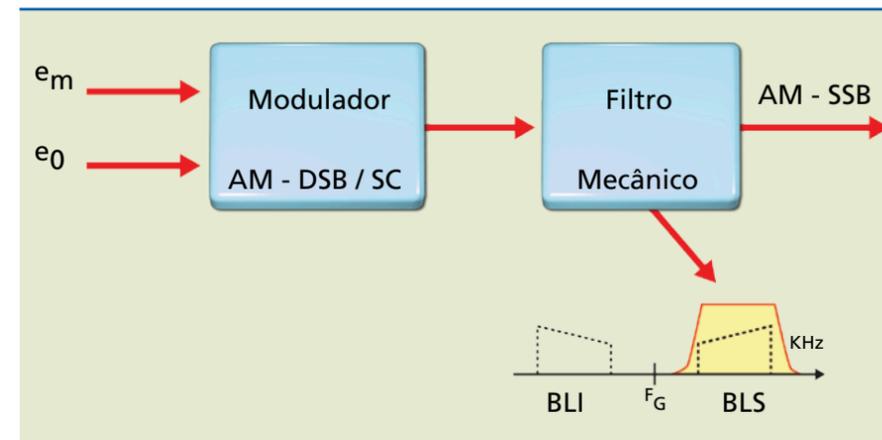
A figura 4.13 apresenta como exemplo o circuito demodulador em ponte.



4.1.3 AM-SSB (amplitude modulation – single side band)

De maneira análoga ao AM-DSB, o AM-DSB/SC transmite duas bandas laterais, porém apenas uma das bandas contém a informação. Portanto, ele não precisa transmitir as duas bandas, ocasionando economia de energia, já que interessa apenas a potência de uma das bandas laterais. Foi, então, implementado o AM-SSB, que contém uma única banda lateral. Uma vez obtido o sinal AM-DSB/SC, ele passa por um filtro mecânico que separa somente uma banda a ser transmitida (figura 4.14). Um exemplo de aplicação do AM-SSB é o radioamadorismo.

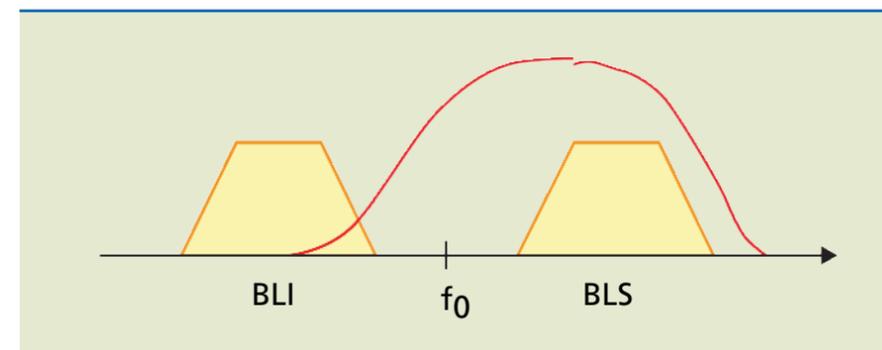
Figura 4.14
Representação esquemática do modulador e filtro mecânico.



4.1.4 AM-VSB (amplitude modulation – vestigial side band)

No modulador de amplitude com vestígio de banda lateral, também obtido da modulação AM-DSB/SC, são transmitidos uma banda lateral completa e um vestígio da outra banda lateral. Um exemplo de aplicação do AM-VSB é a transmissão de sinais de televisão (figura 4.15).

Figura 4.15
Representação esquemática do sinal BLI e BLS.



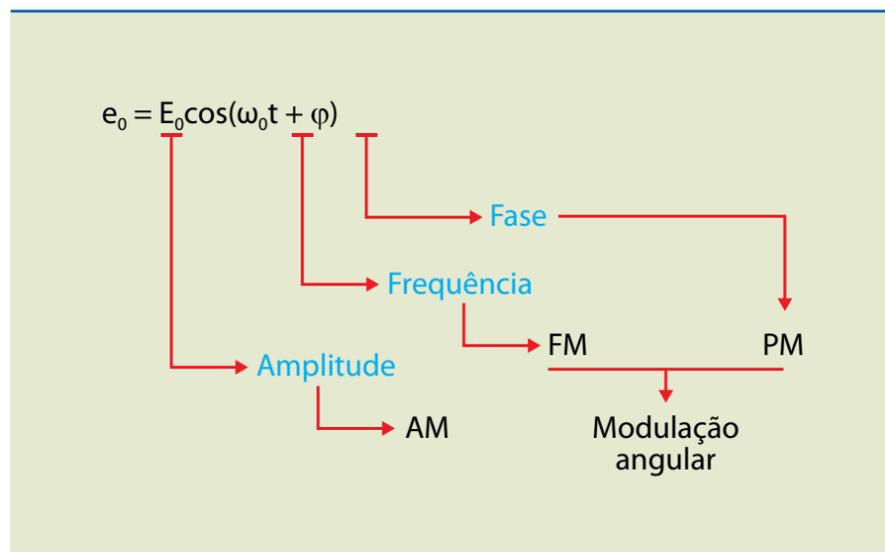
4.2 Modulação angular

Os métodos de modulação angular consistem em sistemas de modulação em fase (PM – *phase modulation*) e de modulação em frequência (FM – *frequency modulation*). De forma resumida, temos a figura 4.16.



Figura 4.16

Partes que compõem o sistema de modulação em fase.



Expressões matemáticas:

a) Modulação em frequência:

$$e_{FM} = E_0 \cdot \cos[(\omega_0 + K_\omega \cdot e_m) \cdot t]$$

↳ Constante de modulação [rad/s/V]

b) Modulação em fase:

$$e_{PM} = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + K_p \cdot e_m)$$

↳ Constante de modulação [rad/s/V]

4.3 FM faixa estreita

Os principais causadores da degradação de um sinal modulado são os que alteram sua amplitude de forma indesejável, como o ruído e a distorção não linear. Como a modulação em amplitude está diretamente relacionada com a amplitude do sinal modulado, tanto o ruído como a distorção não linear são fatores que influenciam negativamente a qualidade do sinal demodulado.

Em razão desses fatores, iniciou-se o estudo da implementação de sistemas de transmissão em frequência, os quais se tornaram imunes aos ruídos indesejados.

Supondo $e_m = E_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)$

$$e_{FM} = E_0 \cdot \cos\{[\omega_0 + K_\omega \cdot E_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)] \cdot t\}$$

↳ e_m

$$e_{FM} = E_0 \cdot \cos\{[\omega_0 \cdot t + \beta \cdot \text{sen}(\omega_m \cdot t)]\}$$

em que:

$$\beta = \text{funções de Bessel} = \omega_d / \omega_m = K_\omega \cdot E_m / \omega_m = \text{índice de modulação}$$

Lembrando que $\cos(A + B) = \cos A \cdot \cos B - \text{sen} A \cdot \text{sen} B$, temos:

$$e_{FM} = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot \cos[\beta \cdot \text{sen}(\omega_m \cdot t)] - E_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}[\beta \cdot \text{sen}(\omega_m \cdot t)]$$

Caso particular: $\beta \leq 0,2$ (FM faixa estreita)

$$e_{FM} = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - E_0 \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \cdot \text{sen}(\omega_m \cdot t)$$

Lembrando da relação do produto entre os senos de dois ângulos:

$$\text{sen} A \cdot \text{sen} B = \frac{1}{2} [\cos(A - B) - \cos(A + B)] ,$$

a expressão do FM faixa estreita é:

$$e_{FM-FE} = E_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) - \frac{1}{2} [E_0 \cdot \beta \cdot \cos[(\omega_0 - \omega_m) \cdot t]] + \frac{1}{2} [E_0 \cdot \beta \cdot \cos[(\omega_0 + \omega_m) \cdot t]]$$

Da expressão geral, obtém-se o espectro de amplitudes do FM faixa estreita (figura 4.17).

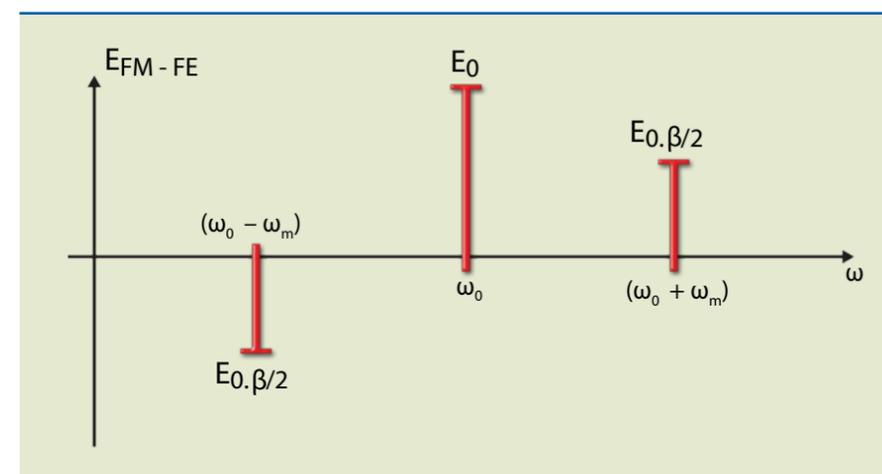


Figura 4.17

Espectro de amplitudes do FM faixa estreita (uma das bandas possui fase invertida).

A princípio, o **modulador FM** é um circuito muito simples, formado por um oscilador controlado por tensão (VCO – *voltage controlled oscillator*) e um amplificador de alta potência para a transmissão do sinal modulado.



A base de um circuito VCO é o componente conhecido como diodo varicap, que é um diodo de grandes dimensões cuja principal característica é a variação de sua capacitância de junção em função da tensão reversa nele aplicada, conforme mostra o gráfico da figura 4.18.

Figura 4.18

Gráfico de capacitância versus tensão.

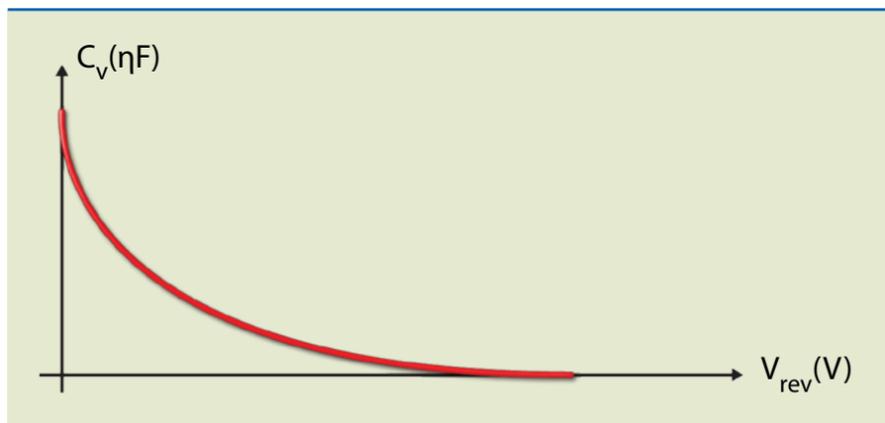
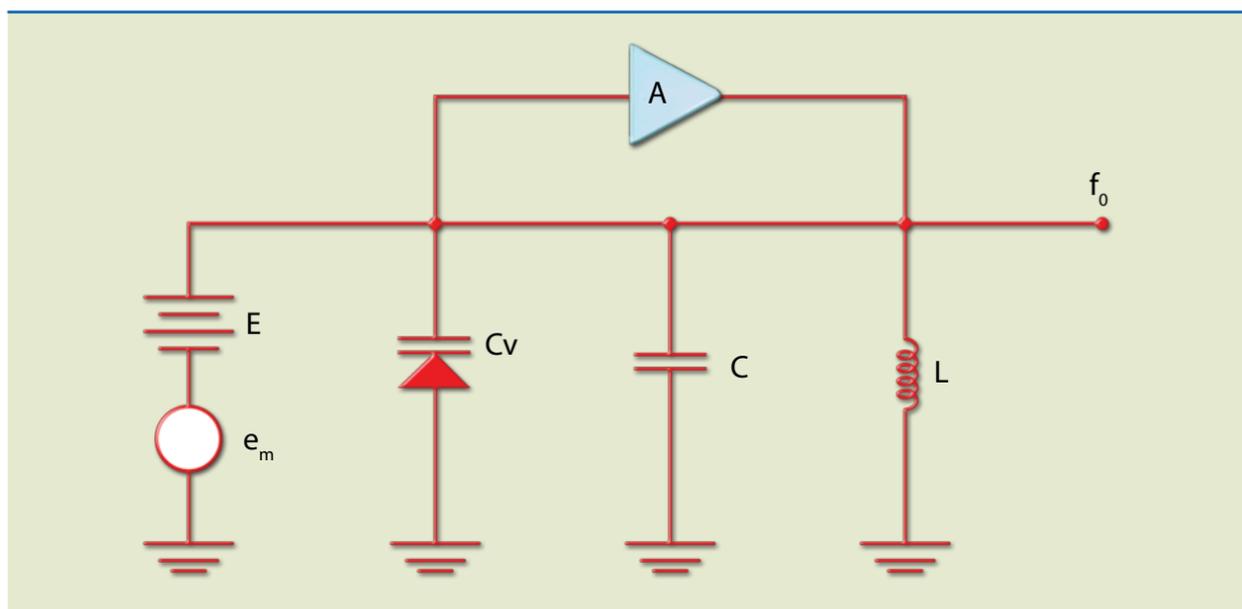


Figura 4.19

Circuito modulador de FM.

