

## **SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS**

### **1. ELEMENTOS DA TEORIA DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES DIGITAIS**

#### **1.1 INFORMAÇÃO E MENSAGENS**

Claramente o conceito de informação é central para comunicações. Informação pode conter noções filosóficas que dificultam uma definição precisa. Para evitar essas dificuldades, ao invés de utilizar a palavra informação, pode-se utilizar a palavra mensagem, definida como a manifestação física da informação, produzida por uma fonte. O objetivo do sistema de comunicações é reproduzir no destino de forma aceitável uma réplica da mensagem gerada pela fonte.

Existem vários tipos de fontes de informação, incluindo máquinas e pessoas, de modo que as mensagens podem aparecer de várias formas. As mensagens podem ser analógicas ou digitais.

Algumas mensagens são elétricas. A maioria dos sistemas de comunicações possui transdutores na entrada e na saída. O transdutor de entrada converte a mensagem para um sinal elétrico, tensão ou corrente elétrica. Na saída, o sinal elétrico é convertido na forma desejada no destino.

#### **1.2 SINAIS**

##### **1.2.1 Sinais analógicos, discretos e digitais**

Os fenômenos físicos da natureza implicam transformação da matéria e são provocados pela energia presente nos elementos do ambiente. A energia pode se manifestar sob variadas formas ou tipos, como na ligação entre os componentes da matéria, pelo deslocamento do ar etc., classificadas como energia química, eólica, mecânica, elétrica etc. Independentemente da forma da energia, os fenômenos podem ser mensurados por grandezas físicas, utilizando-se unidades de medida convencionadas.

## Sinais analógicos

O comportamento das grandezas relacionadas aos fenômenos da natureza apresenta, na maioria deles, uma variação contínua de valores, além de ser definida em qualquer instante do tempo, em uma janela temporal de observação. A grandeza ( $x$ ) é uma função do tempo ( $t$ ), tal que  $x = f(t)$ , tal que em um intervalo crescente  $[x_0, x_1]$  é sempre possível determinar um valor  $X$  da grandeza,  $x_0 < X < x_1$ , assim como em uma janela temporal crescente  $[t_0, t_1]$  é sempre possível definir um instante  $T$ ,  $t_0 < T < t_1$ . Matematicamente esse conceito é o conceito de continuidade do sinal.

A função que representa matematicamente um fenômeno é chamada de sinal. Os sinais podem mudar de acordo com o instante de tempo em que o fenômeno é observado, podem variar de acordo com a posição em que ocorrem, assim por diante. O comportamento do sinal é dependente de uma variável de referência, chamada variável independente. Por esse motivo os sinais são variáveis dependentes. Interessa à nossa discussão especialmente a variação dos sinais de acordo com o tempo.

Sinais que apresentam continuidade dos valores de grandeza e continuidade no tempo de observação são chamados de sinais analógicos. Por exemplo, um termômetro de mercúrio com um bulbo possui uma régua contínua sobre a qual o mercúrio varia à medida que a temperatura ambiente flutua. A temperatura pode variar infinitamente entre dois valores quaisquer (isso não significa que seja possível medir essas variações), variação que se reflete na régua de mercúrio, assim como em qualquer instante do tempo. Tipicamente caracteriza-se um fenômeno cuja grandeza é analógica e que matematicamente pode ser definida pela expressão  $temperatura = f(tempo)$ , onde a temperatura é a variável dependente e o tempo é a variável independente.

A Figura 1 representa o comportamento geral dos sinais analógicos.

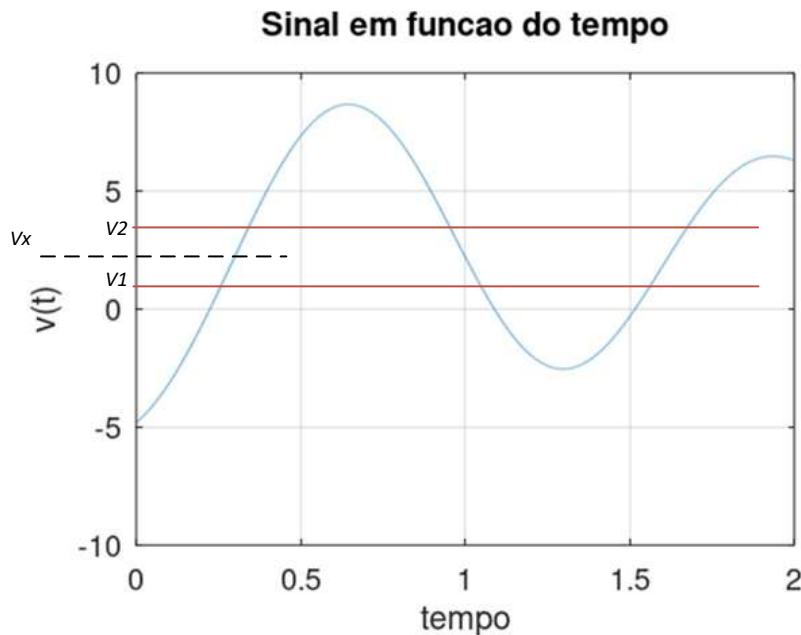


Figura 1 – Sinal analógico: continuidade na grandeza e no tempo

Embora o sinal  $V(t)$  esteja apresentado somente nos limites entre - 10 V e 10 V, no intervalo considerado entre dois valores quaisquer de tensão  $[V_1 \ V_2]$  sempre é possível definir um valor intermediário  $V_x$ .

#### Sinais discretos

A intensidade dos fenômenos da natureza, que são quantificados por grandezas físicas, pode ser estabelecida com a utilização de instrumentos. Os instrumentos são calibrados para apresentar a intensidade da grandeza utilizando uma unidade de medida e conforme uma escala adequada.

Embora as grandezas da natureza se comportem tipicamente de forma analógica, a medição nem sempre precisa refletir o comportamento contínuo no valor da grandeza medida, variável dependente, nem da variável independente de tempo. Voltando ao exemplo da temperatura, para algumas finalidades a medição da temperatura pode ser realizada, por exemplo, em intervalos de hora. Para outras finalidades pode ser necessário realizar a coleta de temperaturas em intervalos de poucos minutos. As variações de temperatura em intervalos de uma hora podem não ser significativas para uma aplicação, embora não sejam admitidas para outras. Isso significa que a descontinuidade pode ser admitida.

De forma similar, dependendo da aplicação pode-se admitir uma precisão maior ou menor do valor medido da grandeza física, o que caracteriza uma descontinuidade do sinal.

Os sinais que admitem descontinuidade do valor da medida de grandeza ou descontinuidade da variável independente em função da qual são observados são chamados sinais discretos. Os valores das medidas dos sinais podem ser considerados somente conforme  $N$  níveis discretos pré-definidos. Os sinais analógicos são aproximados a um dos níveis de acordo com uma regra qualquer. Esse processo é chamado de quantização do sinal. Obviamente, a quantização de um sinal analógico implica uma perda de informação.

A Figura 2 apresenta um sinal analógico  $S(t)$  e o apresenta após o processo de quantização  $S_q(t)$ .

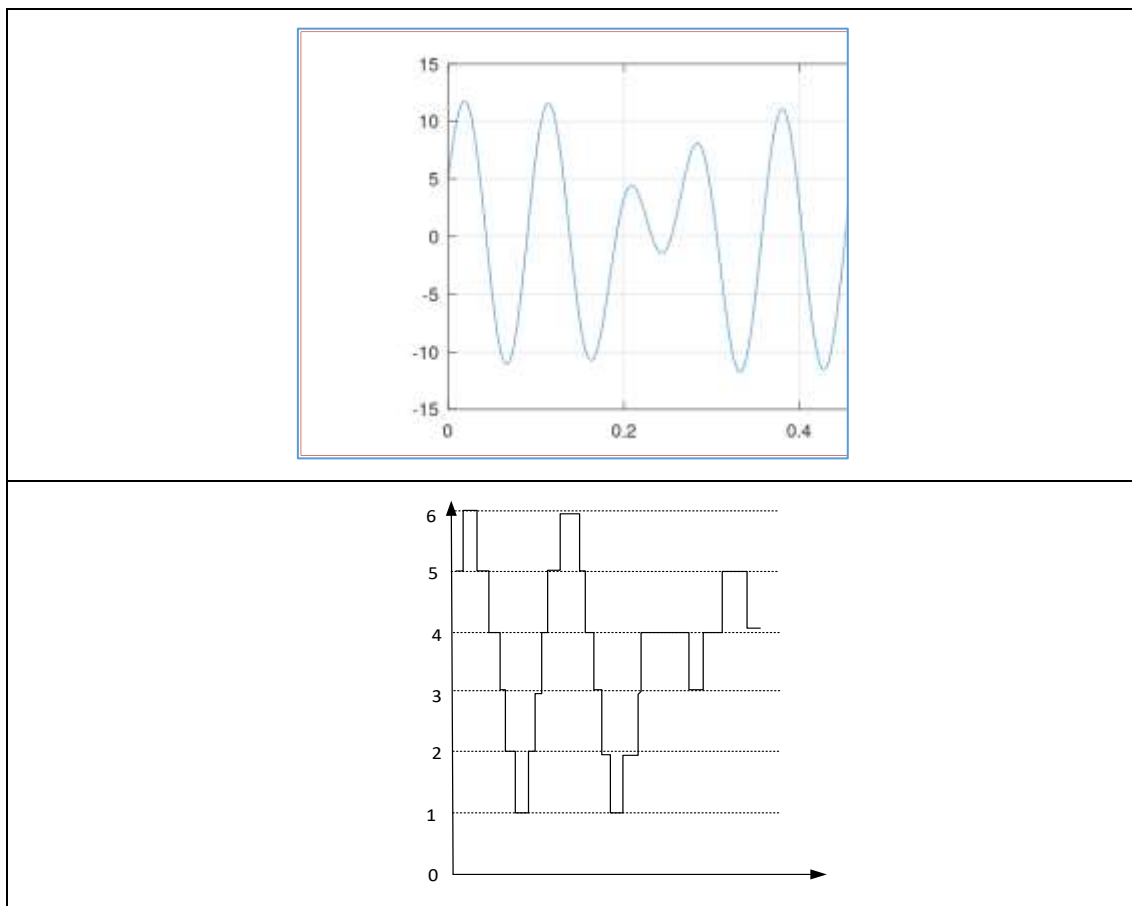


Figura 2 –  $S(t)$ , sinal analógico;  $S_q(t)$ , sinal quantizado

O sinal foi quantizado utilizando-se 7 níveis de aproximação, identificados de 0 a 6. O processo de quantização aproxima a medida da grandeza de  $S(t)$  ao

valor do nível superior mais próximo para determinar o nível  $S_q(t)$ . É evidente que o sinal perde em resolução. Dependendo da aplicação a resolução utilizada pode ser adequada ou não.

Pode-se estabelecer um código binário para representar os níveis de  $S_q(t)$ . O código deve possuir  $n$  bits, de modo que  $2^n \geq N$ . No exemplo utilizado, é evidente que são necessários pelo menos 3 bits para representar os 7 níveis. No exemplo, utilizando-se um código BCD (*Binary-Coded Decimal*) para representar cada nível de quantização, as palavras do código para representar  $S_q(t)$  seriam 000-001-010-011-100-101-110.

A discretização pode não se observar no valor da medida do sinal, mas no instante de observação, que pode não ser qualquer instante da linha do tempo, mas somente instantes específicos. Os sinais analógicos são representados pelo valor medido somente em instantes discretos de tempo. Por conveniência, os instantes são múltiplos de um intervalo fixo  $T=\Delta t$ . O processo de transformação do sinal analógico no sinal medido em intervalos múltiplos de  $\Delta t$  é chamado de amostragem do sinal. Assim como na quantização, a amostragem do sinal implica uma perda de resolução do comportamento real.

A Figura 3 apresenta um sinal analógico  $S(t)$  e o apresenta após o processo de amostragem  $S_A(t)$ .