Uma possibilidade de implementação do modulador FM é o circuito da figura 4.19.



Para realizar a demodulação de um sinal FM, são necessários circuitos conhecidos como detectores de FM, descritos a seguir.

O **discriminador de frequências** é um circuito que converte linearmente variações de frequência em variações de amplitude. Desse modo, um sinal FM é convertido em um pseudossinal AM, sendo possível utilizar um detector de envoltória para a demodulação. No **detector de inclinação**, o objetivo é transformar o sinal modulado FM em um sinal AM e recuperar a informação utilizando um detector de envoltória (figura 4.20).

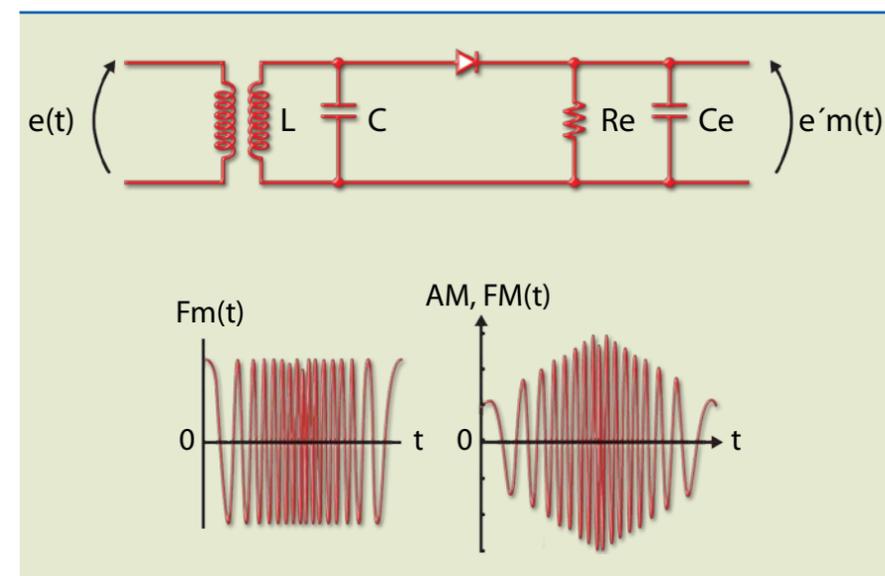


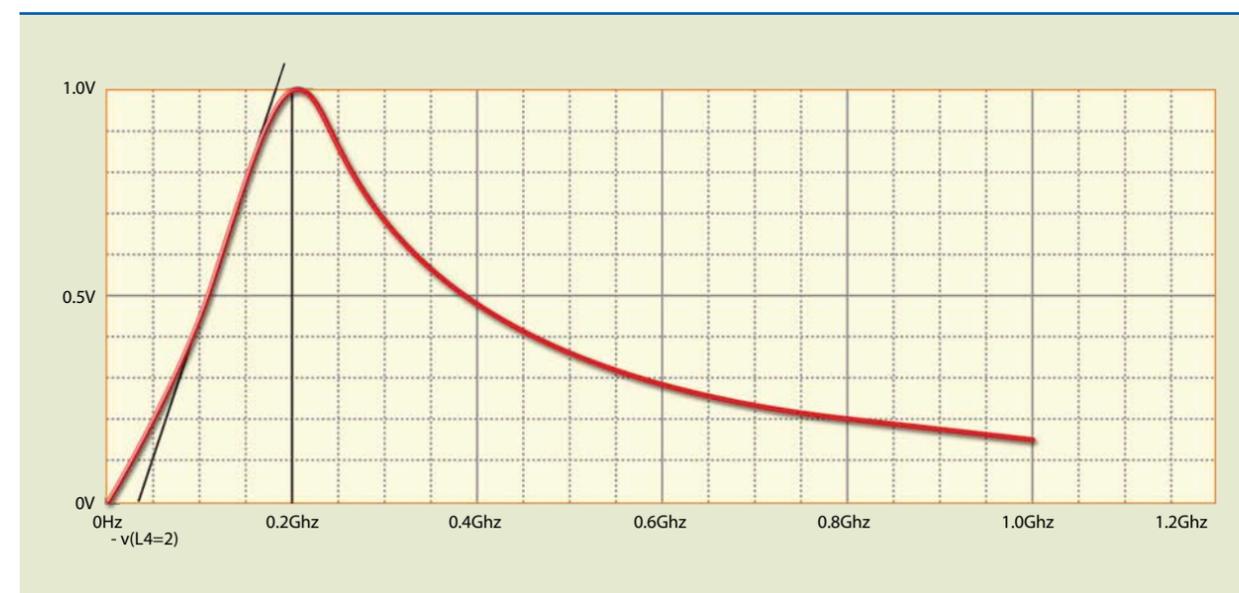
Figura 4.20

Detector de envoltória e respectivos sinais FM e AM.

O circuito sintonizado LC tem a resposta em frequência ilustrada na figura 4.21.

Figura 4.21

Aparência do sinal LC.



Esse tipo de circuito apresenta as seguintes desvantagens:

- Os desvios de frequências a serem detectados devem ser suficientemente pequenos.
- A região considerada linear não o é por completo e produz razoável distorção na saída.

A fim de expandir a região linear e proporcionar melhor qualidade de detecção de sinal, foi implementado o **circuito detector de inclinação balanceado** (figura 4.22).



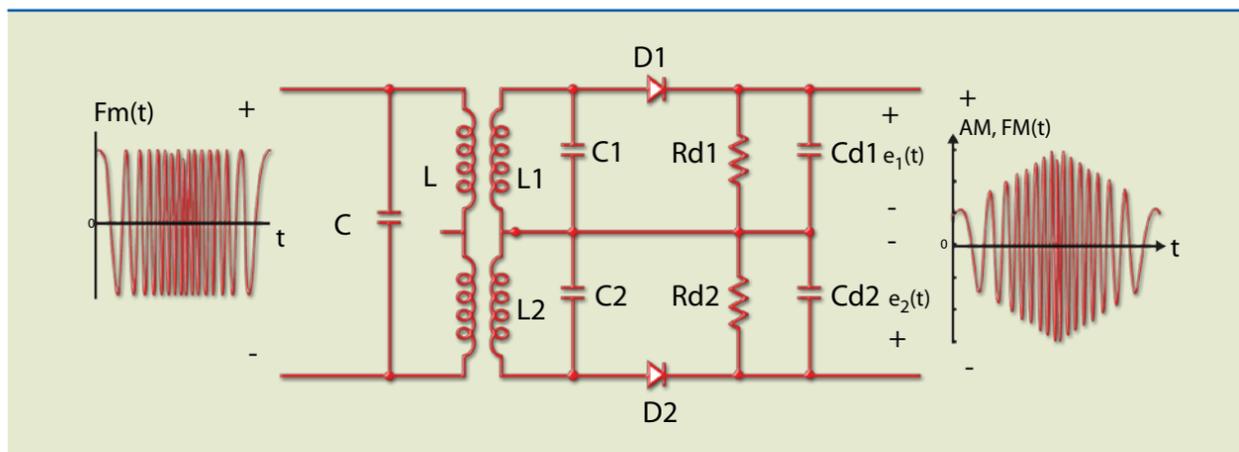


Figura 4.22

Circuito detector de inclinação balanceado e os sinais de entrada e saída.

Nesse circuito, o conjunto L-C está sintonizado na frequência da portadora f_0 ; L_1 - C_1 , em uma frequência acima de f_0 ; e L_2 - C_2 , em uma frequência abaixo de f_0 (figura 4.23).

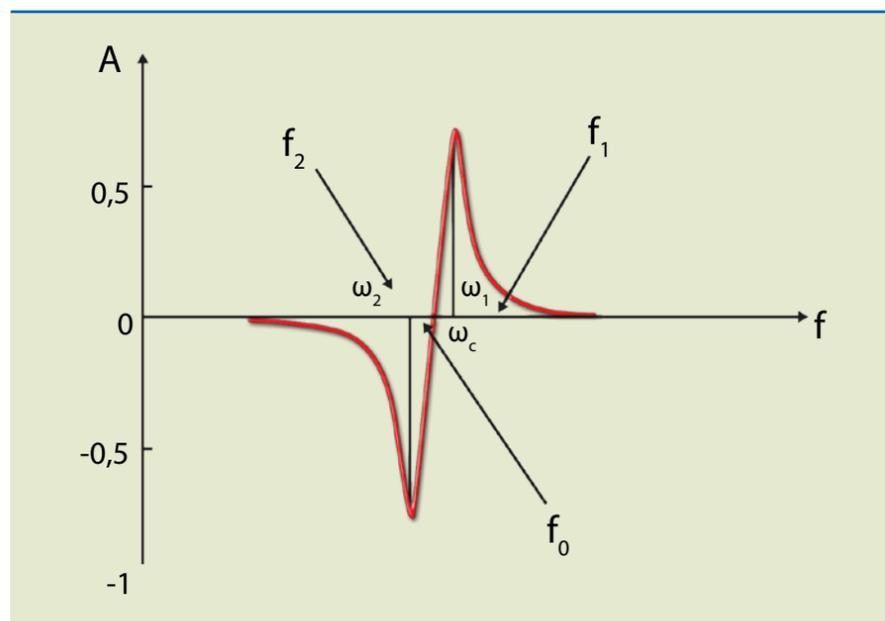


Figura 4.23

Resposta em frequência dos circuitos L_1 - C_1 e L_2 - C_2 .

A desvantagem do circuito detector de inclinação balanceado é possuir três circuitos sintonizados, o que torna a calibração difícil e trabalhosa.

Devemos sempre lembrar que, para a transmissão FM comercial, a distância em frequência entre as emissoras é de 75 kHz; portanto, $f_d = 75$ kHz e:

$$\beta = \text{funções de Bessel} = \omega_d / \omega_m = 2 \cdot \pi \cdot f_d / 2 \cdot \pi \cdot f_m \quad (4.6)$$

em que:

- f_d é a frequência de desvio;
- f_m , a frequência de informação.

Outro fator importante é que, de maneira análoga ao AM, o FM também utiliza o processo de batimento de frequências para possibilitar a sintonia da emissora desejada, porém a frequência do oscilador local é de 10,7 MHz.

Como vimos, o circuito demodulador é um pseudo-AM e, por esse motivo, sua distribuição de potência não é uniforme, sendo mais intensa nas frequências mais altas. Uma forma de equalizar a distribuição da potência de ruído demodulado consiste em passar o sinal por um filtro passa-baixa RC com $F_{3dB} \ll B$. Tal procedimento, entretanto, produz distorção linear no sinal demodulado, a qual é corrigida com a transmissão do sinal modulador por outro circuito RC com característica passa-alta antes da modulação. Esses circuitos são denominados **pré-ênfase** e **de-ênfase**, respectivamente (figura 4.24).

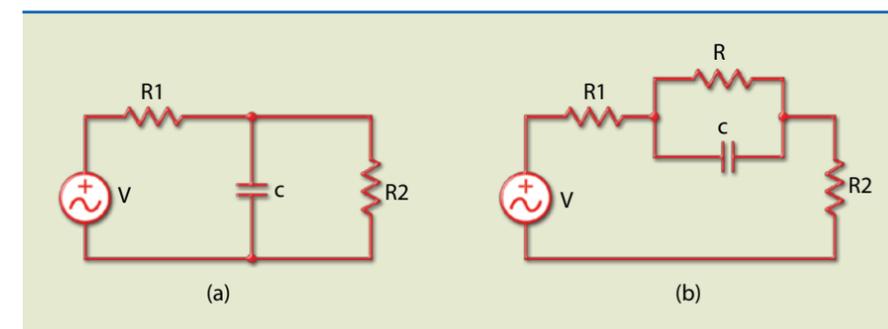


Figura 4.24

Circuitos em (a) pré-ênfase e (b) de-ênfase.

4.4 Modulação digital

Em se tratando da transmissão de sequências de bits, os processos de modulação são otimizados a fim de reduzir a largura de faixa de frequências ocupada pelo sinal a ser transmitido sem provocar distorções ou deixar a informação suscetível ao ruído. Existem duas maneiras básicas de transmitir dados, os quais podem ser não modulados (sem portadora) ou modulados (com portadora). Os sinais modulados por portadoras de alta frequência são:

- ASK (*amplitude shift keying*).
- FSK (*frequency shift keying*).
- PSK (*phase shift keying*).
- QAM (*quadrature amplitude modulation*).

Os sinais digitais podem ser formados por pulsos retangulares, cada um deles com duração finita igual à duração de um bit, impossibilitando interferência entre pulsos subsequentes. Tal fato é desejável na transmissão de dados, visto que um pequeno desvio de sincronismo na demodulação não provocará erros. Essa vantagem, entretanto, tem como custo adicional a ampla largura de faixa de frequências ocupada no espectro, pois, conforme a série de Fourier, todo sinal periódico pode ser decomposto pela somatória de infinitas harmônicas múltiplas da harmônica fundamental que compõe o sinal, acrescido de sua harmônica fundamental.

A partir do momento em que se tenta reduzir a largura de faixa por meio de um filtro passa-baixa, os pulsos retangulares são distorcidos e sua duração aumenta.



Como consequência, ocorre o fenômeno denominado **interferência intersimbólica**, pela própria decomposição dos bits em infinitas cossenoides, conforme a série de Fourier, em que os pulsos são associados aos bits 0 e 1.

Por esse motivo, foram desenvolvidos os métodos de modulação de trens de bits, apresentados a seguir.

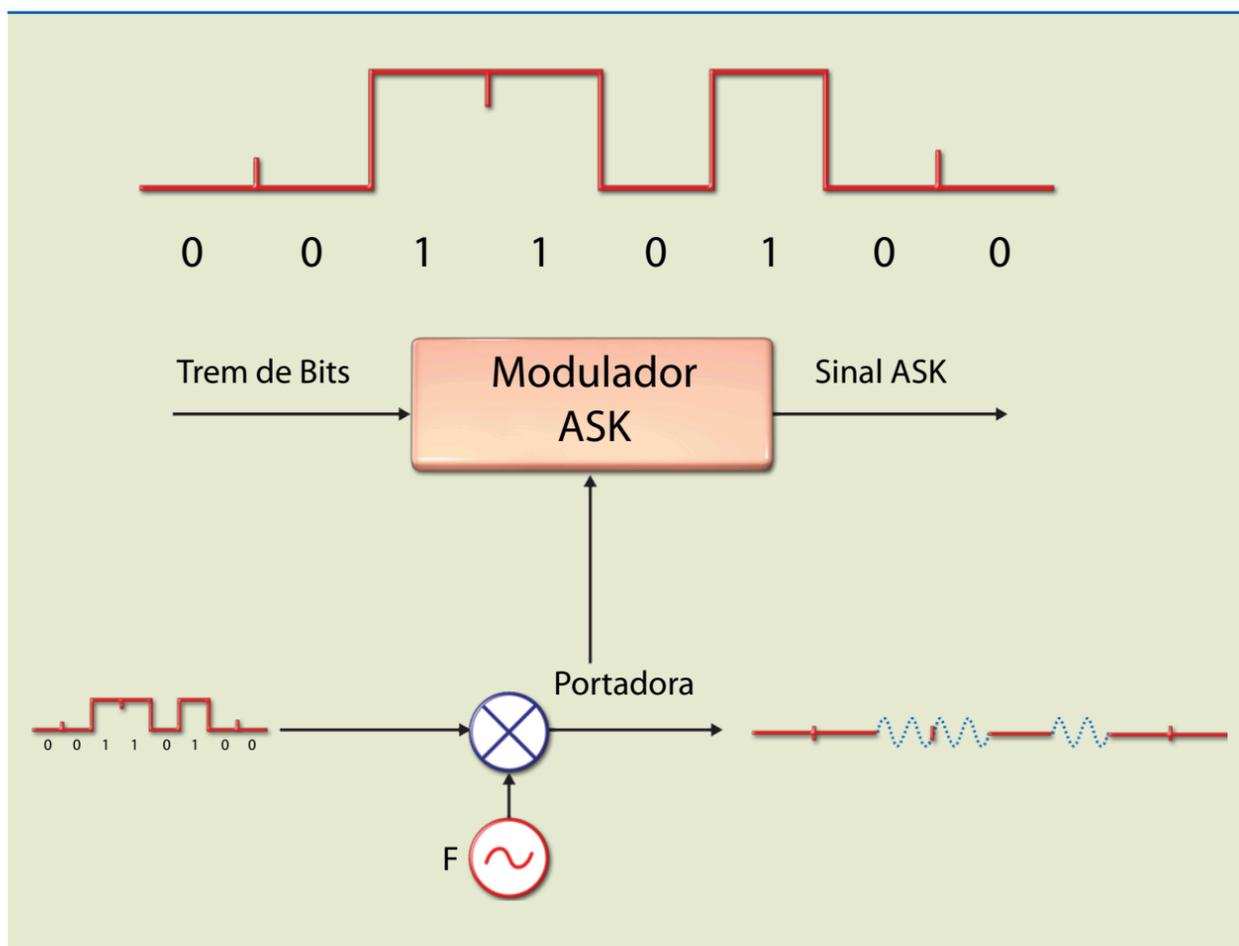
4.4.1 Modulação ASK (*amplitude shift keying*)

Tomemos como exemplo o trem de bits 0 0 1 1 0 1 0 0. Vimos que a transmissão de bits por meios físicos é difícil, pois tais meios não possuem banda passante infinita, o que gera distorção no sinal recuperado.

Para solucionar essa deficiência, o trem de bits deve ser introduzido em um modulador, o qual modificará o sinal a ser transmitido; onde o nível lógico for 1, será transmitida a frequência cossenoidal da portadora e, onde o nível lógico for 0, será transmitido sinal de amplitude zero.

Desse modo, para o trem de bits do exemplo, na saída do circuito demodulador, o sinal a ser transmitido pelo meio físico será obtido conforme mostra a figura 4.25.

Figura 4.25
Sinal a ser transmitido pelo meio físico.

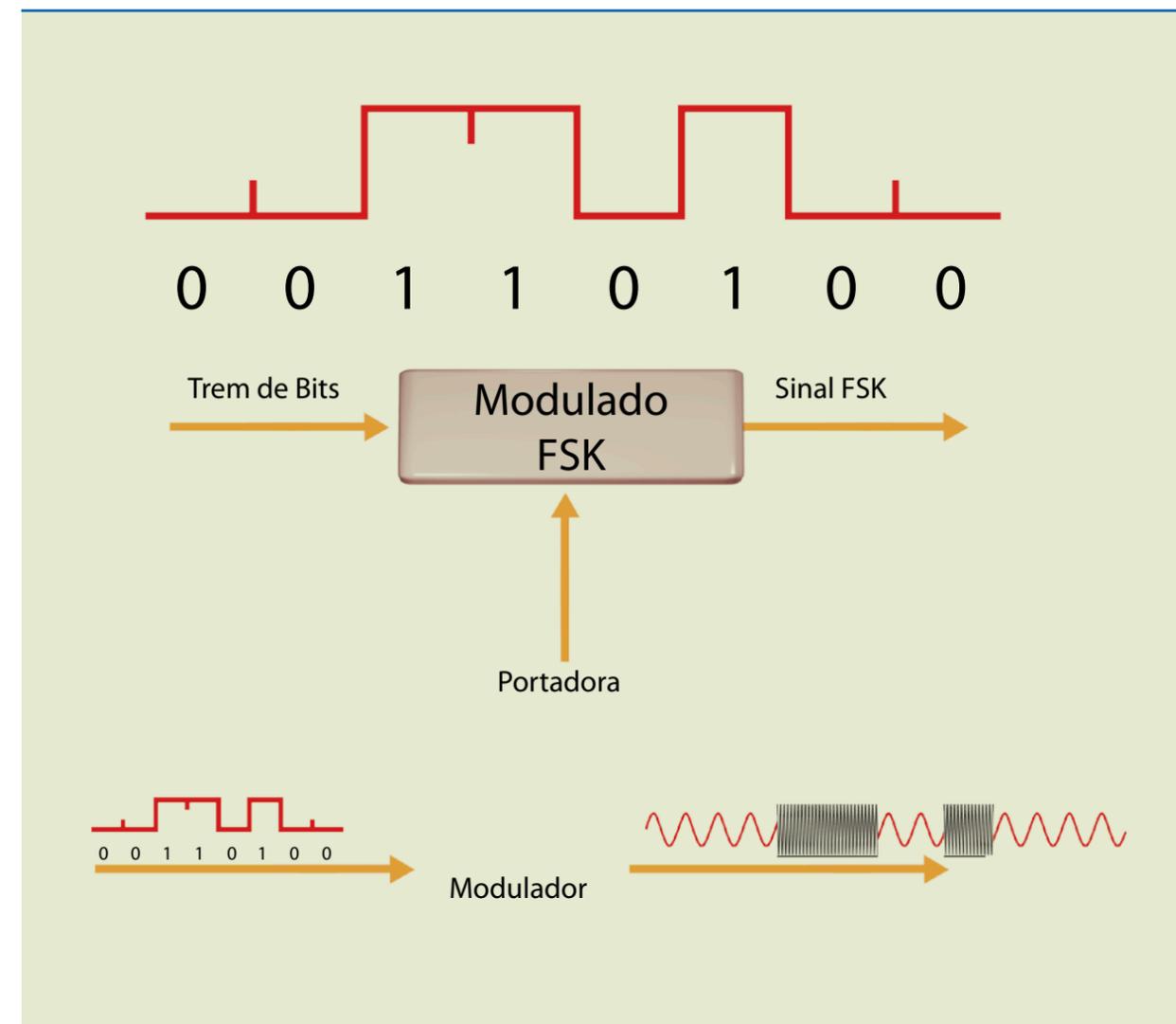


4.4.2 Modulação FSK (*frequency shift keying*)

De maneira similar à modulação ASK, a modulação FSK também tem por finalidade inserir no meio de transmissão um sinal cossenoidal de frequência finita e conhecida a fim de garantir uma banda passante finita. Entretanto, em vez de variarmos a amplitude da portadora em função dos bits a serem transmitidos, variamos a frequência do sinal da portadora.

A figura 4.26 ilustra o trem de bits 0 0 1 1 0 1 0 0.

Figura 4.26
Sinal a ser transmitido pelo meio físico.



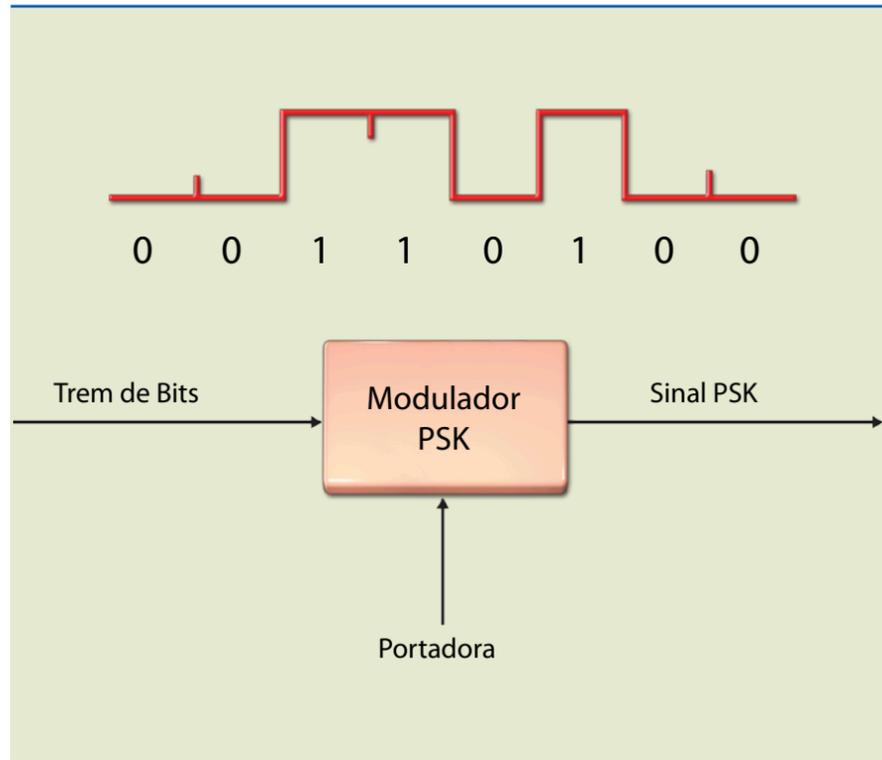
4.4.3 Modulação PSK (*phase shift keying*)

A modulação PSK também transmite um sinal cossenoidal da portadora em função do trem de pulsos da informação. No entanto, a alteração sofrida pela portadora é em relação à fase do sinal de alta frequência em função da variação do nível lógico do trem de bits. A figura 4.27 apresenta o mesmo trem de bits anterior: 0 0 1 1 0 1 0 0.



Figura 4.27

Sinal a ser transmitido pelo meio físico.



4.4.4 Modulação QAM (*quadrature amplitude modulation*)

Um dos problemas do rádio digital é a necessidade de utilizar uma faixa de transmissão bem mais larga que a de um sistema analógico de mesma capacidade. Uma solução consiste em aumentar o número de estados possíveis do sinal modulado. Entretanto, para manter determinada qualidade de transmissão, expressa em termos da probabilidade de erro de bit, é necessário aumentar a potência de entrada do receptor.