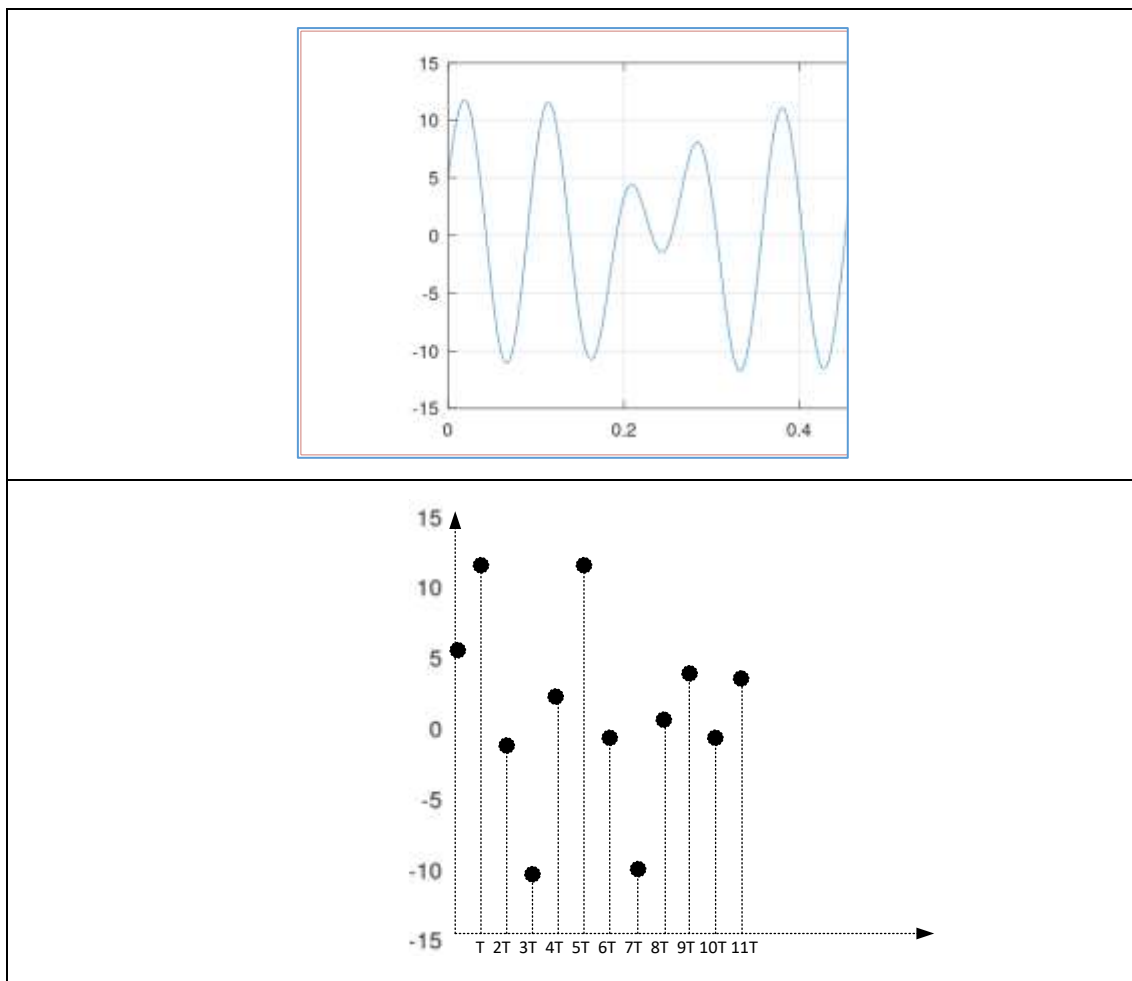


Figura 3 -  $S(t)$ , sinal analógico;  $S_A(t)$ , sinal amostrado

O intervalo regular de amostragem é chamado de período de amostragem ( $T_A$ ). A taxa de amostragem do sinal é o inverso do período de amostragem, logo dada pela relação  $f_A = 1/T_A$

Ora, como os instantes de amostragem são múltiplos de  $T_A$ , é fácil verificar que  $S_A(n.T_A) = S(t), t = n.T_A$ . Como o valor de  $T_A$  é constante, pode-se representar o sinal discreto no tempo, ou sinal amostrado, simplesmente em função de  $n$ , de modo que

$$S_A(n) = S(t), t = n.T_A$$

Assim como a quantização de um sinal analógico destrói parte da informação que contém, o processo de amostragem também subtrai informação do sinal. Pode-se estabelecer uma taxa ou frequência de amostragem adequada do sinal analógico em função das componentes de frequência do sinal, de modo a que sua representação discreta preserve a sua informação.

As componentes de frequência do sinal representam o comportamento das transições do sinal em um intervalo de tempo. Uma variação lenta implica baixa frequência, por outro lado transições muito rápidas implicam frequência elevada. Um sinal também pode ser representado pelo comportamento da variação de seus valores em um intervalo de tempo. O conjunto de frequências que compõem um sinal caracteriza o que se designa como sua banda de frequências ( $B$ ).

O teorema de *Nyquist* postula que um sinal  $S(t)$  com banda  $B$  pode ser amostrado sem perda de informações se

$$f_A \geq 2 \cdot B$$

### 1.2.2 Sinais digitais

O sinal digital é aquele que é quantizado e amostrado, em seguida codificado. Em cada intervalo da amostragem ( $T_A$ ), a palavra do código relativa ao nível do sinal analógico quantizado é apresentada. Em sucessivos intervalos de amostragem todos os bits são representados até que seja completado o tempo de observação do sinal. O processo indica a quantidade de bits do sinal no intervalo de tempo da observação, dada por,  $\frac{n}{T_A} = n \cdot f_A$ , onde  $n$  é o número de bits do código,  $T_A$  é o período de amostragem e  $f_A$  é a frequência de amostragem.

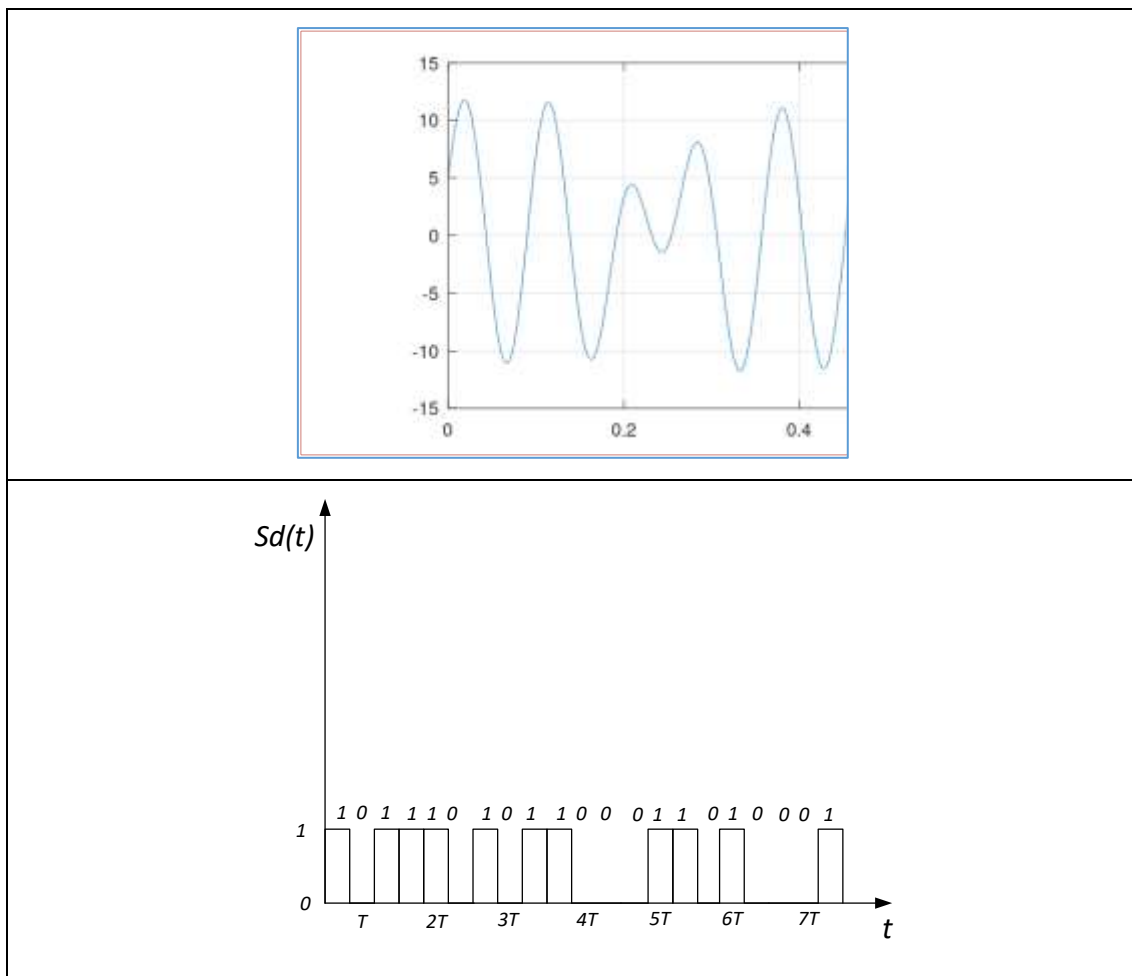


Figura 4 -  $S(t)$ , sinal analógico;  $S_d(t)$ , sinal digital

### Sinais senoidais

Os sinais senoidais são muito comuns nos circuitos eletrônicos. Descrevem vários fenômenos da natureza bem como propriedades de circuitos lineares. Matematicamente, a tensão senoidal pode ser representada por

$$V(t) = A \cdot \text{sen}(2\pi f_0 t - \phi) = A \cdot \text{sen}(w_0 t - \phi)$$

, onde  $A$  representa a amplitude do sinal,  $f_0$  representa a frequência fundamental, medida em ciclos por segundo (ou Hertz),  $w_0 = 2\pi f_0$ , representa a frequência fundamental angular e  $\phi$  representa o atraso inicial do sinal – em radianos.



Os parâmetros de sinais senoidais estão apresentados na Figura 5.

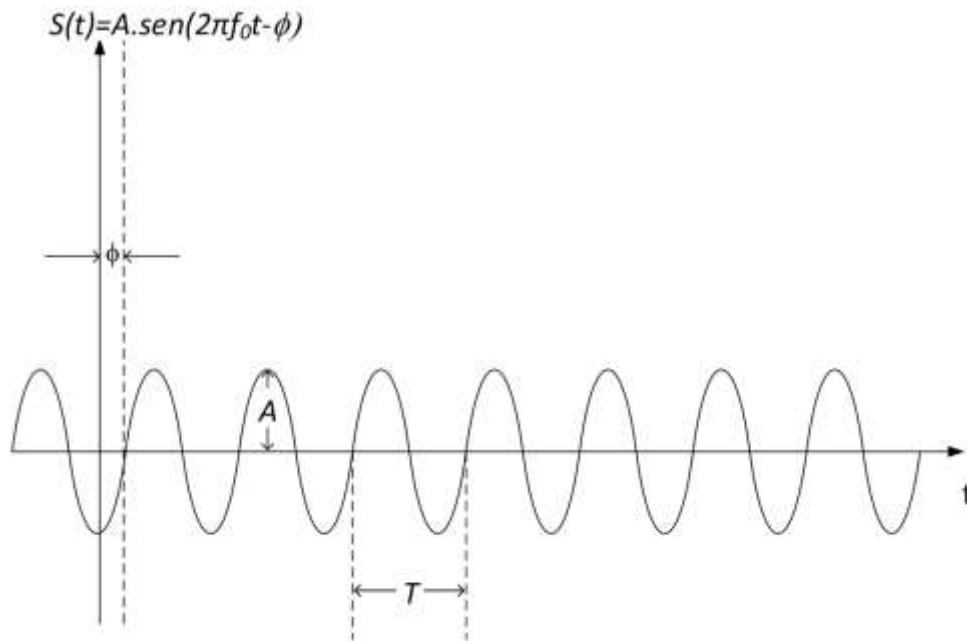


Figura 5 – Parâmetros de sinal senoidal

O uso dos parâmetros permite caracterizar plenamente um sinal senoidal em função da sua amplitude na frequência fundamental. A Figura 6 apresenta a caracterização da amplitude do sinal  $V(t) = 15\sin(2\pi 60 - \frac{\pi}{5})$  em função da frequência.

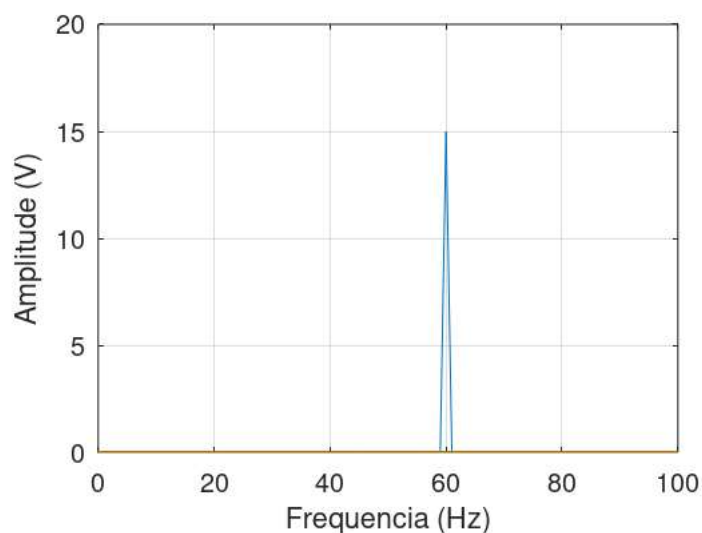


Figura 6 – Amplitude da representação de  $V(t)=15\sin(2\pi 60-\pi/5)$

Observe que a amplitude  $A=15$  é apresentada na frequência fundamental de  $f_0=60$  Hz. Nas demais frequências a amplitude é nula.

Uma propriedade especial do sinal senoidal é seu comportamento periódico ao longo do tempo. Um sinal é periódico em relação ao tempo ( $t$ ) se o seu domínio contiver  $t+T$ , tal que  $V(t) = V(t + T)$ , onde  $T$  é o período da função  $V(t)$ , portanto intervalo de tempo durante o qual a função repete seu comportamento.

A transição do comportamento de  $V(t)$  com o tempo, ou seja, sua frequência, satisfaz a relação  $f_0 = 1/T$ .

Os sinais senoidais também são comumente caracterizados por outros parâmetros, como a amplitude pico a pico, que corresponde à variação entre o valor de amplitude do ciclo negativo à amplitude do ciclo positivo, amplitude pico a pico ( $V_{pp}$ ). Nesse caso,  $V_{pp} = 2 \cdot A$ , onde  $A$  é a amplitude do sinal.

Em muitas circunstâncias, trabalha-se com a amplitude da raiz média quadrada (RMS), obtida por  $V_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} A$ .

Os circuitos lineares alimentados por um sinal senoidal respondem também com um sinal senoidal, de mesma frequência, porém com fase e amplitude alterada. Além disso, a linearidade assegura que os circuitos lineares alimentados por vários sinais senoidais de entrada  $X_1, X_2, \dots, X_n$  apresenta uma resposta igual à soma das saídas individuais  $Y_1, Y_2, \dots, Y_n$ , tal que  $Y_i$  é resposta à entrada  $X_i$ . Matematicamente,  $Y(t) = Y_1(t) + Y_2(t) + \dots + Y_n(t)$ , onde  $Y_i$  é resposta à entrada  $X_i$ .

### 1.2.3 Representação de sinais periódicos: série de Fourier

Todo sinal periódico pode ser representado como uma soma de sinais senoidais, definida pela expressão

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)]$$

, onde  $a_0$  é o valor médio da função,  $a_n$  e  $b_n$  são os coeficientes da série de Fourier.

Os coeficientes da série de Fourier podem ser definidos pelas expressões, para  $t=1, 2, \dots$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T V(t) \cos(nw_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T V(t) \sin(nw_0 t) dt$$

A expressão da série de Fourier pode ser apresentada de forma compacta por

$$S(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(nw_0 t + \theta_n) \quad (1)$$

, onde  $C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$  e  $\theta_n = -\arctan\left(\frac{b_n}{a_n}\right)$ ,  $n=1,2,\dots$

Analisando a expressão da série de Fourier na sua forma compacta, fica evidenciado que qualquer sinal periódico contém um valor constante  $C_0$ , que independe da variação de frequência, chamado de componente DC.

Os termos da série dependentes da variação em frequência,  $n.w_0$ , possuem o valor mais baixo para  $n=1$ . Essa é a chamada frequência fundamental  $w_0$  (frequência angular obviamente). As frequências múltiplas da frequência fundamental são chamadas de harmônicos.

A Figura 7 apresenta a representação do comportamento do sinal periódico  $S(t)$  em uma janela de observação de 1 segundo. Apresenta também a representação da amplitude do sinal em função da frequência,  $|S(f)|$ .

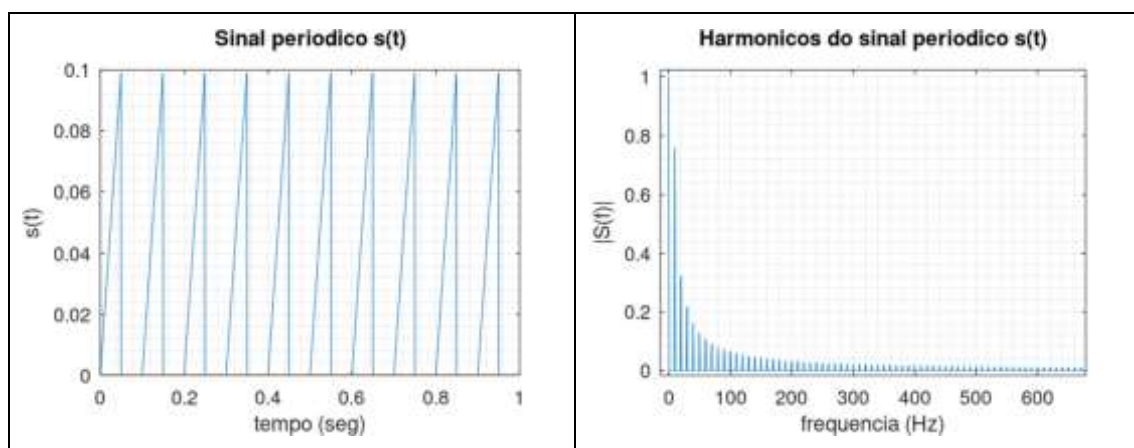


Figura 7 – (a) Sinal periódico  $S(t)$  (b) Amplitude de  $S(f)$

A figura evidencia que há um decaimento da amplitude do sinal nos harmônicos de mais alto valor. A análise desse comportamento é muito útil para a eletrônica, a fim de projetar os circuitos, de modo a explorar as propriedades

do sinal não somente no domínio do tempo, mas também explorá-las no domínio da frequência.

#### 1.2.4 Representação de sinais não periódicos: transformada de Fourier

A representação em série de Fourier é útil para qualquer tipo de sinal, desde que se queira sua representação apenas no intervalo de 0 a  $T$ . Todo sinal arbitrário  $S(t)$  pode ser representado por uma combinação linear de funções exponenciais em um intervalo  $T$  por  $S(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} F_n e^{-jnw_0 t}$ , onde  $F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) e^{-jnw_0 t} dt$ ,  $n=1, 2, \dots$

A expressão da fórmula é apenas uma maneira diferente de expressar a série de Fourier utilizando a exponencial complexa  $e^{j\omega t}$ . O termo  $F_n$  expressa a amplitude espectral (da frequência) associada a cada componente de frequência  $nw_0$ . Matematicamente, pode-se definir que quando o intervalo de observação de um sinal de qualquer natureza tende a infinito, o comportamento espectral – ou seja, no domínio da frequência –, pode ser definido pela expressão  $F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt$ , chamada de Transformada de Fourier, também chamada de integral de Fourier, cuja representação simplificada é  $\mathfrak{F}[S(t)] = F(\omega)$ .

Assim, a observação do comportamento espectral de um sinal, isto é, como varia de acordo com as frequências que o compõem, pode ser aplicada tanto a sinais periódicos quanto a sinais não periódicos.

A Transformada de Fourier possui algumas propriedades úteis à análise de sinais no domínio da frequência:

a. **Linearidade:**

$$\alpha x(t) = \alpha y(t), \text{ onde } y(t) = f[x(t)]$$

$$f(x_1) = y_1, f(x_2) = y_2 \rightarrow f(x_1 + x_2) = y_1 + y_2$$

b. **Escalação:** o sinal comprimido no tempo se expande em frequência

c. **Simetria nas funções pares:**

$$\mathfrak{F}[x(t)] = X(f), \mathfrak{F}\{\mathfrak{F}[x(t)]\} = x(t)$$

d. **Deslocamento em t de  $t_0$ :** implica deslocamento em f de  $\omega_0 t_0$

e. **Deslocamento em w de w0:** implica atraso em t de  $t.w0$

Algumas transformadas de Fourier são muito utilizados na eletrônica porque apresentam características que as tornam úteis à análise de circuitos.

Sinal pulso retangular

O pulso retangular pode ser definido por

$$p(t) = \begin{cases} A, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & T < t \end{cases}$$

, onde T é a largura do pulso.

A Figura 8 apresenta um exemplo de pulso retangular, a partir da origem  $t=0$ . O sinal pode ser deslocado no tempo, atrasado de  $\Delta t$ . A correspondente transformada de Fourier, conforme a propriedade c, será deslocada em frequência.

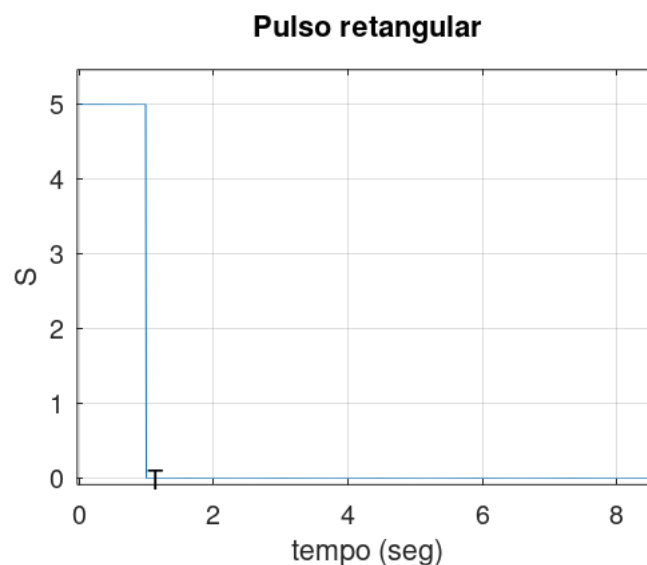


Figura 8 – Pulso retangular  $p(t)$

A figura apresenta a Transformada de Fourier do sinal pulso retangular. O sinal obtido é intitulado função sinc(x), definida por  $\text{sinc}(x) = \text{sen}(x)/x$ . A Transformada do pulso retangular é dada por  $\mathfrak{F}[p(t)] = P(w) = A.T \frac{\text{sen}(wT)}{2}$ .

Observe que a largura do primeiro zero da função é dada pela frequência igual ao inverso da duração do pulso ( $1/T$ ). Os demais zeros são observados em múltiplos da frequência fundamental.

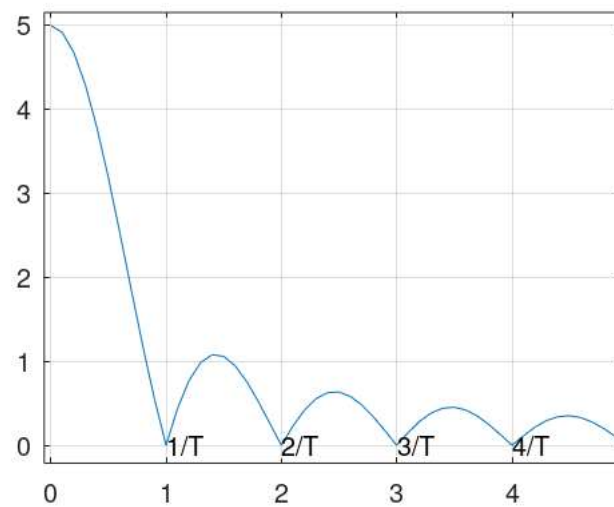


Figura 9 – Transformada de Fourier do pulso retangular

Analisando a expressão, não é difícil verificar que quando a largura do pulso tende a 0 seg, o primeiro zero da transformada do sinal tende a infinito, ou seja, a resposta de frequência tende a ser constante.