A modulação em amplitude e fase é uma alternativa que permite uma relação satisfatória entre a qualidade e o nível do sinal de recepção. Em relação ao número de estados possíveis, destacam-se o 16 QAM, o 64 QAM, o 128 QAM e o 256 QAM.

Para melhor utilização do espectro, quanto maior a quantidade de estados, maior a eficiência espectral. Contudo, o emprego de sistemas com número de estados elevados é limitado, pois ocorrem problemas como: dispersão do sinal na faixa de transmissão, em decorrência do desvanecimento multipercurso; maior sensibilidade à interferência; e dificuldades de fabricação de moduladores e demoduladores.

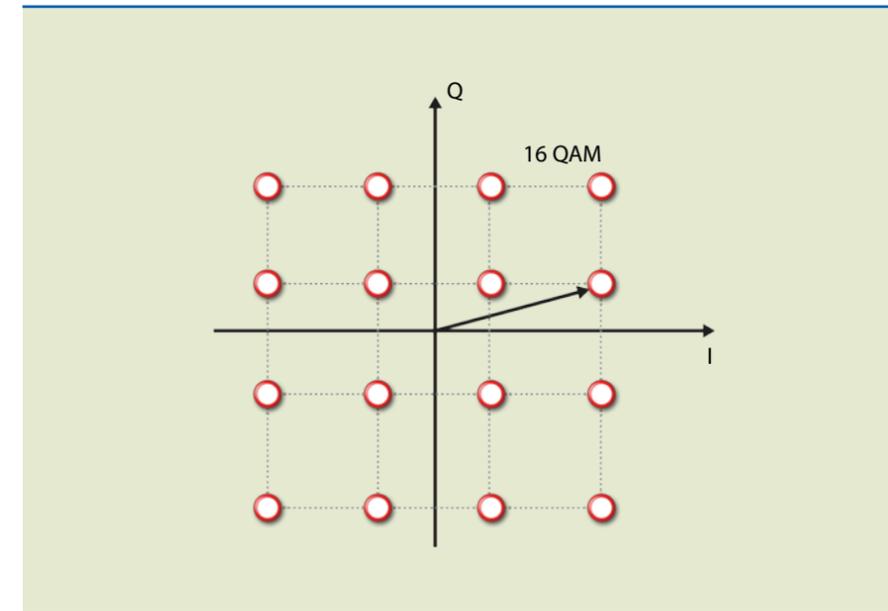
A figura 4.28 ilustra o diagrama fasorial (constelação) da modulação 16 QAM.

O sistema de modulação QAM apresenta a mesma banda e a mesma eficiência de banda do sistema PSK, para um mesmo número de estados do sinal modulado. Entretanto, supera o PSK no desempenho de erro. A comparação das constelações para 16 QAM e 16 PSK, como mostrado na figura 4.29, revela que

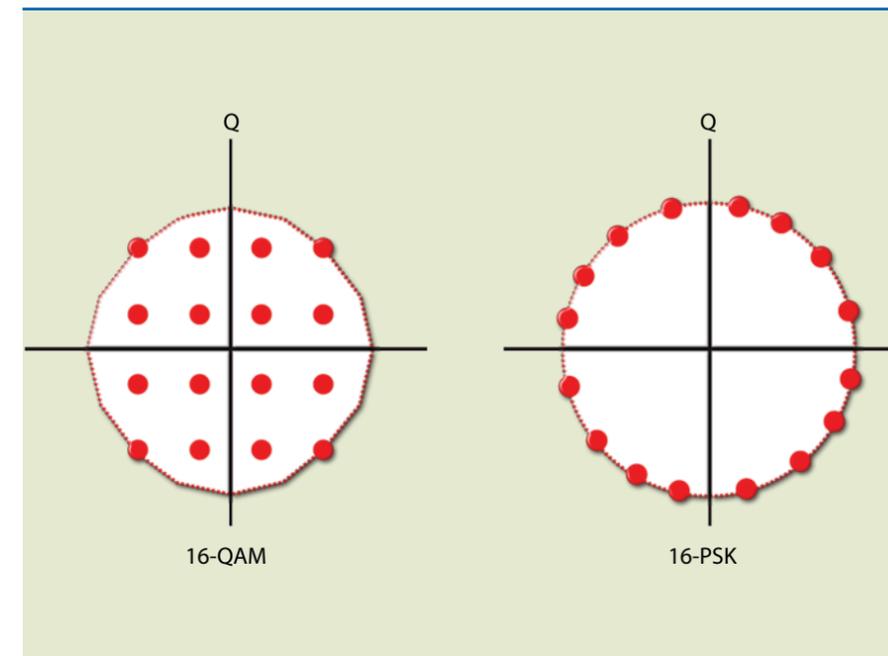
a razão para essa diferença no desempenho de erro está na distância entre pontos do sinal na constelação, pois para o PSK a distância é menor do que a distância entre pontos na constelação QAM.

Figura 4.28

Constelação para a modulação 16 QAM.

**Figura 4.29**

Comparação entre as constelações dos sinais 16 QAM e 16 PSK com o mesmo pico de potência.



Modulação 16 QAM

A modulação 16 QAM é um método combinado de modulação em amplitude e fase que proporciona 4 bits de informação para cada símbolo transmitido e possui 16 estados possíveis. A figura 4.30 apresenta o diagrama em blocos do modulador/demodulador 16 QAM.



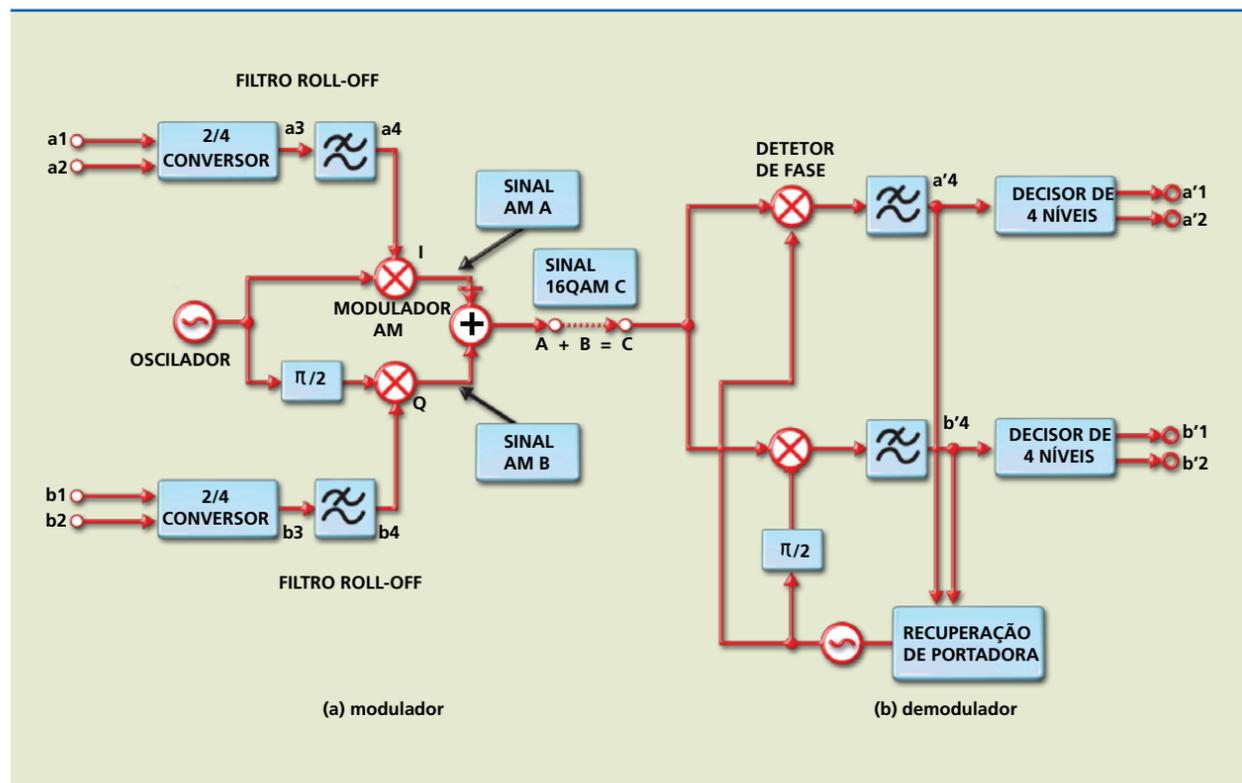


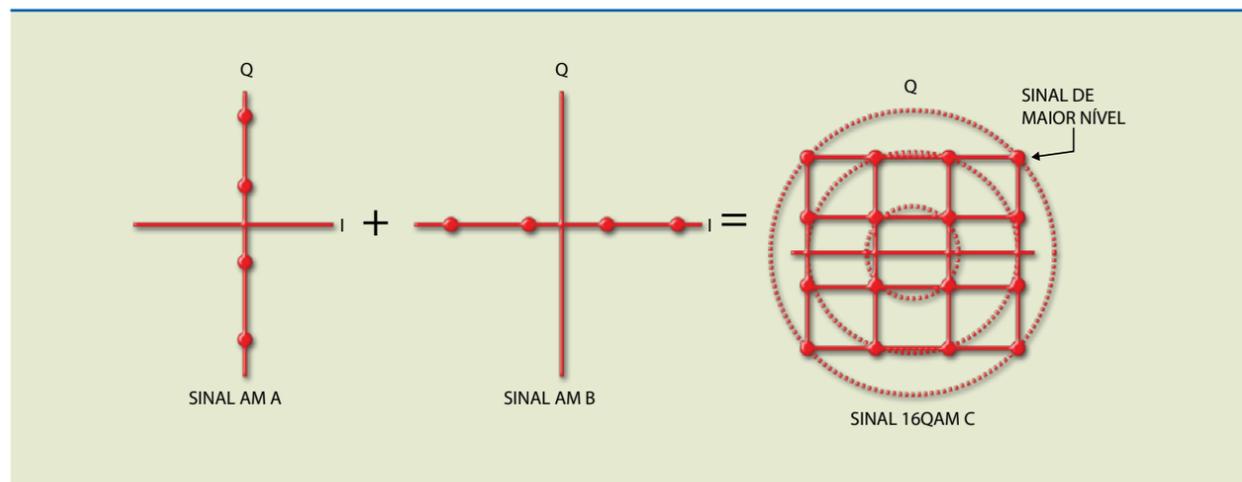
Figura 4.30

Diagrama em blocos para 16 QAM: (a) modulador e (b) demodulador.

Quatro (dois pares) sinais binários – a_1, a_2, b_1 e b_2 – são aplicados nos conversores $2 \rightarrow 4$ e convertidos em dois sinais de quatro níveis cada um (conversão digital-analógico). Esses sinais são limitados em banda por um filtro de Nyquist (cosseno levantado), fazendo com que a interferência intersimbólica no instante de amostragem seja zero (ideal). As portadoras em fase (I) e em quadratura (Q) são moduladas em amplitude pelos sinais a_4 e b_4 . Combinando esses dois sinais modulados em amplitude – A e B –, obtêm-se, então, o sinal 16 QAM C. A obtenção do sinal modulado em 16 QAM a partir de dois sinais em quadratura modulados em amplitude é apresentada na figura 4.31, que também mostra que o sinal 16 QAM possui três níveis discretos de amplitude.

Figura 4.31

Formação da constelação para 16 QAM.



A demodulação 16 QAM é efetuada recuperando a portadora de referência a partir do próprio sinal recebido e injetando-a em quadratura nos detectores I e Q. Desse modo, obtêm-se os sinais a_4^1 e b_4^1 , que podem possuir quatro níveis distintos, cada um deles correspondendo a um valor binário. Os sinais são então limitados em banda e encaminhados a circuitos decisores, que produzem pares de bits em função do nível dos sinais a_4^1 e b_4^1 , presentes em suas entradas. Os pares de bits produzidos pelos decisores são a informação demodulada.

Convém salientar que, para o circuito de recuperação da portadora, a simples multiplicação por 4 do sinal modulado não funciona com segurança para 16 QAM. Isso ocorre porque a composição vetorial de sinais em quadratura só produz fases de $\pm 45^\circ$ ou $\pm 135^\circ$, quando as amplitudes dos sinais I e Q são iguais. Na figura 4.31, podemos verificar a variedade de fases do sinal modulado em 16 QAM. Dessa maneira, normalmente utilizam-se técnicas mais avançadas para os circuitos de recuperação da referência de fase para a portadora local. Para os sistemas m-PSK ($m \geq 4$) e QAM, é comum usar como circuito gerador da referência de fase local o Costas loop.

No entanto, todos esses processos de transmissão criam ambiguidades de fase na portadora recuperada. Por isso, costuma-se codificar diferencialmente os dados na transmissão antes da modulação e decodificá-los diferencialmente após a demodulação.

Para a modulação 16 QAM, existem formas de combinar os bits ao longo da constelação, gerando dois arranjos (figura 4.32).