A Figura 10 apresenta três pulso retangulares com diferentes larguras.

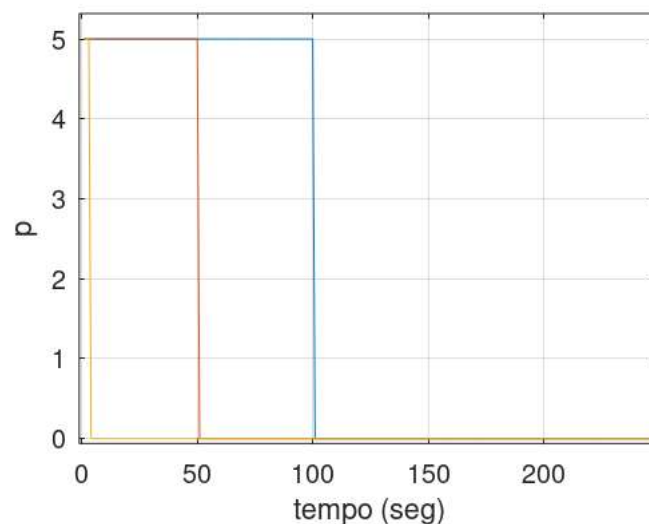


Figura 10 – Pulsos retangulares com larguras  $T_2 > T_1 > T_0$

A Transformada de Fourier do sinal de pulso de largura  $T_0$  tem comportamento espectral cuja frequência fundamental é maior do que a frequência dos demais sinais. A Figura 11 apresenta as respostas no domínio da frequência de cada um dos pulsos.

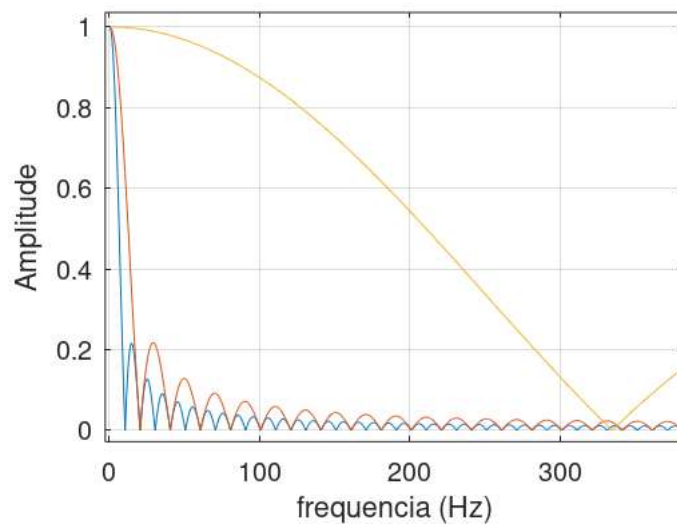


Figura 11 – Transformada de Fourier de pulsos retangulares com diferentes larguras

No limite, a função delta de Dirac,  $\delta(t)$ , definida por

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}$$

Tem a resposta de frequência igual a

$$S(f) = 1$$

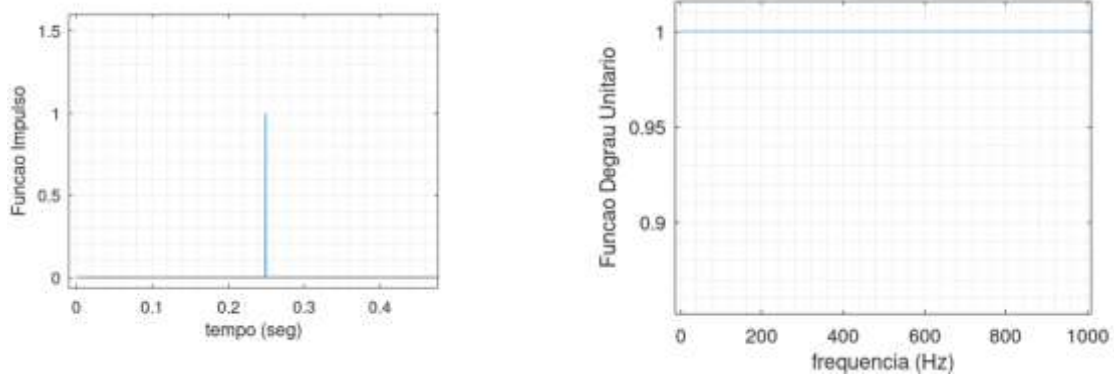


Figura 12 – Função delta de Dirac,  $\delta(t)$  e sua resposta de frequência constante

A transformada de  $\delta(t)$  é chamada de degrau unitário. O significado da resposta é que  $\delta(t)$  apresenta componentes de frequência em todo o espectro com mesma amplitude.

### 1.2.5 Energia – Teorema de Parseval, média e potência de sinais

Para um sinal  $S(t)$  a energia associada é dada por  $E = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t)dt$  e pode ser calculada pela fórmula  $E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(w)|^2 dw$ . Para um sinal real  $S(t)$  pode-se demonstrar que os sinais  $S(t)$  e  $S(t-\tau)$  possuem a mesma energia.

A média de um sinal real  $S(t)$  é dada por  $\bar{S}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t)dt$ .

A potência média do sinal é dada por  $\bar{P}_S = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S^2(t)dt$ . É comum a utilização de potência em decibéis (dB), dada por  $(\bar{P}_S)_{dB} = 10 \log(\bar{P}_S)$ . A potência é formada por uma componente DC, devido ao valor não nulo do componente do sinal e uma componente AC, dadas por

$$\bar{P}_{DC} = [\bar{S}(t)]^2 \text{ e } \bar{P}_{AC} = \bar{P}_S - \bar{P}_{DC}.$$

### 1.3 Transdutores e sistema de comunicações

Boa parte dos sinais que precisam ser tratados se originam de fenômenos cuja energia não é elétrica. Por exemplo, os sons de um modo geral, imagens etc. Os sinais que se apresentam em outras formas de energia  $S(t)$  passam por dispositivos chamados de transdutores, que convertem uma forma de energia em outra. Os sinais são equivalentes, embora se manifestem em um tipo diferente de energia. São exemplos de transdutores muito comuns os microfones e as câmeras de vídeo. O sinal  $S_{in}(t)$  é o sinal de entrada no sistema de comunicações, após passar pelo transdutor, tipicamente variante no tempo e analógico. A figura apresenta um sinal de voz captado por microfone.



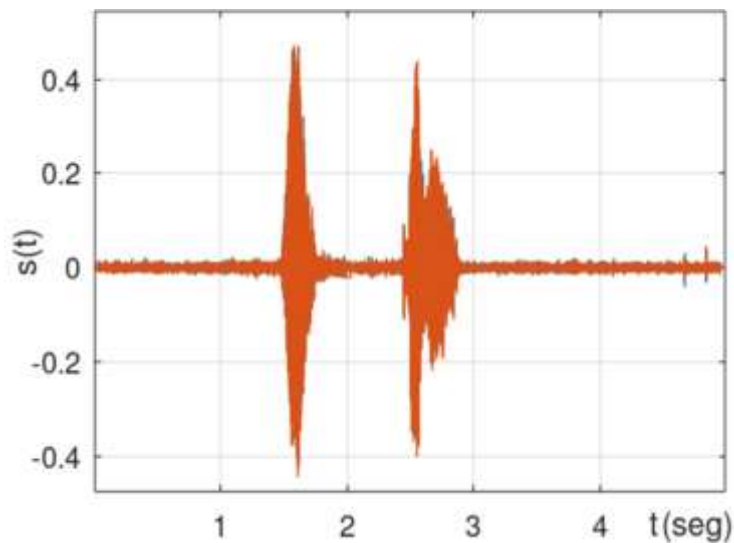


Figura 13 – Sinal analógico elétrico de áudio captado por microfone

O sinal analógico  $S_{in}(t)$  pode ser digitalizado ou não. O sistema de comunicações transformará o sinal de entrada, produzindo o sinal de saída  $S_{out}(t)$ , o qual passará por um transdutor de saída antes de ser entregue ao destino.

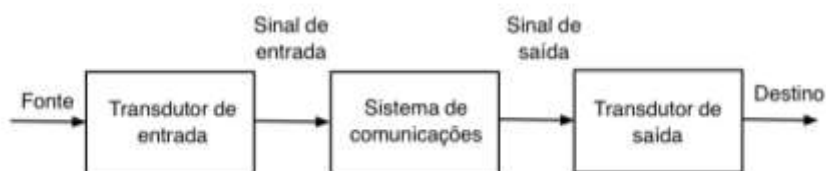


Figura 14 – Sistema Fonte-Sistema de Comunicações-Destino

### 1.3.1 Visão de alto nível do sistema de comunicações

A visão de mais alto nível do sistema de comunicações compreende o transmissor, o canal de comunicações e o receptor. O transmissor processa o sinal de entrada utilizando componentes eletrônicos, gerando um sinal transmitido  $S_{tx}(t)$ . O sinal transmitido é modificado pelo canal de comunicações e processado pelo receptor para ser entregue no destino.



Figura 15 – Visão de alto nível do sistema de comunicações

O transmissor processa a entrada para produzir o sinal transmitido condicionado para o canal de comunicações. O processamento do sinal para a transmissão quase sempre envolve filtragem, modulação e codificação.

O canal de comunicações é o meio elétrico que estabelece a ponte na distância entre a fonte e o destino. Pode ser um par trançado, cabo coaxial ou o espaço aéreo.

O receptor opera sobre o sinal recebido, em preparação para entregar o sinal ao transdutor de saída. A operação de recepção inclui amplificação, para compensar as perdas na transmissão, demodulação e decodificação. A filtragem também é uma importante função que geralmente está incluída no receptor.

Vários efeitos indesejados modificam o sinal durante a transmissão. A atenuação reduz a potência do sinal transmitido. Outras perturbações são: distorção, interferência e ruído. Embora a contaminação possa ocorrer em qualquer ponto, a convenção padrão é modelar esses efeitos no canal de comunicações.

Distorção é a perturbação da forma de onda causada pela resposta imperfeita do sistema em relação ao sinal desejado. Diferentemente da interferência e do ruído, a distorção desaparece quando o sinal é desligado. Se o canal tem uma resposta de distorção linear, então a distorção pode ser corrigida, ou reduzida, com a ajuda de filtros especiais chamados equalizadores.

Interferência é a contaminação por sinais externos provocada por fontes humanas – outros transmissores, linhas de potência e maquinaria etc. Interferência quase sempre ocorre em sistemas de rádio. Interferência de radiofrequência (RF) também aparece em cabos por efeito de radiação. Filtragem adequada pode remover interferências que ocupam bandas diferentes do sinal desejado.

Ruídos são sinais elétricos aleatórios e imprevisíveis produzidos por processos naturais internos e externos ao sistema. Quando variações aleatórias se sobrepõem ao sinal que contém informação, a mensagem pode ser parcialmente corrompida ou totalmente mascarada. O ruído constitui uma limitação fundamental do sistema.

O sistema pode admitir a transmissão em um sentido, chamada de *simplex*; transmissão em ambos os sentidos, ao mesmo tempo, chamada de *duplex* ou *full-duplex*; e transmissão em ambos os sentidos, em cada instante de tempo, chamada de *half-duplex*.

Nas comunicações existem duas limitações físicas fundamentais: largura de banda e ruído. São inerentes ao sinal que transporta a mensagem e ao canal de comunicações. O conceito de largura de banda se aplica aos sinais e sistemas. Quando o sinal varia rapidamente com o tempo, as frequências que o compõem são ampliadas ou o espectro de frequências é largo. Similarmente, a capacidade do canal acompanhar as variações do sinal reflete-se na sua resposta em frequências ou largura de banda do canal. Consequentemente, o canal de comunicações possui uma largura de banda limitada  $B$ , que limita a variação do sinal.

O ruído estabelece uma segunda limitação na transmissão da informação. O ruído é inevitável. O movimento aleatório das cargas elétricas gera uma corrente ou tensão aleatórias, chamadas de ruído térmico. A medida do ruído em relação à informação é definida pela razão sinal ruído  $S/N$ . O ruído térmico é ordinariamente muito pequeno e imperceptível normalmente, no entanto em baixos valores de razão sinal ruído o problema pode se tornar muito severo.