0111	0110	0010	0011	0111	0101	0010	0011
o	o	o	o	o	o	o	o
0101	0100	0000	0001	0110	0100	0000	0001
o	o	o	o	o	o	o	o
1101	1100	1000	1001	1101	1100	1000	1010
o	o	o	o	o	o	o	o
1111	1110	1010	1011	1111	1110	1001	1011
o	o	o	o	o	o	o	o
ARRANJO 16A				ARRANJO 16B			

Figura 4.32

Arranjos-padrão para modulação 16 QAM.

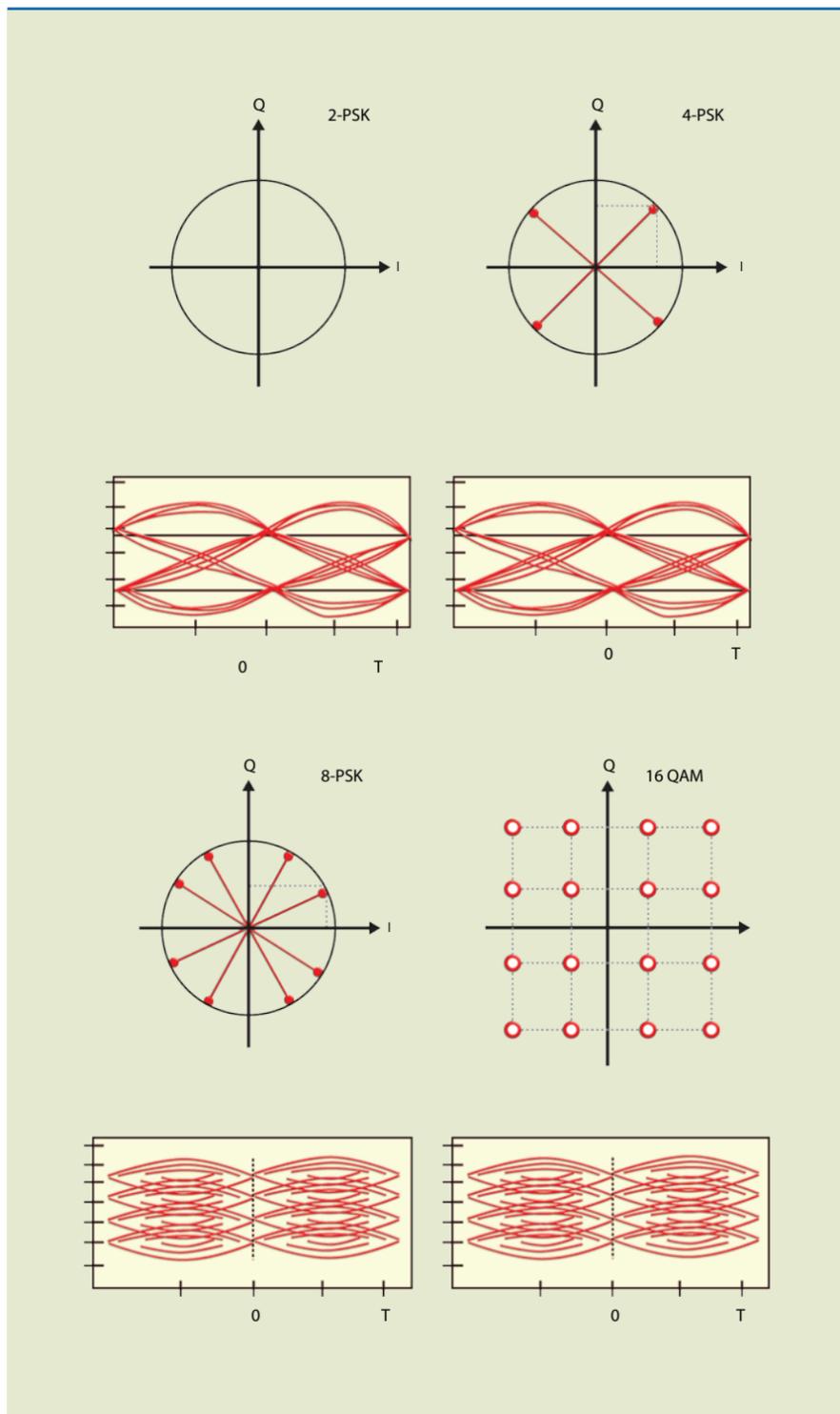
Para demonstrar a importância da fase da portadora, da forma do pulso e do instante de amostragem na detecção, apresentam-se alguns diagramas de “olho” com as respectivas constelações na figura 4.33. Cada diagrama ilustra a saída de um dos filtros passa-baixa, em que os traços superpostos representam as saídas de diferentes valores de dados.



Os “olhos” são os espaços brancos em forma de diamante que ocorreram a cada T segundos. Os extremos verticais de cada olho indicam os níveis ideais (sem distorção) da portadora modulada, e os pontos médios verticais, os limiares de decisão entre níveis da portadora modulada. O instante ótimo de amostragem em cada período de dados está localizado no ponto médio horizontal dos olhos.

Figura 4.33

Constelações e diagramas de olho para modulações PSK e 16 QAM.

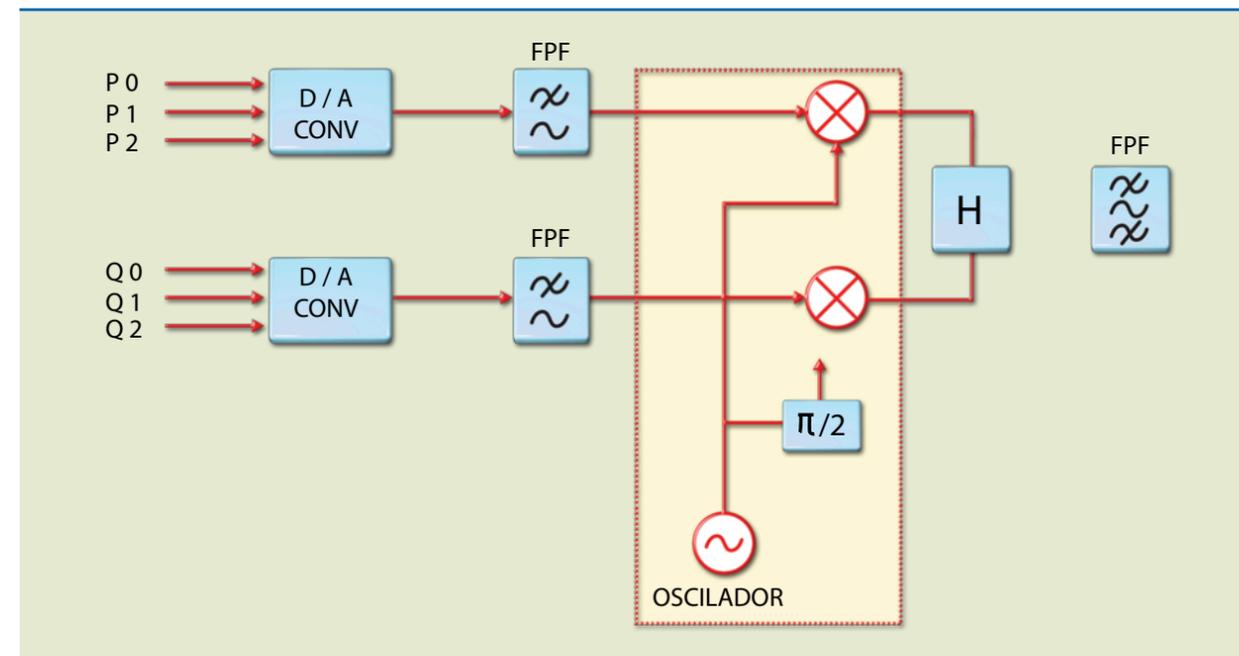


Modulação 64 QAM

A modulação 64 QAM é uma modulação em amplitude por quadratura de 64 níveis com 6 bits de informação para cada símbolo transmitido (figura 4.34).

Figura 4.34

Diagrama em blocos do modulador 64 QAM.



O demodulador 64 QAM realiza detecção coerente. Assim, o sinal de FI na entrada tem nível constante devido ao CAG e passa por um filtro passa-faixa para limitar a faixa. A híbrida divide o sinal em dois e faz o batimento para a recuperação dos dados (figura 4.35).



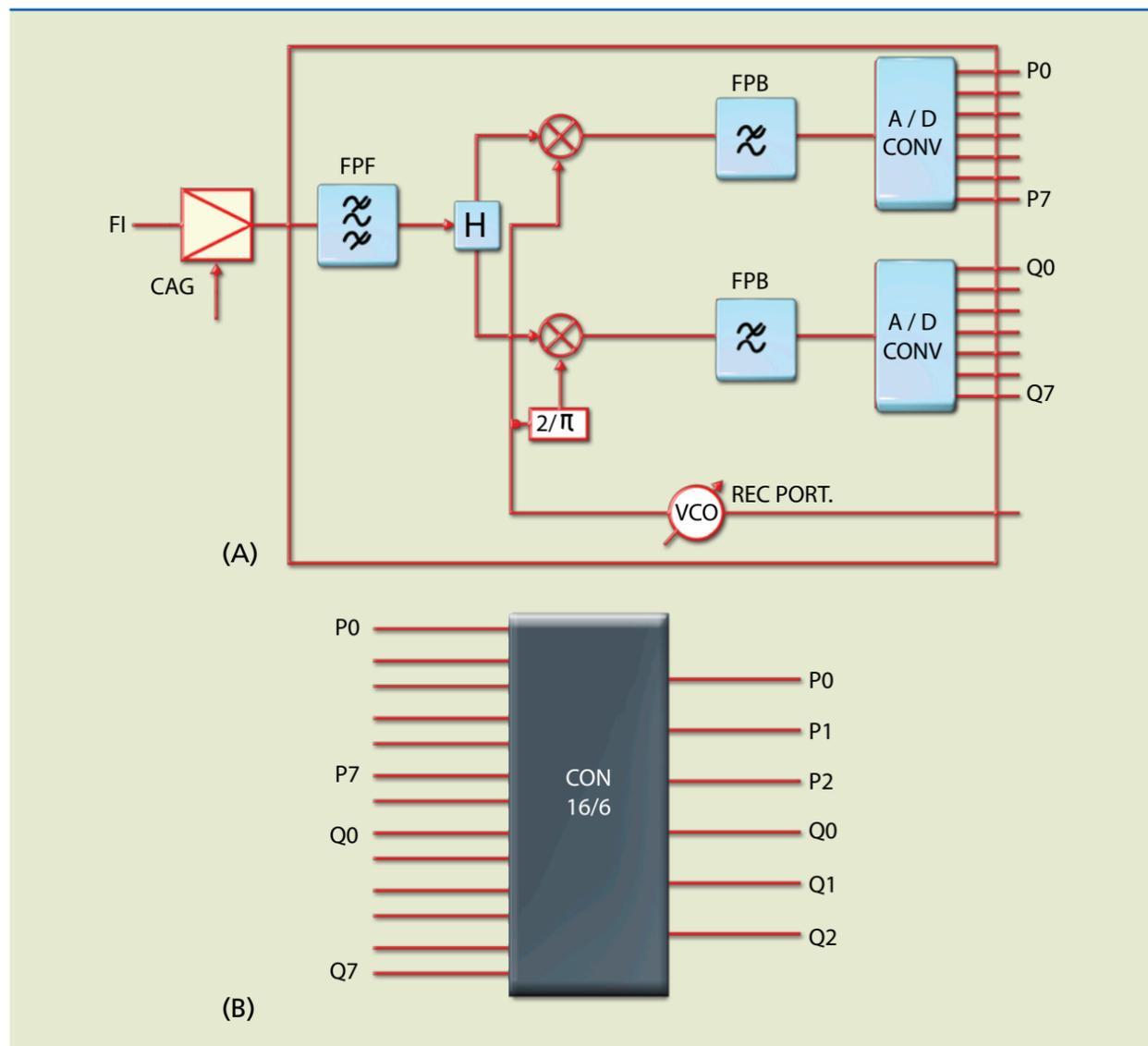


Figura 4.35
Demodulador 64 QAM:
(a) circuito interno e (b)
identificação dos pinos.

4.4.5 Cálculo da largura de banda

Outra característica importante das modulações digitais é a faixa necessária para a transmissão. A faixa mínima para transmitir bits de duração T_b é igual a:

$$B = \frac{1}{2 T_b} \text{ (critério de Nyquist) (4.7)}$$

em que $1/T$ é a taxa de bits ou velocidade de transmissão (VT).

Para a transmissão por rádio, a banda mínima (BR) necessária após a modulação corresponde a:

$$BR = 2B = \frac{1}{T_b} = VT \text{ (4.8)}$$

Para a transmissão multinível, cada estado do sinal modulado (símbolo) carrega a informação de m bits; portanto:

$$m = \log_2 MTS = T_b \cdot \log_2 M \text{ (4.9)}$$

em que M é o número de estados do sinal modulado.