Considerando essas limitações físicas, *Shannon* estabeleceu que a taxa de transmissão da informação, em bits por segundo, não pode exceder a capacidade do canal, dada por

$$C = B \cdot \log\left(1 + \frac{S}{N}\right)$$

, onde B é a banda do canal, em Hertz, e S/N é a razão da potência média do sinal pela potência média do ruído.

### 1.3.2 Visão detalhada do sistema de comunicações

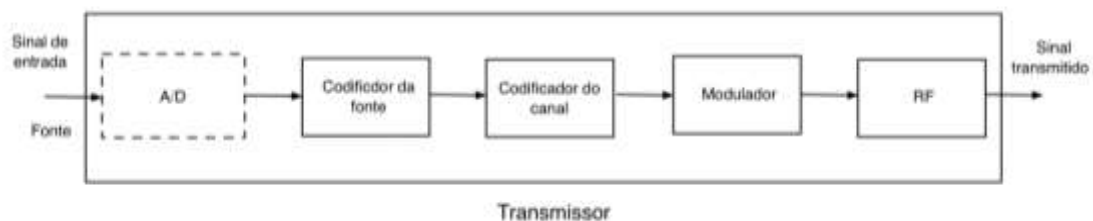


Figura 16 – Diagrama em blocos do transmissor

A fonte gera mensagens que têm a forma de funções contínuas de tempo ou são fluxos de símbolos discretos. Um exemplo de mensagem contínua em o tempo é uma forma de onda que caracteriza a fala humana. Neste caso, para enviar tal mensagens através do sistema de comunicação digital, o sinal de voz contínuo deve ser discretizada no tempo e suas amostras devem ser quantizadas.

Para cumprir este requisito, um conversor analógico-digital (A/D) amostra o sinal analógico na frequência de amostragem  $f_A$  e um bloco binário determinado pela amplitude da amostra é atribuído a cada amostra. Tal uma operação é realizada, por exemplo, pelo codificador PCM (*Pulse Code Modulation*) na telefonia padrão.

O codificador PCM amostra o sinal analógico do microfone na frequência  $f_A = 8 \text{ kHz}$  e atribui sequências de 8 bits a cada amostra, usando um padrão não linear. Devido à quantização realizada com a precisão selecionada, uma certa parte da informação contida no sinal amostrado é perdida. No caso de sinais de voz, um quantizador não linear que atribui sequências para as amostras de sinal

podem ser consideradas como um codificador de fonte. A amostra pode ser de 8 bits leva em consideração as propriedades dinâmicas do ouvido humano.

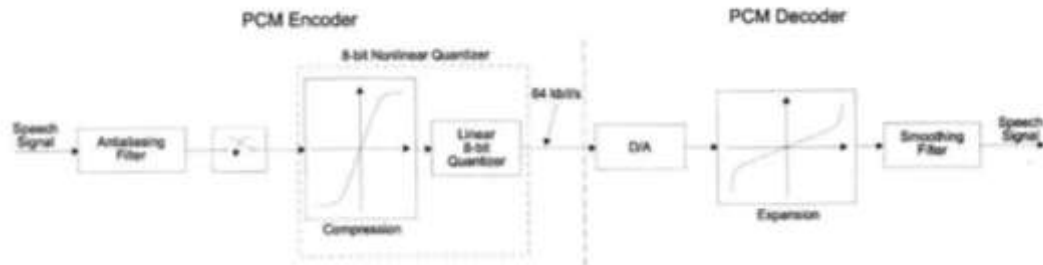


Figura 17 – Codificador PCM

O codificador PCM consiste em um filtro *anti-aliasing*, um amostrador e um quantizador não uniforme. O filtro *anti-aliasing* limita a largura de banda do sinal de entrada a tal frequência que é no máximo metade da frequência de amostragem  $f_A$ . Na prática, o filtro *anti-aliasing* corta fora da largura de banda acima de 4 kHz e o amostrador pega as amostras do sinal de entrada na frequência de 8 kHz.

O quantizador não uniforme pode ser teoricamente decomposto em um circuito de compressão de sinal sem memória não linear e um quantizador linear. A característica do circuito não linear é padronizada pelas recomendações ITU-T e é descrito pela fórmula

$$f(x) = \begin{cases} \frac{A \cdot x}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq 1/A \\ \frac{1 + \ln A \cdot x}{1 + \ln A}, & 1/A \leq x \leq 1 \end{cases}$$

, onde para o quantizador de 8 bits a constante  $A = 87,6$ . Considerando a a frequência de amostragem de 8 kHz e a codificação de 8 bits, a taxa de dados do fluxo binário resultante é de 64 kbit/s. Note que para pequenas amplitudes de sinal a característica é linear e para as amplitudes superiores ao limiar  $1/A$  é logarítmica.

A codificação de voz PCM é usada em algumas soluções iniciais de links sem fio, substituindo um *loop* de assinante. De outra forma é raramente usado devido à baixa eficiência espectral da representação do sinal de voz no formato

de um fluxo binário de 64 kbit/s em comparação com o sinal de voz representado pela modulação FM analógica.

Um exemplo de uma fonte de mensagens discretas é um terminal de computador. Pode-se considerar os caracteres alfanuméricos gerados pelo terminal como as mensagens de origem. Eles são geralmente representados por blocos de 8 bits de acordo com o alfabeto ASCII amplamente utilizado. Embora muito popular, o alfabeto ASCII não é uma representação eficiente dos caracteres alfanuméricos. Alguns caracteres ocorrem com muita frequência, os outros têm baixa taxa de ocorrência. Um bom codificador de fonte ajusta o comprimento das sequências binárias às propriedades estatísticas da origem da mensagem. Cada vez mais frequentemente, a compressão de dados é aplicada, o que permite a representação eficiente das mensagens geradas pela fonte.

Para a transmissão ser eficiente e confiável o transmissor precisa ainda realizar operações de codificação do canal e modulação. A codificação é uma operação de processamento de símbolos para melhorar a comunicação quando a informação é digital ou pode ser aproximada na forma de símbolos discretos. Transforma uma mensagem digital em uma nova sequência de símbolos.

Um modulador é um bloco que gera um sinal (uma onda portadora), cujos parâmetros como frequência, amplitude e/ou fase são funções do sinal aplicado à sua entrada. Como resultado da modulação, o sinal que transporta a informação é colocado na parte apropriada do espectro, com propriedades espectrais adequadas para ser encaminhada pelo canal de comunicações. Esta é uma característica muito importante em sistemas de comunicação móvel. As características espectrais do sinal modulado devem minimizar a distorção dos sinais transmitidos por usuários na vizinhança do espectro. Devem também garantir o maior número possível de usuários na faixa de frequência atribuída. O espectro eletromagnético é um recurso valioso e limitado.

Muitos sistemas modernos operam com comunicações móveis e novos serviços são oferecidos a cada dia no mercado. Novos equipamentos e sistemas trabalhando em faixas de frequência cada vez mais altas requerem técnicas de modulação cada vez mais sofisticadas. A distribuição do espectro eletromagnético entre os sistemas de rádio é objeto de negociações e acordos.

A modulação envolve duas formas de onda: o sinal modulante, que representa a mensagem; e a portadora que ajusta o sinal modulante para ser transmitido. O modulador altera sistematicamente a onda portadora com as variações do sinal modulante, ou seja, com as variações da mensagem. A onda modulada transporta a informação da mensagem. A modulação deve ser, em princípio, uma operação reversível, executada na demodulação.

Existem vários benefícios para a comunicação quando o transmissor modula a mensagem: (1) assegurar a transmissão eficiente; (2) superar as limitações de hardware; (3) reduzir ruído e interferência; (4) definir a frequência; (5) multiplexação de sinais.

#### 1. Assegurar transmissão eficiente

A transmissão de sinais sobre distâncias longas sempre envolve ondas eletromagnéticas, com ou sem meios confinados para guiá-las. A eficiência de qualquer método de transmissão depende da frequência do sinal a ser transmitido. A transmissão depende de antenas cujas dimensões precisam ter pelo menos  $1/10$  do comprimento de onda do sinal. A modulação permite utilizar antenas com dimensões razoáveis. O comprimento de onda é definido pela relação  $\lambda = c/f$ , onde  $c$  é a velocidade da luz no vácuo (300.000 km/seg) e  $f$  é a frequência da onda.

#### 2. Superar as limitações de hardware

O projeto de um sistema de comunicações pode ser limitado pelo custo e pela disponibilidade de hardware, cujo desempenho depende da frequência envolvida. A modulação permite que o projetista posicione o sinal que evita as limitações de hardware. Uma questão particular se refere à largura de banda fracional, definida como a banda absoluta dividida pelo centro da frequência ( $\Delta f = B/f_c$ ). Os custos e as complicações de implementação são minimizados se a banda fracional é colocada entre 1 a 10%.

#### 3. Reduzir ruído e interferência

Uma maneira de reduzir o ruído e a interferência é aumentar a potência do sinal para blindar a contaminação. Entretanto, aumentar a potência é caro e pode prejudicar o equipamento. Uma alternativa é aplicar algum método de modulação. Essa propriedade é chamada de redução de ruído em banda larga

porque requer que a largura de banda seja muito maior do que a largura de banda do sinal modulante. Modulação em banda larga permite que o projetista amplie a largura de banda para reduzir o ganho de potência aplicado sobre o sinal modulante.

#### 4. Definir a frequência de transmissão

Quando o usuário sintoniza o rádio está selecionando um dentre os vários sinais recebidos em um instante. Cada estação transmite em uma onda portadora de frequência específica. A estação desejada é separada das demais por filtragem.

#### 5. Multiplexação de sinais

A modulação proporciona a transmissão de vários sinais modulantes em uma onda portadora. No destino, um circuito de demultiplexação permite regenerar cada um dos sinais.

O acesso múltiplo ao meio de transmissão é um assunto intimamente relacionado ao canal propriedades e as modulações aplicadas. O acesso múltiplo pode ser realizado por diferentes métodos. A primeira é a divisão do espectro atribuído ao sistema em um certo número de sub-bandas que são usadas por usuários diferentes (principalmente, apenas se forem ativo). Esse tipo de acesso ao canal é chamado de Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência (FDMA). Em outra abordagem, os usuários compartilham o mesmo espectro, mas dividem o tempo entre eles. Essa abordagem é chamada de Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (TDMA). Os usuários também podem gerar sinais que ocupam toda a largura de banda e tempo do sistema; no entanto, devido à aplicação de sequências de sinal específicas (sequências de código) exclusivamente caracterizando cada usuário, o receptor é capaz de extrair o sinal do usuário selecionado da soma dos sinais emitidos por diferentes usuários. Este método de acesso é chamado de Código Acesso Múltiplo por Divisão (CDMA). Combinações dos três múltiplos acima mencionados métodos de acesso são possíveis.

A codificação de canal é justamente o processo através do qual a redundância anteriormente citada é adicionada à informação de modo a permitir a detecção e correção de erros. O termo “redundância controlada” está



relacionado à restrição das possíveis sequências de bits de informação na recepção. Dependendo do número de bits adicionados, os códigos de canal podem permitir a correção de erros na transmissão ou somente a detecção dos erros ocorridos. Ambos têm como objetivo minimizar o erro de decisão sobre os bits transmitidos. Existem duas grandes famílias de códigos detectores e corretores de erros: os códigos de bloco e os convolucionais. Existem vários algoritmos de codificação/decodificação para códigos de bloco e convolucionais.

A codificação de bloco atribui a cada bloco de  $n$  bits de informação uma palavra código com  $k$  bits codificados,  $k > n$ . Um código assim formado é descrito na literatura como código de bloco  $(n,k)$ , sendo que a relação entre o número de bits de um bloco de informação e o número de bits da palavra código correspondente,  $n/k$ , é denominada taxa do código. De maneira geral, quanto menor a taxa de um código, maior a sua capacidade de detecção e correção de erros.

A aplicação da codificação *Forward Error Correction* (FEC) ou *Error Detection* é um dos meios mais importantes para garantir a confiabilidade da transmissão digital. Primeiro, vamos considerar modelos de canal simples representando todo o sistema contido entre o canal codificador e decodificador.