Então:

$$BR = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_b \cdot \log_2 M} = \frac{VT}{\log_2 M}$$

Os filtros descritos por Nyquist não têm aplicação prática e, por isso, utilizam-se filtros que acarretam aumento na banda de transmissão de um fator α chamado de **fator de roll-off**. Assim, as relações anteriores passam a ser:

para o sinal binário:

$$B = \frac{1 + \alpha}{2 T_s} \quad BR = \frac{1 + \alpha}{T_s} \text{ (4.10)}$$

para o caso geral:

$$BR = \frac{1 + \alpha}{T_b \cdot \log_2 M} = \frac{Vt \cdot (1 + \alpha)}{\log_2 M} \text{ (4.11)}$$

Como podemos observar, a codificação em maior número de níveis, correspondendo à modulação em maior número de estados, reduz a faixa necessária para a transmissão a uma mesma velocidade de sinal (mesma taxa em bits/s). Entretanto, o efeito do ruído se torna mais crítico quando se aumenta o número de estados que mantêm constante a amplitude da portadora, ou seja, a potência transmitida.

4.4.6 Detecção de sinais binários

O processo de modulação tem por objetivo deslocar o sinal modulante para uma faixa de frequências adequadas à transmissão pelo meio escolhido. No receptor, é preciso inverter esse processo ou demodular o sinal para recuperar a informação original (trem de pulsos) transmitida. Em geral, esse processo de demodulação é chamado de detecção.

Existem essencialmente dois métodos usuais de demodulação. Um deles é a **detecção coerente ou síncrona**, que consiste na multiplicação do sinal de entrada pela frequência da portadora, gerada localmente no receptor, e na filtragem em passa-baixa do sinal resultante da multiplicação. O outro método é a **detecção de envoltória**, em que se aplica o sinal modulado em um

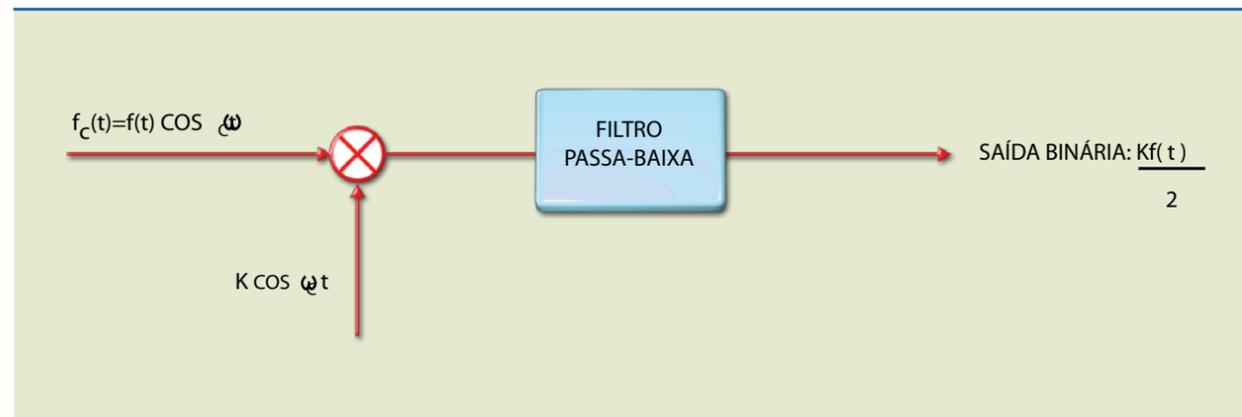


dispositivo não linear seguido por um filtro passa-baixa. Essa técnica tem a finalidade de recuperar a envoltória do sinal, na qual há informação impressa na amplitude e na fase. Assim, os sistemas PSK e QAM necessitam de detecção coerente ou síncrona.

Para demonstrar o método síncrono, vamos admitir que um sinal binário (PSK) de alta frequência tem a forma representada na figura 4.36.

Figura 4.36
Esquema geral de detecção síncrona.

$$f_c(t) = f(t) \cos \omega_c t$$



Considera-se $f(t) = \pm 1$.

Multiplicando esse sinal por $K \cos \omega_c t$ (K é uma constante arbitrária do multiplicador), obtemos:

$$Kf(t) \cdot \cos^2 \omega_c t = (K/2) \cdot (1 + \cos 2\omega_c t) \cdot f(t) \quad (4.12)$$

Contudo, o termo $f(t) \cos 2\omega_c t$ representa $f(t)$ deslocada para a frequência $2f_c$, a segunda harmônica da frequência da portadora f_c . Esse componente é rejeitado pelo filtro passa-baixa e a saída resultante é $(K/2) f(t)$, que é exatamente a sequência de pulsos de banda básica que se desejava obter. O fator constante $(K/2)$ não tem significado algum, pois o sinal sempre pode ser amplificado ou atenuado de qualquer valor especificado. Assim, o detector síncrono executa a tarefa de reproduzir o sinal $f(t)$.

Observe que nessa discussão admitiu-se que a portadora gerada localmente, $\cos \omega_c t$, tinha exatamente a mesma frequência e a mesma fase que a portadora do sinal de entrada. Se a onda senoidal gerada localmente tivesse frequência $\cos(\omega_c + \Delta\omega)$, a multiplicação produziria:

$$Kf(t) \cdot \cos(\omega_c + \Delta\omega) t \cdot \cos \omega_c t = (K/2) \cdot [\cos(2\omega_c + \Delta\omega) t + \cos \Delta\omega t] f(t) \quad (4.13)$$

A saída do filtro passa-baixa seria, então:

$$[Kf(t)/2] \cos \Delta\omega t \quad (4.14)$$

Se $\Delta\omega$ estivesse dentro da banda do filtro, não representaria o sinal desejado. Alternativamente, se o sinal local tivesse a frequência correta ω_c , mas estivesse θ radianos fora de fase, ou seja, $\cos(\omega_c t + \theta)$, a saída do filtro passa-baixa seria:

$$[Kf(t)/2] \cos \theta \quad (4.15)$$

Essa é a saída desejada em banda básica, porém atenuada, pois, à medida que θ aumenta, $\cos \theta$ diminui. Dessa maneira, para θ próximo de $\pi/2$, a saída será muito próxima de zero.

Se θ ultrapassar $\pi/2$, haverá inversão de sinal na saída. Se o sinal em banda básica for uma sequência bipolar, a polaridade de todo o sinal se inverterá, os pulsos 1 se transformarão em 0 e vice-versa.

Com base nessa análise, podemos concluir que a portadora gerada localmente deve ser sincronizada em frequência e em fase. Essa é a razão da denominação detecção coerente.

Frequentemente, na literatura técnica, faz-se confusão entre os termos “síncrono” e “coerente”, referindo-se à demodulação síncrona e à demodulação coerente como sinônimos. A distinção entre elas é que na demodulação síncrona a portadora local tem a mesma frequência que a portadora da modulação, enquanto na demodulação coerente, além de essa característica ser necessária, a fase também deve ser igual. Assim, a demodulação coerente é obrigatoriamente uma demodulação síncrona, mas a demodulação síncrona não precisa ser coerente.

Como vimos, é importante garantir a coerência entre a portadora gerada localmente e a portadora gerada na transmissão. Por isso, a melhor solução é aquela em que a portadora local seja perfeitamente sincronizada em frequência e coerente com referência de fase do sinal modulado recebido.

A figura 4.37 apresenta uma forma de evitar o aparecimento da defasagem (θ) citada anteriormente, utilizando a técnica de amarração em fase. Essa técnica exige que se disponha localmente de um sinal de referência de fase da portadora, obtido pela transmissão da informação da portadora por uma via independente ou por um processamento do próprio sinal entrante. A partir da referência local, um sistema de servocorreção, conhecido como PLL, proporciona o sincronismo e a coerência desejados.

O PLL detecta permanentemente a diferença de fase entre a referência da portadora e o oscilador local, cuja frequência e fase dependem de uma tensão de controle, sendo por isso designado como VCO. A diferença de fase é transformada na tensão de controle, que ajusta o VCO, garantindo a coerência de fase dentro do intervalo de precisão desejado. Geralmente, essa técnica exige sofisticação de circuito para estabelecer a referência de fase.



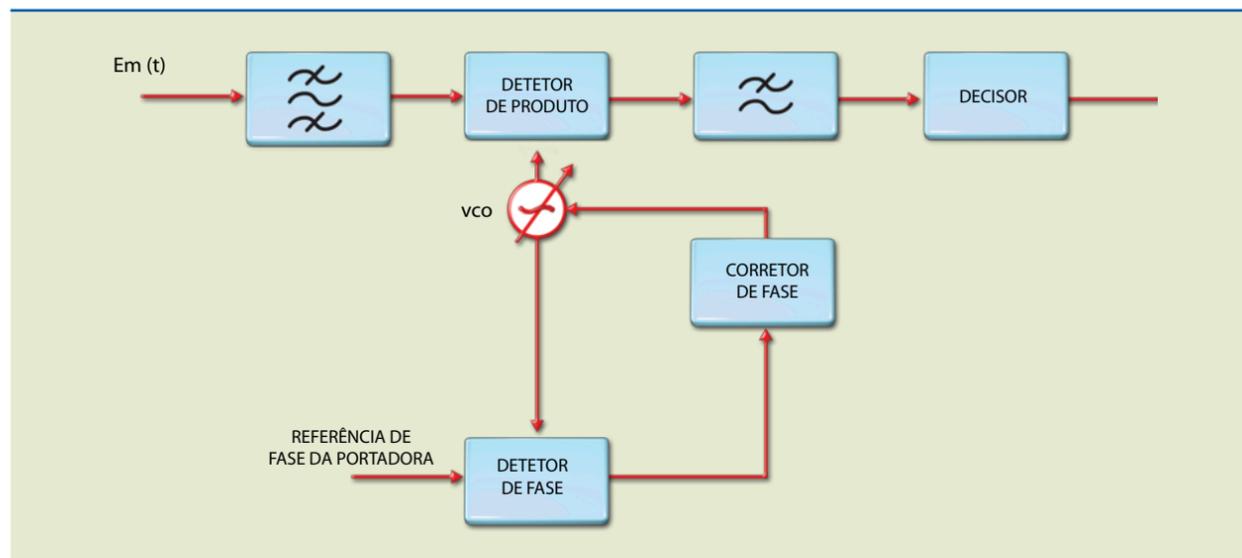


Figura 4.37

Detecção síncrona com amarração em fase.

Existe outra técnica mais econômica, conhecida como detecção diferencial. Trata-se de um sistema que realiza uma demodulação coerente diferencial, não havendo portadora na recepção. Nesse caso, seria necessário apenas incluir no demodulador uma estrutura de retardo, com tempo igual à duração de 1 bit. Logicamente, no lado da transmissão deveria ocorrer a codificação diferencial antes da modulação (figura 4.38).

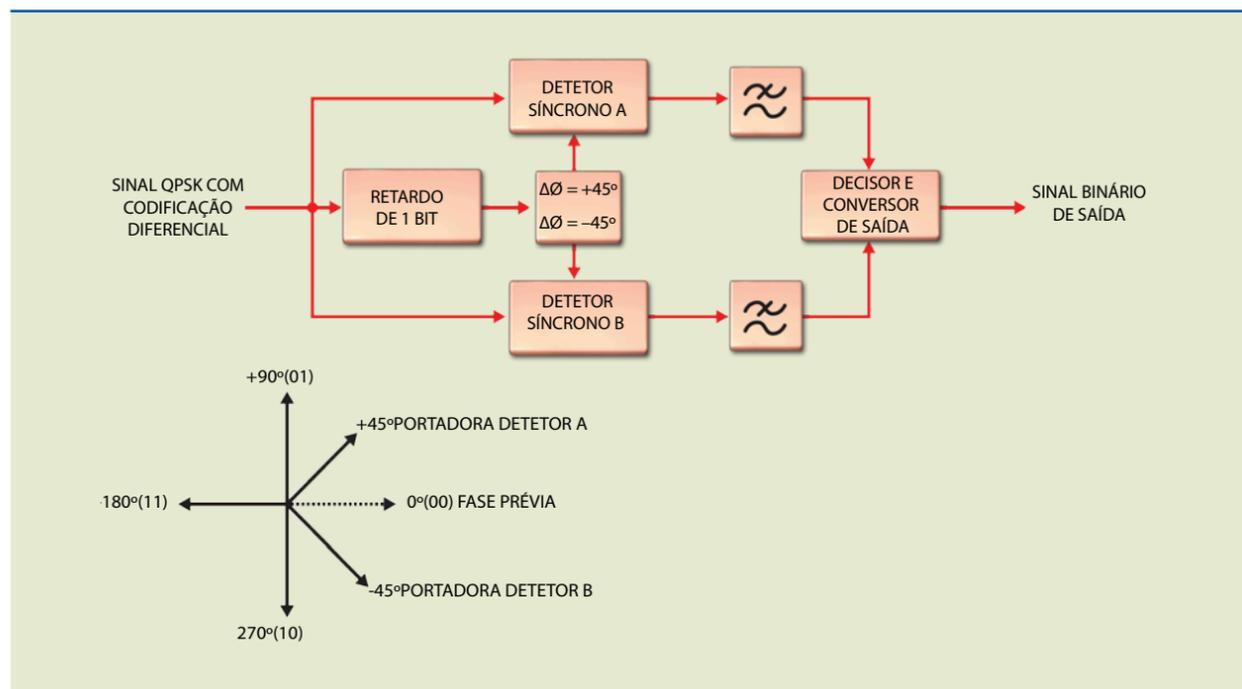


Figura 4.38

Diagrama em blocos para o sistema QPSK.