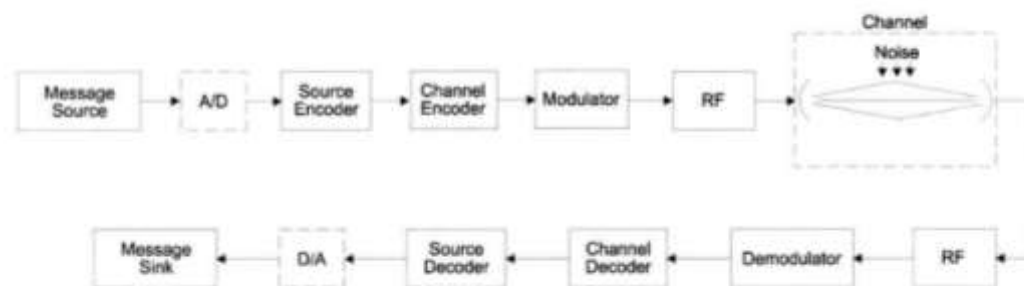
A outra família de códigos se refere aos convolucionais. Nesse tipo de codificação uma sequência contínua de bits de informação, com tamanho variável, é mapeada em uma sequência também contínua de bits codificados. Um codificador convolucional é dito com memória, pois um determinado bit codificado depende de um ou mais bits de informação anteriores combinados linearmente.

O bloco RF opera na faixa de frequências de rádio e amplifica o sinal de rádio ao nível requerido. A largura de banda do sinal depende da modulação selecionada e o método de acesso múltiplo aplicado. Uma limitação frequentemente encontrada para o amplificador de RF aplicado em um sistema de comunicação móvel é o seu consumo de energia. Por exemplo, um telefone celular deve utilizar o mínimo de energia possível para prolongar o tempo entre a recarga subsequente da bateria. Por esta razão, o amplificador de RF deve ter grande dinâmica e deve funcionar na faixa não linear de suas características.

Este fato tem sérias implicações para a escolha das modulações digitais aplicadas na sistemas de comunicação móvel. Até agora, principalmente modulações digitais, caracterizadas por uma onda envelope constante ou de baixa dinâmica, foram aplicados a fim de minimizar a não linearidade distorções causadas pelas características do amplificador de RF. Em sistemas de comunicação móvel, o transmissor emite o sinal para o espaço usando a antena. As propriedades do canal dependem fortemente do tipo de transmissor e antenas receptoras, em particular em sua diretividade e ganhos. Os parâmetros da antena determinam o alcance do sistema e seu desempenho.

#### Visão completa do sistema de comunicações

A visão inteira do sistema de comunicações contempla o canal de comunicações e o receptor. O canal de comunicações contempla os efeitos indesejados como distorção, interferência e ruído.



*Figura 18 – Visão detalhada do sistema de comunicações*

Os processos executados no receptor são combinados com aqueles que ocorrem no transmissor. Após amplificação e filtragem no *front-end* de RF, o sinal recebido é demodulado. O último processo depende fortemente da modulação digital aplicada e das propriedades do canal. O custo aceitável do receptor também tem impacto no tipo de demodulador aplicado. Em geral, o demodulador extrai o pulso sequência do sinal modulado recebido da parte de RF. Com base nesses pulsos, o detector toma as decisões sobre os símbolos de dados transmitidos e transforma em sequências binárias.

O decodificador de canal, usando os bits redundantes introduzidos pelo codificador de canal e às vezes aplicando informações adicionais sobre a confiabilidade dos símbolos recebidos, tenta encontrar a sequência de código e,

com base nela, uma sequência de informação binária. Trata-se da decodificação da fonte.

Tendo uma sequência detectada um padrão diferente das possíveis sequências, o decodificador de canal “procura” dentre elas a sequência que mais se assemelha à sequência detectada. Essa semelhança é obtida através da correta utilização de critérios de decisão, sendo que os mais conhecidos são o critério do máximo a posteriori - MAP (*Maximum-a-posteriori*) e o de máxima verossimilhança - ML (*Maximum Likelihood*).

Dois exemplos de decodificadores de canal são um bloco de descompressão recuperando os dados originais dos dados compactados recebidos e um sintetizador de voz que gera amostras de voz. No último caso, as amostras decodificadas da fonte são convertidas em D/A e alimentadas através do amplificador e de um alto-falante para o coletor de mensagens - o ouvido do usuário.

## 2. CODIFICADORES DE VOZ E MODULADORES

### 2.1 CODIFICADORES DE VOZ

A compressão de sinais, cujo objetivo fundamental é reduzir o número de bits necessários para representar adequadamente os sinais (voz, imagem, áudio, vídeo) desempenha um papel importante em aplicações que necessitam minimização dos requisitos de largura de faixa e/ou de capacidade de armazenamento, tais como sistemas multimídia, redes digitais de serviços integrados, videoconferência, sistemas de resposta vocal, correio de voz (*voicemail*), difusão de música, fac-símile de alta resolução, televisão de alta definição (HDTV, *High Definition Television*), telefonia móvel, sistemas de armazenamento de imagens médicas e de impressões digitais e transmissão de imagens de sensoriamento remoto obtidas por satélites.

Apesar de alguns sistemas não apresentarem grandes limitações de largura de faixa, como é o caso das redes de comunicações por fibra óptica, e embora a evolução tecnológica esteja continuamente contribuindo para o surgimento de memórias com grande capacidade de armazenamento, a

compressão de sinais desempenha um papel importante, devido a uma série de fatores, tais como:

- A grande utilização dos sistemas multimídia tem levado ao aumento da demanda no tocante ao armazenamento de voz, música, imagens, vídeo e dados em forma comprimida.
- Um maior número de canais de comunicação pode ser multiplexado em sistemas de faixa larga, por meio do uso de técnicas de compressão para reduzir os requisitos de largura de faixa de cada sinal a ser multiplexado.

Nos sistemas de reconhecimento de voz e nos sistemas de resposta vocal, vocabulários maiores podem ser armazenados por meio da redução dos requisitos de memória necessários para cada padrão de voz.

- Nas redes digitais de serviços integrados (ISDN, Integrated Services Digital Network), as técnicas de compressão permitem uma integração eficiente de sinais e dados.
- Em telefonia móvel celular, a largura de faixa é severamente limitada, o que tem motivado muitos estudos em compressão de voz.

A Figura 19 ilustra o princípio básico da compressão de sinais.

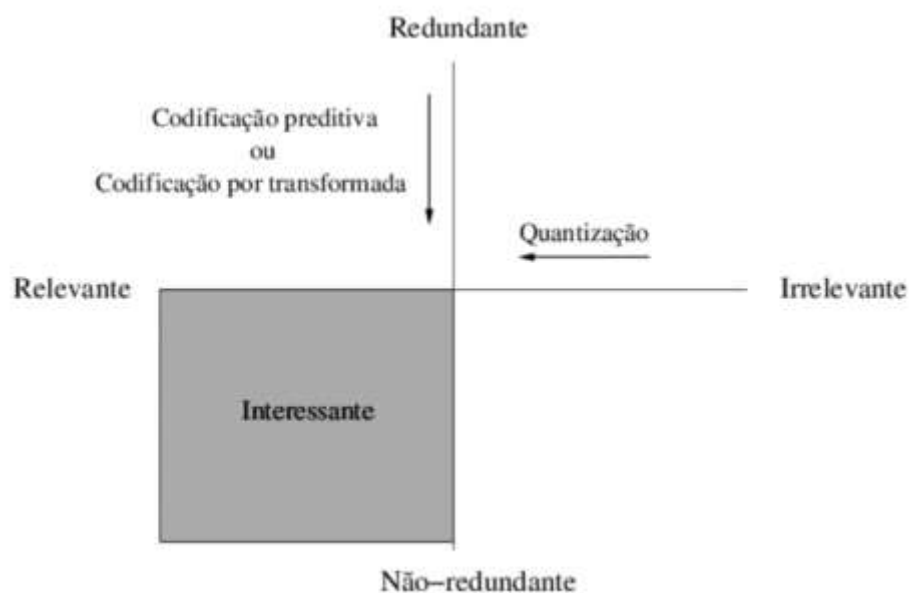


Figura 19 – Esquema de compressão de sinais

A informação dos sinais tem as seguintes partes: componente relevante; componente irrelevante, que corresponde à parcela supérflua da informação, de que o destinatário não necessita; componente não redundante; componente redundante, que não necessita ser transmitida, uma vez que o receptor tem condições de reconstituí-la automaticamente.

O objetivo é reduzir as componentes redundante e irrelevante da informação, transmitindo apenas o que é imprescindível para o receptor, ou seja, a parte essencial da informação. **A parcela irrelevante da informação é reduzida por meio do processo de quantização, que introduz perda de caráter irreversível. A parcela redundante da informação é reduzida por meio de técnicas de predição e de transformação do sinal, que apresentam caráter reversível.**

#### 2.1.1 Conceitos iniciais – codificação de sinal

Codificação de sinal é o processo de representar um sinal de informação de maneira a atingir um objetivo de comunicação desejado, tal como conversão analógico-digital, transmissão a baixas taxas de bits ou criptografia de mensagens. Na literatura, os termos codificação de fonte, codificação digital, compressão de dados, compressão de largura de faixa e compressão de sinal são todos utilizados para referir-se a técnicas usadas para obter uma representação digital compacta de um sinal. Uma questão importante em se tratando de compressão de sinais é a preocupação com o receptor humano ao final do processo de comunicação.

No modelo de sistema de comunicação digital considerado na disciplina, enquanto o codificador de fonte visa mínima a taxa de bits necessária para representação adequada de um sinal de entrada, o modulador-demodulador (modem) procura maximizar a taxa de bits que pode ser sustentada em um dado canal ou meio de armazenamento sem causar um nível inaceitável de probabilidade de erro de bit.

Na codificação de fonte, a taxa de bits é medida em bits por amostra ou bits por segundo (usualmente denotada por b/s ou ainda por bps). Na modulação

geralmente refere-se à onda modulada em sua frequência de portadora, medida em Hertz, e à taxa em bps por Hz.

Os blocos de codificação de canal adicionam redundância à sequência de bits visando proteção contra erros. Nos sistemas de modulação codificada, as operações de codificação do canal e modulação são integradas para maior eficiência geral. Os processos de codificação de fonte e de codificação de canal também podem ser integrados.

Ao longo deste capítulo, o termo codificação de voz é exaustivamente utilizado, referindo-se especificamente à codificação de fonte.

### 2.1.2 Amostragem

No processo de amostragem um sinal contínuo no tempo é transformado em um sinal discreto no tempo. A taxa de amostragem deve ser suficientemente alta para que o sinal contínuo no tempo possa ser reconstruído a partir de suas amostras com precisão adequada. O Teorema da Amostragem, de *Nyquist*, que é a base para determinar a taxa de amostragem adequada para um dado sinal, é abordado a seguir.

Um sinal  $x(t)$  limitado em faixa em  $B$  Hz pode ser reconstruído exatamente (sem erro) a partir de suas amostras tomadas a uma taxa  $T_s > 2B$  amostras por segundo. Em outras palavras, a frequência de amostragem mínima é  $f_s = 2B$  amostras/s.

A amostragem do sinal pode ser realizada multiplicando  $x(t)$  por um trem de impulsos,  $\delta_{T_s}(t)$ , que se repetem a cada  $T_s$  segundos, em que  $T_s = 1/f_s$ .

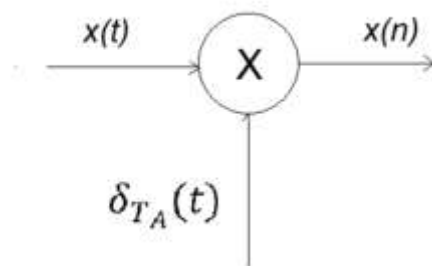


Figura 20 – Amostragem do sinal

Matematicamente, pode-se demonstrar que  $x(n) = f(t) \cdot \delta_{Ts}(t) = \sum_n x(nTs) \delta(t - nTs)$ . A transformada de Fourier  $X(f) = \frac{1}{Ts} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - nf_s)$ , que resulta na transformada do sinal original repetido periodicamente a cada  $fs$ .

A Figura 21 ilustra o comportamento espectral de um sinal  $x(t)$  não amostrado.