Apesar de apresentar configuração de circuito mais simples, a detecção diferencial, comparada com a detecção coerente, tem desempenho frágil quanto a erro, o qual piora à medida que o número de estados da modulação aumenta.

4.4.7 Técnicas de recuperação da portadora

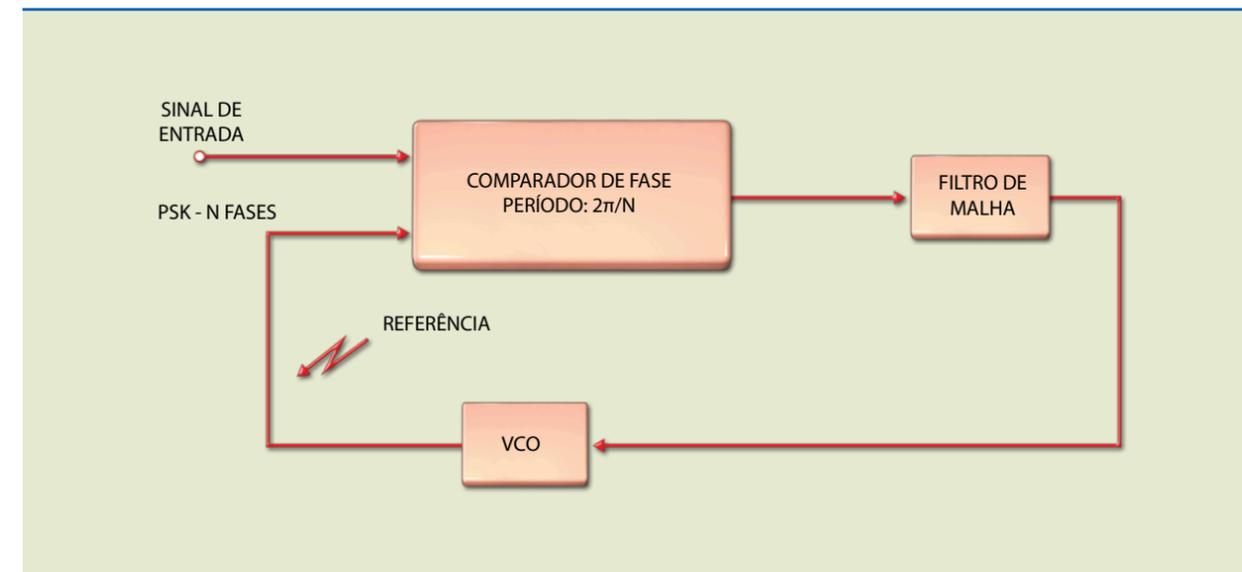
Embora muitos métodos de modulação e demodulação tenham sido considerados, a detecção coerente (para PSK em quadratura e QAM) é a mais utilizada em razão de seu desempenho superior e razoável economia.

Várias configurações de demoduladores coerentes para PSK, principalmente, têm sido propostos, e os resultados relatados revelam que o desempenho do circuito demodulador depende primordialmente da qualidade do circuito de recuperação de referência. Por sua importância para a qualidade do sinal demodulado, o projeto e a implementação desses circuitos são segredos industriais usados como pontos-chave dos equipamentos nas concorrências comerciais.

Descreve-se aqui o método para obter a coerência de fase entre o sinal de múltiplas fases e a fase de um VCO utilizando PLL. Estudaremos os circuitos de recuperação da portadora para o 4 PSK, que é o tipo de modulação empregado nos equipamentos de rádio de baixa e média capacidade (figura 4.39).

Figura 4.39

PLL para recuperação da portadora.



A tensão de saída do comparador de fase deve ser definida somente pela diferença estática de fase entre a onda portadora de entrada e o sinal do VCO. Além disso, os efeitos dos componentes resultantes da modulação devem ser os menores possíveis. Assim, pela teoria do PLL, sabemos que:

- A tensão de saída do comparador de fase deve ser uma função apenas de θ (diferença estática de fase) e periódica a intervalos $2\pi/N$ (em que N é o número de fases).
- A tensão de saída do comparador de fase deve apresentar N pontos zero no intervalo 2π e ser suavemente crescente ou decrescente nos cruzamentos. O *lock* do PLL é alcançado em cada um desses pontos de tensão zero.
- A característica da saída do comparador deve ter simetria ímpar em relação aos pontos de cruzamento.



É importante observar que o *lock* do PLL é alcançado para qualquer uma das N posições de fase. Esse fato caracteriza a chamada ambiguidade de fase do circuito de recuperação da portadora.

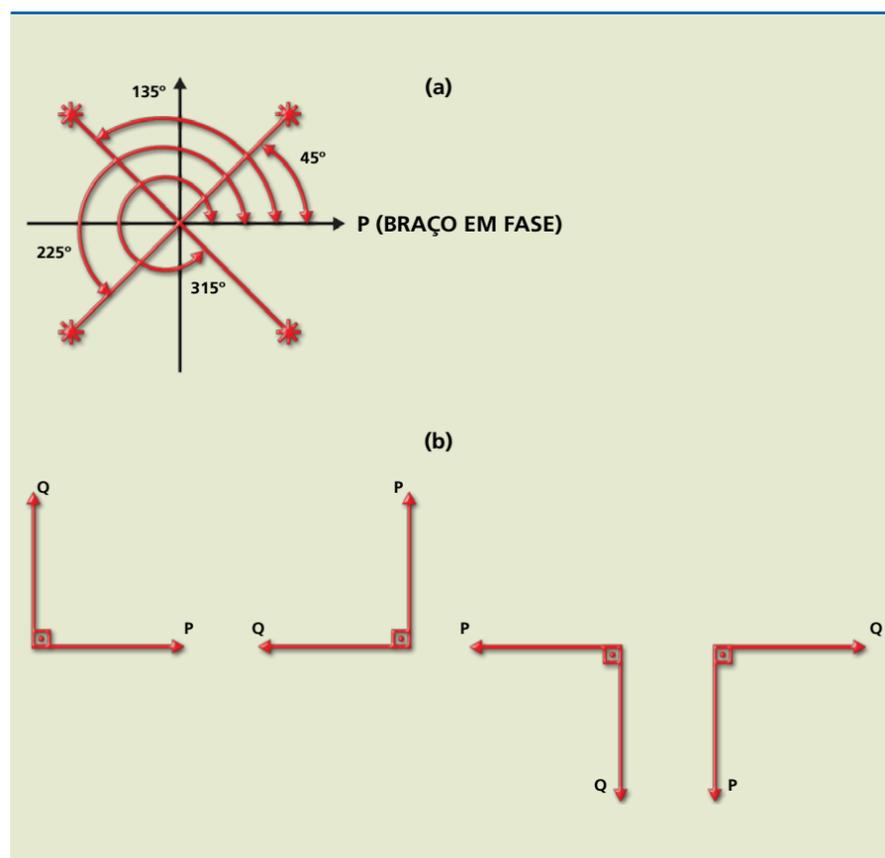
Considerando as análises feitas, podemos concluir que o circuito de comparação de fase, o qual gera a tensão de referência, é a chave de todo o processo de recuperação da portadora.

4.4.8 Codificação/decodificação diferencial

O circuito de recuperação da portadora não consegue garantir que a fase da portadora recuperada seja exatamente a fase da portadora utilizada na transmissão. No entanto, sabemos que esse circuito garante que a fase recuperada seja uma das N fases possíveis que gerariam as mesmas fases de saída do modulador. Por exemplo, para o sistema 4 PSK, os conjuntos de portadoras que geram a constelação mostrada na figura 4.40a podem ser vistos na figura 4.40b.

Figura 4.40

Sistema 4 PSK:
(a) constelação e
(b) conjuntos de portadoras que geram a constelação.



Nesse caso, como não se sabe ao certo na recepção qual foi a fase utilizada na transmissão, usa-se o processo de codificação/decodificação diferencial, que consiste em somar os dados na transmissão e enviá-los ao modulador digital e na recepção, após a demodulação, subtrair os dados, obtendo os dados originais. Esse processo garante que os erros no sinal decorrentes da escolha de outro conjunto de portadoras sejam eliminados.

A figura 4.41 exemplifica o princípio da codificação/decodificação diferencial.

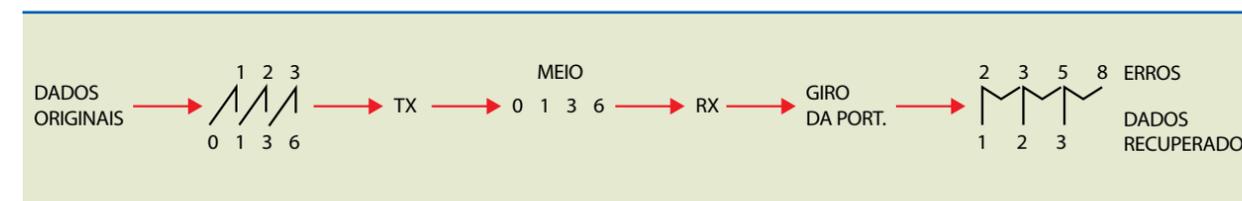


Figura 4.41

Princípio da codificação/decodificação diferencial.

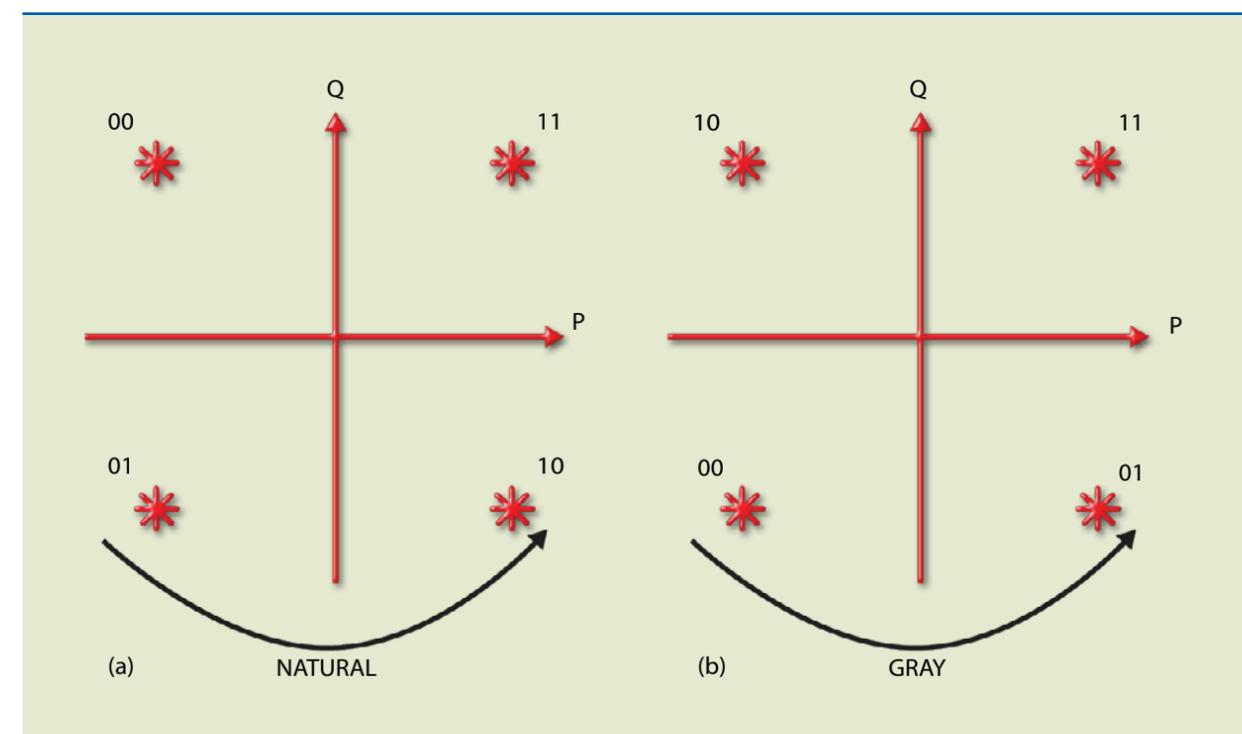
Os dados originais (1 2 3) são somados com os resultados anteriores, gerando os dados a serem transmitidos (0 1 3 6). Cabe ressaltar que o resultado é totalmente diferente do original. Esse sinal (0 1 3 6) é transmitido e, em razão da escolha de outro conjunto de portadoras, adiciona-se um erro (2) em todos os dados, originando o sinal (2 3 5 8) na saída do demodulador. Ao realizar a subtração entre os dados da saída do demodulador, os erros são cancelados, restando apenas os dados originais recuperados (1 2 3).