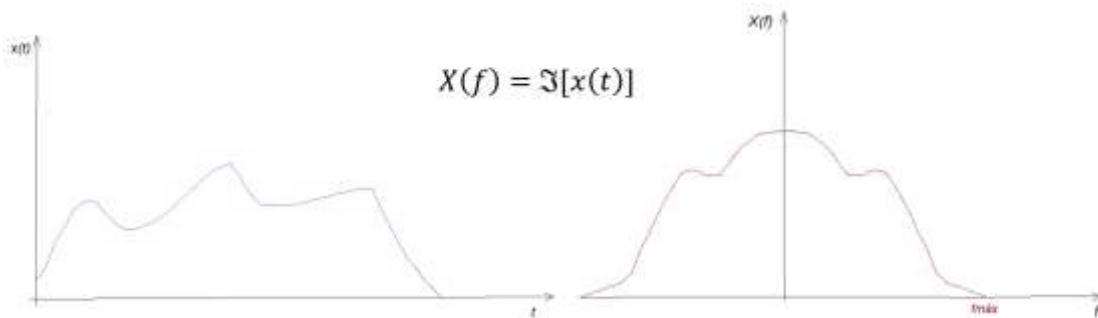


Figura 21 – Transformada de Fourier – espectro de frequências do sinal  $x(t)$

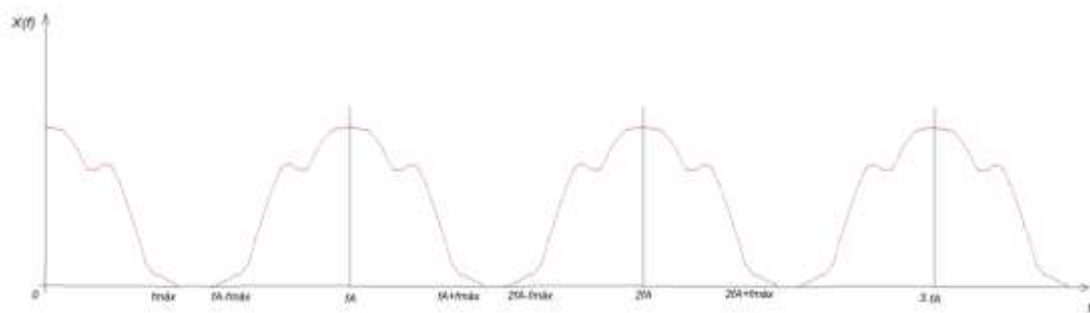


Figura 22 – Transformada de Fourier do sinal amostrado,  $x(n)$

A figura ilustra o comportamento espectral do sinal  $x(n)$ , que é o sinal  $x(t)$  amostrado. Evidencia-se o comportamento periódico no domínio da frequência de  $x(n)$ , o que permite a análise a ser realizada na sequência. O intervalo de amostragem é  $T_s = 1/fs$ . Portanto,  $1/T_s < 2B$ .

A figura ilustra que, com uma frequência de amostragem  $fs$  maior que duas vezes a largura de faixa  $B$  (em hertz), o espectro consiste em repetições de  $X(f)$  que não se sobrepõem. Assim,  $x(t)$  pode ser recuperado a partir de suas amostras, passando o sinal amostrado  $x(t)$  por um filtro passa-baixa ideal com largura de faixa  $B$  Hz. A taxa de amostragem mínima,  $fs = 2B$ , requerida para recuperar  $x(t)$  a partir de suas amostras é denominada taxa de *Nyquist* ou

frequência de *Nyquist* para  $x(t)$ , e o intervalo de amostragem correspondente,  $T_s = \frac{1}{2B}$ , é chamado intervalo de *Nyquist* para  $x(t)$ .

Para aplicações em telefonia, a frequência de amostragem adotada internacionalmente é  $f_s$  de 8 mil amostras por segundo, abreviada para 8k amostras/s. O sinal de voz é então quantizado, como é visto posteriormente para 256 níveis distintos. Cada nível corresponde a um código de 8 bits ( $2^8 = 256$ ). Após a codificação, o sinal é transmitido a uma taxa de 8 k amostras/s  $\times$  8 bits/amostra = 64 kbits/s, ou 64 kSh (quiloshannon)<sup>1</sup>, e ocupa uma banda passante de aproximadamente 64 kHz.

Se a frequência de amostragem não satisfizer *Nyquist*, há superposição dos espectros e, portanto, perda de informação. À medida que a frequência de amostragem torna-se menor, a taxa de amostragem torna-se mais baixa, havendo perda parcial de informação.

Caso a frequência de amostragem seja inferior à frequência de *Nyquist*, o sinal não pode ser recuperado completamente, pois há superposição espectral, resultando em distorção nas frequências mais altas. Este fenômeno é conhecido como *aliasing*.

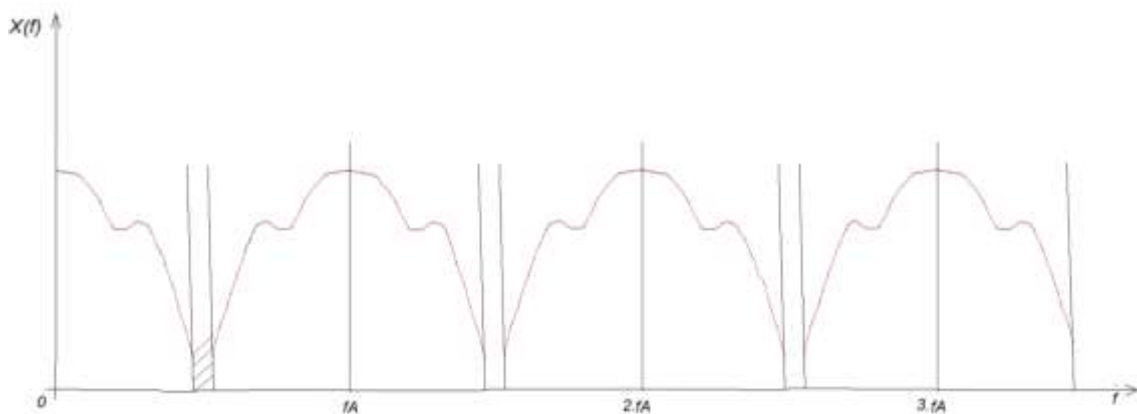


Figura 23 – Superposição espectral resultante da baixa taxa de amostragem: *aliasing*

Portanto, a **frequência ótima** de amostragem é a frequência de amostragem de *Nyquist*. Por outro lado, um aumento na frequência de amostragem, além frequência de Nyquist, implica separação entre os espectros

---

<sup>1</sup> Não é uma notação adotada com muita frequência



superior à necessária para a recuperação do sinal necessária para a recuperação do sinal.

### 2.1.3 O Desempenho de um Sistema de Compressão de Sinais

O problema geral em compressão de sinal é minimizar a taxa de bits na representação digital do sinal, mantendo os níveis requeridos de qualidade do sinal, complexidade de implementação e retardo de comunicação.

Um dos grandes desafios em codificação digital de sinais é a concepção e o desenvolvimento de metodologias de avaliação de qualidade de sinais reconstruídos (obtidos com a aplicação de técnicas de compressão). De forma geral, as medidas utilizadas para avaliação da qualidade de sinais enquadram-se em duas classes: **medidas de qualidade subjetivas** e **medidas de qualidade objetivas**.

As primeiras baseiam-se em comparações (realizadas por meio de testes de escuta ou de visualização), entre o sinal original e o sinal processado, realizadas por um grupo de pessoas, que subjetivamente classificam a qualidade do sinal processado segundo uma escala predeterminada. As medidas objetivas baseiam-se numa comparação matemática direta entre os sinais original e processado.

Para serem úteis, as medidas de qualidade objetivas devem apresentar no mínimo duas características. Primeiramente, devem ter significado subjetivo, no sentido de que pequenas e grandes variações das medidas objetivas devem significar pequenas e grandes variações da qualidade subjetiva dos sinais reconstruídos, respectivamente - devem apresentar, portanto, uma correlação forte, positiva ou negativa, com resultados da avaliação subjetiva. Segundo, devem ser matematicamente tratáveis e facilmente implementáveis.

Medidas de qualidade subjetivas são utilizadas para avaliar de forma plena, definitiva, a qualidade de algoritmos/técnicas de codificação de sinais. Os testes subjetivos, contudo, são de difícil realização, uma vez que requerem a disponibilidade de muitos avaliadores (entre leigos, especialistas e possíveis usuários do sistema de codificação de sinais), envolvem grande volume de sinal processado e necessitam da disponibilidade de laboratórios com condições

adequadas ao desenvolvimento das avaliações subjetivas, enfim são bastante dispendiosos de tempo, implicando custo elevado de realização. Devido a esses problemas medidas de qualidade objetivas, por serem pouco dispendiosas de tempo, desempenham um papel importante no processo de avaliação de qualidade de sinais reconstruídos e constituem ferramenta valiosa no processo de ajuste de parâmetros de algoritmos/técnicas de compressão.

Duas medidas usadas são o escore médio de opinião (MOS, *Mean Opinion Score*) e os testes de preferência, que constituem alternativas para avaliação de qualidade subjetiva. No escore médio de opinião cada avaliador atribui um escore de qualidade do sinal reconstruído, segundo uma escala prévia. É calculada a média aritmética dos escores obtidos. Nos testes de preferência são realizadas comparações aos pares de sinais.

#### Relação Sinal-Ruído (SNR)

Já discutimos que o ruído é um efeito indesejado no processo de comunicações, mas que está intrinsecamente presente, razão pela qual deve ser considerado em toda modelagem a ser realizada. A medida de qualidade do sinal está diretamente relacionada à razão do sinal que contém a mensagem e o ruído.

Sejam  $a(n)$  o sinal original,  $y(n)$  o sinal processado é  $e(n) = a(n) - y(n)$   
**o sinal erro no instante de tempo  $n$ .**

A energia contida no sinal original é  $E_x = \sum_n x^2(n)$

A energia contida no sinal erro é  $E_n = \sum_n [x(n) - y(n)]^2$

A medida SNR expressa em dB é dada por  $SNR_{dB} = 10 \log \frac{\sum_n x^2(n)}{\sum_n [x(n) - y(n)]^2}$

#### Taxa de bits

A taxa de bits de uma representação digital pode ser medida em bits por amostra, bits por pixel (*bpp*), bits por segundo (*bps*), dependendo do contexto. A taxa de bits por segundo é simplesmente o produto da taxa de amostragem e do número de bits por amostra. A taxa de amostragem é, geralmente, ligeiramente superior a duas vezes a largura de faixa do sinal, conforme estabelecido pelo Teorema da Amostragem de *Nyquist*. A tabela abaixo ilustra alguns formatos comumente utilizados para áudio.

*Tabela 1 – Formatos de áudio digital*

Formato	Amostragem (kHz)	Largura de faixa (kHz)	Faixa
Telefonia	8	3,2	200-3400 Hz
Teleconferência	16	7	50-7000 HZ
CD	44,1	20	20-20000 Hz
DAT	48	20	20-20000 Hz

### Complexidade

A complexidade de um algoritmo de codificação está relacionada ao esforço computacional requerido para implementar os processos de codificação e decodificação. Diz respeito, portanto, à capacidade aritmética e aos requisitos de memória. A complexidade é comumente medida em MIPS (milhões de instruções por segundo). Outras medidas relacionadas à complexidade são o tamanho físico do codificador, decodificador ou codec (codificador mais decodificador), seu custo e o consumo de potência (medido, por exemplo, em miliWatt, mW), sendo este um critério particularmente importante para sistemas portáteis.

### Retardo de Comunicação

O aumento de complexidade em um algoritmo de codificação é geralmente associado a um algum atraso de processamento no codificador e decodificador. A importância do retardo em um sistema de comunicação depende da aplicação. Dependendo do ambiente de comunicação, o atraso total tem que ser mantido em um limite severo, como no caso da utilização em redes telefônicas. Assim, o retardo produzido por um codec impõe certas restrições práticas quanto à utilização em sistema de comunicações, tendo em vista que o retardo não deve ultrapassar um determinado limite. No entanto, o retardo de comunicação pode ser visto como irrelevante em aplicações que envolvem comunicação unidirecional, a exemplo de sistemas de difusão de TV, ou armazenamento e envio de mensagens, como é o caso do correio de voz.