O processo de codificação/decodificação diferencial é simples. Um detalhe a ser levado em conta é que o modulador 4 PSK tem dois trens de dados, em que cada dicit (1 bit dos dados 1 e outro dos dados 2) forma o símbolo que será adicionado ao resultado da última soma.

Outro detalhe é que os moduladores 4 PSK vistos anteriormente trabalham com uma codificação para a constelação distinta da codificação natural utilizada com mais frequência. A codificação usada para a constelação 4 PSK é chamada de Gray e tem melhor desempenho quanto a erro do que a natural. A figura 4.42 mostra a representação dos dois tipos de constelação.

Figura 4.42

Codificações utilizadas no modulador 4 PSK:
(a) natural e (b) Gray.



A variação dos dígitos das duas codificações é apresentada na tabela 4.1.

Tabela 4.1

Codificações natural e Gray.

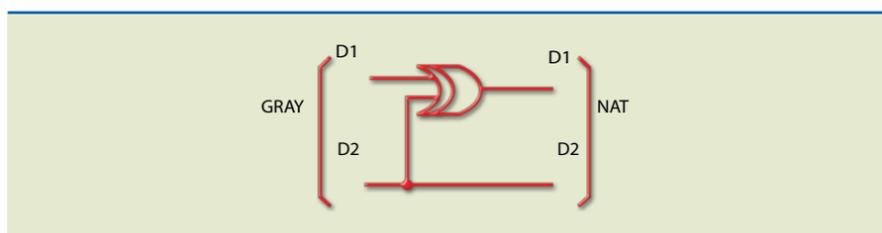
CODIFICAÇÃO NATURAL		CODIFICAÇÃO GRAY	
DADOS 2	DADOS 1	DADOS 2	DADOS 1
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	1
1	1	1	0

Para a codificação Gray, se tivermos a variação de 1 dígito para o outro, apenas 1 bit muda, o que não acontece para a codificação natural, fazendo com que nela o desempenho de erro seja pior.

Feita essa análise, devemos então considerar que os dados que chegam ao modulador estão codificados em Gray. Como os circuitos digitais que realizam a codificação/decodificação diferencial trabalham em codificação natural, uma das etapas desse processo é fazer conversões de natural \rightarrow Gray e Gray \rightarrow natural. A conversão Gray/natural é realizada pelo circuito apresentado na figura 4.43.

Figura 4.43

Conversor Gray/natural.



Nesse circuito, para D2 D1 = 0 0, D2 D1 = 0 0 na saída; para D2 D1 = 0 1 na entrada, D2 D1 = 0 1 na saída; para D2 D1 = 1 1 na entrada, D2 D1 = 1 0 na saída; e para D2 D1 = 1 0 na entrada, D2 D1 = 1 1 na saída.

A conversão natural/Gray tem o mesmo circuito que a conversão Gray/natural e segue a mesma relação, mas em sentido oposto.

4.4.9 Desempenho quanto a erro (TEB)

Da maneira como foi explicada a teoria sobre modulação/demodulação em rádio digital, podemos perceber que em condições ideais (sem introdução de ruído) o sinal que for transmitido será, na saída do demodulador, recuperado sem a mínima mudança em sua característica. A mesma afirmação é válida quando se adicionar ruído até o ponto em que não houver erro de bits na transmissão. Se isso acontecer, na saída do demodulador será obtido o mesmo sinal (idêntico) que foi transmitido, fato que não ocorre em uma transmissão analógica. É essa característica a grande vantagem da transmissão digital sobre a analógica.

Se o ruído adicionado provocar erros de bits, a eliminação da influência do ruído não poderá ser efetuada por completo, afetando a qualidade de transmissão degradada, apesar de ainda ser melhor do que a transmissão analógica.

Portanto, a qualidade da transmissão de um sinal digital é usualmente avaliada de acordo com a taxa de erro de bit (TEB), que nada mais é do que o número de bits errados na transmissão, dentro de determinado número de bits enviados. Por exemplo, uma TEB de $5 \cdot 10^{-6}$ significa que há 5 bits errados dentro de 10^6 bits transmitidos. A TEB depende das várias atenuações impostas pela linha de transmissão.

O ruído introduzido no sinal pode ser representado por um círculo ao redor do ponto do sinal no diagrama de constelação; o sinal modulado, por um vetor em um diagrama fasorial; e o ruído aplicado no sinal, por um vetor que se soma ao vetor do sinal no diagrama fasorial, originando o círculo.

É por isso que, quando se realiza a análise da constelação do sinal modulado, a figura a ser obtida deve ter o menor círculo possível (o melhor caso é um ponto), pois, quanto maior for a largura desse círculo, mais ruído estará sendo introduzido ao sinal.

A figura 4.44 mostra a representação no diagrama fasorial de um sinal recebido do tipo 4 PSK. Sinais isentos de ruído térmico estão indicados pelos pontos 0, 1, 2 e 3, e o ruído adicionado a cada sinal, pelo círculo.

Quando, por exemplo, o sinal 2 é transmitido, ele é recebido nas posições 20, 21, 22 ou 23, em razão do distúrbio causado pelo ruído. Da mesma forma, quando o sinal 3 é transmitido, ele é recebido nos pontos 30, 31 ou 32. Consequentemente, se o sinal recebido é o 2 ou o 3, ele é determinado por uma linha paralela ao eixo horizontal, que interconecta esses pontos de sinal. Assim, a detecção do erro dos sinais ocorre quando, por causa do ruído, o sinal recebido salta para dentro do quadrante (raio do círculo > metade da distância entre os pontos 2 e 3).

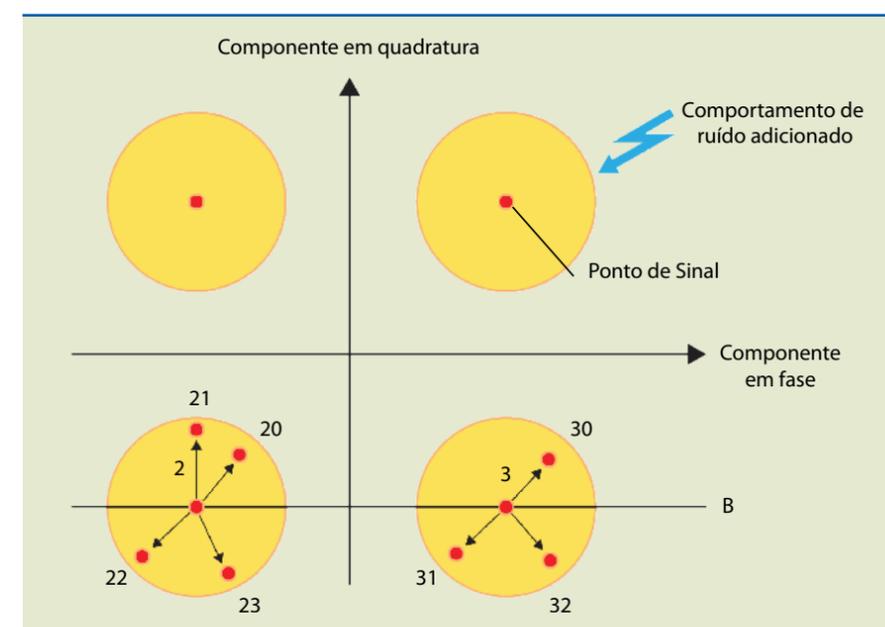


Figura 4.44

Diagrama fasorial representando o sinal recebido com ruído térmico adicional para 4 PSK.

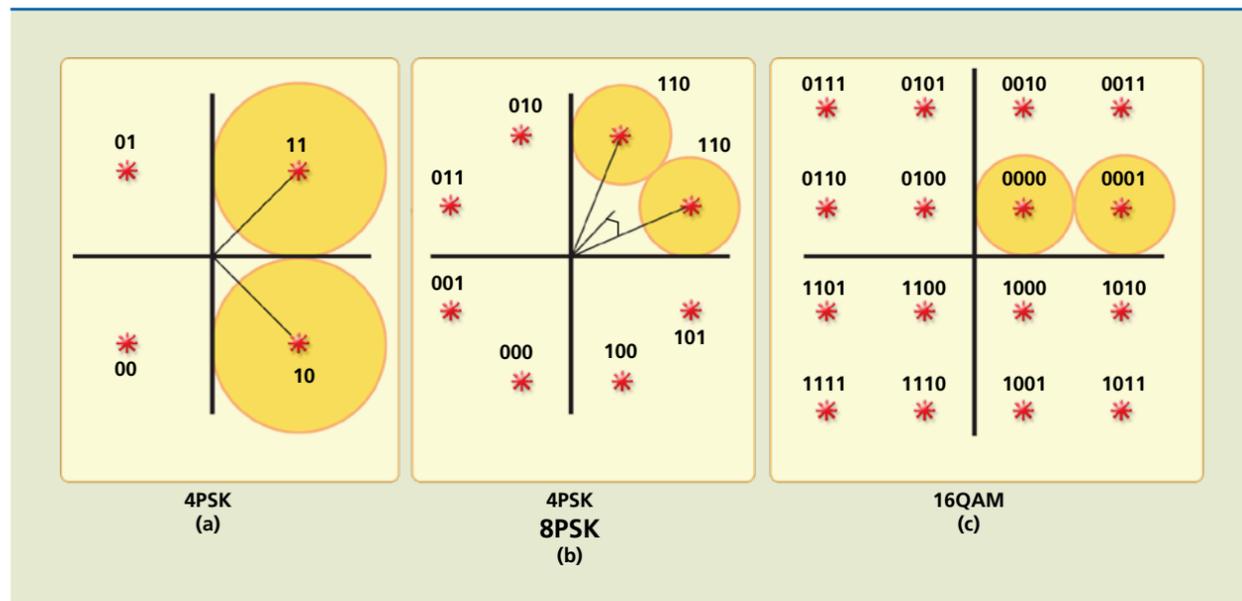


4.4.10 Erro na codificação Gray

O erro na transmissão digital se dá quando, por adição de ruído, um dos pontos é deslocado para outra posição da constelação. Esse deslocamento nada mais é do que uma alteração na fase ou na amplitude dos fasores pertencentes às modulações do tipo PSK ou QAM. O erro de um símbolo, ou melhor, o deslocamento de um fasor, corresponde ao erro dos bits representados por esse símbolo.

A figura 4.45 mostra a constelação para alguns tipos de modulação.

Figura 4.45
Constelações para:
(a) 4 PSK,
(b) 8 PSK e
(c) 16 QAM.



Note que estão representados os círculos de indecisão que delimitam o campo de variação para o ruído introduzido na transmissão. Haverá erro de símbolo se as áreas delimitadas forem ultrapassadas.

O erro de símbolo, no entanto, corresponde ao erro de bits. Pela lógica, como há maior probabilidade de ocorrer erros entre símbolos adjacentes, é mais interessante que os moduladores/demoduladores sejam projetados de tal maneira que os símbolos adjacentes tenham diferença de apenas 1 bit entre si. Essa variação de apenas 1 bit de uma palavra binária (aqui representada pelo símbolo) é conhecida, como já vimos, por codificação GRAY e é a mais usada em qualquer tipo de modulador/demodulador digital.

A seguir, um resumo dos cálculos para obter a relação portadora/ruído (C/N).

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) \text{ para 2 PSK}$$

$$P_s = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{4N_0}}\right) \text{ para 4 PSK}$$

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{20N_0}}\right) \text{ para 16 QAM}$$

$$P_s = \frac{7}{4} \cdot \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{84N_0}}\right) \text{ para 64 QAM}$$

$$P_b = \frac{1}{\log_2 M} \cdot P_s$$

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \log_2 M$$

em que:

- P_s é a probabilidade de erro de símbolo;
- erfc , a *error function* (função de erro);
- P_b , a probabilidade de erro de bit;
- E_b/N_0 , a energia de bit/ruído no bit.

4.4.11 Dados para comparação entre sistemas de modulação

A escolha da técnica de modulação digital é influenciada pelo desempenho quanto a erro, características espectrais, complexidade de implementação e outros fatores peculiares à aplicação específica, como rádios digitais.

Pela análise aqui desenvolvida, observamos que os esquemas de modulação binários proporcionam bom desempenho quanto a erro e são de simples implementação, mas faltam a eles a eficiência de banda requerida para a maioria das aplicações práticas. Dessa maneira, em nosso estudo procuramos nos aprofundar em técnicas que apresentassem boa eficiência de banda.

Analisando o gráfico da taxa de erro de bit em função da relação C/N (figura 4.46), podemos concluir que, quanto maior for o nível de modulação, mais crítica se tornará a demodulação em relação ao ruído; no entanto, também ocorrerá maior eficiência de banda com o aumento do nível de modulação. Quando comparamos o 32 QAM com o 16 PSK, percebemos que essa consideração não é válida quanto a erro, pois os pontos da modulação 32 QAM não são bem posicionados (não estão mais longe uns dos outros) como os da modulação 16 PSK.

Na prática, para obter essas curvas, mede-se a TEB por potência recebida, o que levará ao mesmo formato e à mesma conclusão. As curvas da figura 4.46 são utilizadas apenas para efeito de comparação dos vários sistemas e/ou para o cálculo de sistemas.