## Codificação e Comunicação Digital

A Figura 24 descreve os critérios de desempenho em comunicação digital, que se aplicam não só à codificação de fonte, mas também à codificação de canal e à modulação, nas quais as unidades de qualidade e taxa de bits são diferentes.



Figura 24 – Parâmetros de desempenho de codificador

No eixo de qualidade do sinal, MOS diz respeito à qualidade subjetiva da codificação de fonte. Na medida de qualidade objetiva, utiliza-se a probabilidade de erro  $P_e$ , que diz respeito à codificação de canal e modulação. No eixo de eficiência, bps diz respeito à codificação de fonte, e bps/Hz diz respeito à codificação de canal e modulação. As unidades para atraso e complexidade são as mesmas, embora esses parâmetros estejam em contextos diferentes em se tratando de codificação de fonte e codificação de canal. O atraso de processamento é usado em codificação de fonte para remover a redundância do sinal. Em codificação de canal, pode ser usado, por exemplo, para adicionar bits de proteção de erros.

O desempenho de um sistema de codificação pode ser avaliado levando em consideração os quatro parâmetros previamente mencionados. Se ignorarmos por um momento a complexidade e o retardo de comunicação, os ganhos de desempenho de um codificador de fonte podem ser avaliados de duas formas: medindo os ganhos de qualidade do sinal reconstruído a uma taxa de bits especificada ou atingindo um nível de qualidade de sinal reconstruído a uma

taxa de bits mais baixa. Dependendo da aplicação, uma dessas abordagens é mais relevante que a outra.

Por exemplo, em problemas de codificação de voz telefônica a 16 kbps e HDTV a 15-20 Mbps, as taxas de bits são definidas pelas aplicações ou pelos padrões e o alvo da pesquisa em codificação é melhorar a qualidade do sinal a essas taxas. Por outro lado, no campo de difusão de áudio digital, em que a qualidade do sinal deve ser transparente (elevada) com relação ao algoritmo de codificação, o alvo é obter a qualidade requerida a taxas cada vez mais baixas.

A seção a seguir apresenta algumas características dos sinais de voz. Vale salientar que o estudo da produção e da percepção de voz pelos seres humanos trouxe grandes benefícios para o desenvolvimento de técnicas de compressão de voz.

No que se refere à avaliação objetiva, alguns parâmetros são usados.

- Erro instantâneo,  $e(n)$ ;
- Erro médio (ME);
- Erro médio quadrático (MSE); e
- razão sinal-ruído de erro (SENR).

Seja um sinal  $x(n)$  e o sinal processado  $y(n)$ , reconstruído pelo receptor, o erro em um instante  $n$  é dado por  $e(n)=x(n)-y(n)$ .

O erro médio é dado por  $ME = \frac{1}{N} \sum_n x(n) - y(n)$ .

O erro médio quadrático é dado por  $MSE = \frac{1}{N} \sum_n e^2(n)$

A energia no sinal de erro é dada por  $E_e = \sum_n e^2(n) = \sum_n [x(n) - y(n)]^2$

#### 2.1.4 Caracterização dos Sinais de Voz

O conhecimento das características dos sinais de voz tem sido utilizado eficientemente em técnicas de codificação de voz, de síntese de voz, bem como em sistemas de reconhecimento de fala e de locutor. O mecanismo de produção de voz humana, como ocorre em qualquer sistema físico, apresenta resposta em frequência limitada. O limite varia conforme a pessoa, situando-se, em média,

em torno de 10 kHz. Nos sistemas telefônicos, entretanto, limita-se o sinal de voz na faixa de 200-3400 Hz, sem grandes prejuízos em termos de qualidade. Em outras aplicações, como teleconferência, limita-se o sinal de voz em 7 kHz, o que caracteriza a transmissão de voz em faixa larga.

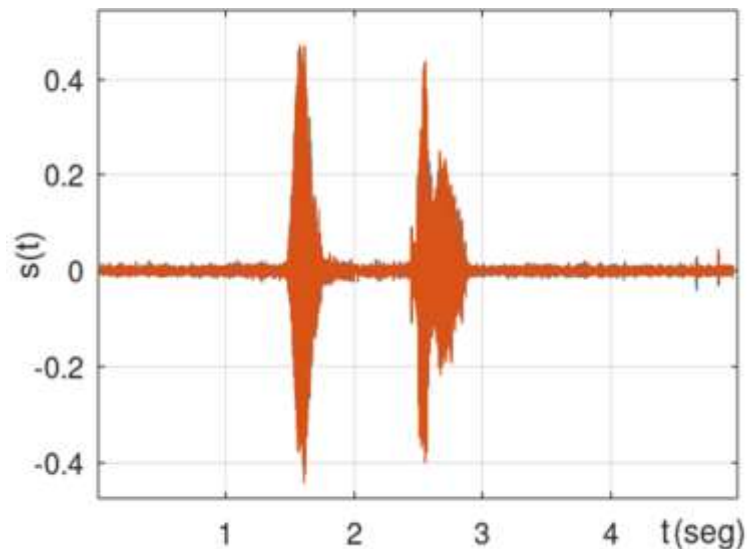
Os sons da voz humana podem ser divididos em três classes distintas, como sonoros, surdos ou explosivos. Os sinais de voz classificados como sonoros são quase periódicos no domínio do tempo e harmonicamente estruturados no domínio da frequência, enquanto os sons surdos têm uma natureza aleatória e uma faixa larga. Além disso, a energia dos segmentos sonoros em geral é maior que a energia dos segmentos surdos. Os sons sonoros, portanto, dizem respeito a ondas de pressão quase periódicas excitando o trato vocal, que, atuando como um ressonador, produz frequências de ressonância denominadas formantes, que caracterizam os diferentes sons sonoros. Portanto, o envelope espectral que se ajusta ao espectro de curto prazo da voz sonora é caracterizado por um conjunto de picos, denominados formantes. Em geral há de três a cinco formantes abaixo de 5 kHz.

As amplitudes e as localizações dos primeiros três formantes são muito importantes para a síntese e a percepção de voz. A frequência fundamental dos sons sonoros fica entre 80 Hz (para homens) e 350 Hz (para crianças), sendo 240 Hz um valor típico para mulheres. Na geração dos sons explosivos, o ar é totalmente dirigido à boca, que permanece completamente fechada. Com o aumento da pressão, a oclusão é rompida bruscamente. Há ainda os sons com excitação mista - como os sons fricativos sonoros, que são produzidos combinando a vibração das cordas vocais e a excitação turbulenta, e os sons oclusivos (ou explosivos) sonoros.

Os sinais de voz são não estacionários, entretanto podem ser considerados como quase estacionários em curtos segmentos (curtos intervalos de tempo), tipicamente 5-20 ms. Os sinais de voz, assim, podem ser considerados ergódicos (médias estatísticas e médias temporais são idênticas).

As propriedades estatísticas e espectrais da voz são definidas, portanto, em curtos intervalos de tempo.

A descrição mais simples de alguma forma de onda é feita por meio do gráfico amplitude versus tempo, como ilustrado na Figura 3.6.



*Figura 25 – Forma de onda do sinal de voz para captura de frase*

Na forma de onda, podem ser identificados segmentos de voz de alta energia, de baixa energia e segmentos de pausas intersilábicas. Os últimos e os segmentos de pausa entre palavras correspondem a cerca de 50% a 60% do tempo do sinal.

Os sinais de voz apresentam uma variação bastante grande de amplitudes, como mostra a figura. A variação de amplitude do sinal, que corresponde a cerca de 50 dB, é denominada faixa dinâmica do sinal. No que diz respeito à função densidade de probabilidades (fdp) para as amplitudes dos sinais, podem ser utilizadas aproximações seguindo modelos estatísticos específicos.

Quanto à energia do sinal de voz, concentra-se na região de frequências mais baixas do espectro, notadamente na faixa de 500 a 800 Hz. No entanto, mesmo contendo baixos valores de energia, as componentes de frequências mais altas são importantes, pois determinam, em grande parte, a inteligibilidade da voz. O espectro decai cerca de 8-10 dB por oitava. As frequências abaixo de 500 Hz contribuem muito pouco para a compreensão da fala, mas têm um papel importante no tocante à naturalidade da voz reproduzida.

### O Ruído de Quantização

Uma vez amostrado, o sinal precisa ser quantizado, ou seja, aproximado para um conjunto finito de níveis. O processo de quantização compreende a aproximação do sinal  $x(t)$ , que sofreu amostragem em intervalos  $T_s$ , convertido em  $x(n)$ , dos seus valores contínuos para níveis discretos, pela aplicação de uma **função de quantização**,  $q(x)$ , ou seja,  $x_q(n)$  é o sinal aproximado de  $x(n)$  para um dos níveis discretos.

O sinal amostrado  $x(n)$ , possui um valor pico-a-pico do sinal que pode ser calculado por  $x_{pp} = x(n)_{\text{máx}} - x(n)_{\text{mín}}$ . Considerando que sejam usados  $L$  níveis de quantização, o degrau de quantização ( $d$ ) é definido por  $\Delta = \frac{x_{pp}}{L-1}$ .

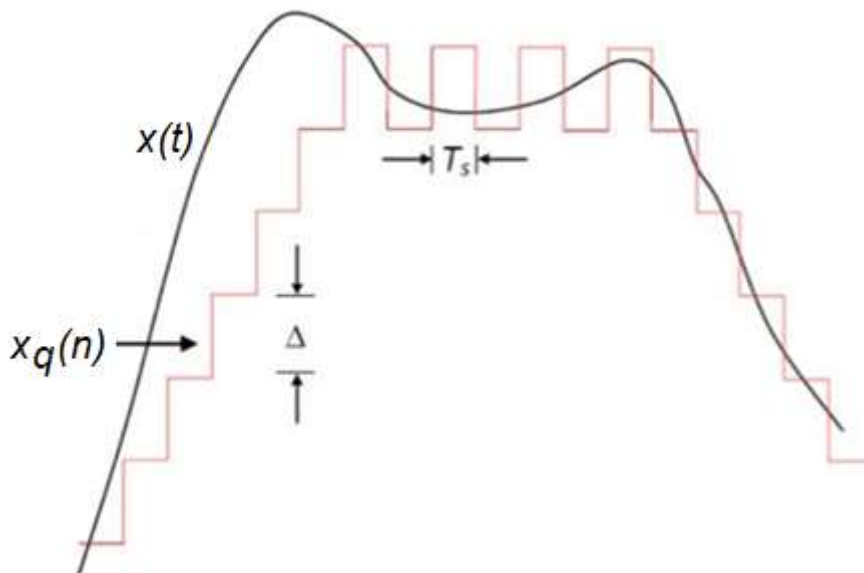


Figura 26 – A quantização, degrau e erro de quantização

O **erro, ou ruído, de quantização** consiste na diferença entre o sinal na entrada do quantizador e o sinal na saída,  $d(n) = x(n) - y$ , no qual  $y = q(x)$  e  $q(.)$  representa a função de quantização. O desempenho de sistemas de codificação ou processamento de sinais está limitado pelo nível do ruído de quantização. A própria capacidade do canal se limita em função desse ruído. Por conseguinte, a figura de mérito mais utilizada em análises comparativas é a SQNR (*Signal to Quantization Noise Ratio*, SQNR).



Pode-se demonstrar matematicamente que o erro médio quadrático, para um quantizador uniforme, é dado aproximadamente por  $d^2/12$ , supondo distribuição uniforme para o ruído de quantização, em que  $d$  representa o degrau de quantização.

A razão sinal/ruído de quantização, em dB, é dada por  $10\log \frac{\sum_n x^2(n)}{\sum_n d^2(n)}$ .

#### 2.1.5 Codificadores de voz

Os codificadores de voz têm atributos que podem ser dispostos em quatro grupos: taxa de bits, qualidade, complexidade e atraso. Para uma determinada aplicação, alguns atributos são predeterminados, sendo permitidos compromissos entre os demais. Por exemplo, o canal de comunicação pode impor um limite na taxa de bits; considerações de custo podem limitar a complexidade. A qualidade geralmente pode ser aumentada com o aumento da taxa de bits ou da complexidade, e às vezes com o aumento do atraso. Devem ser estabelecidos requisitos para todos esses atributos. Para o propósito da padronização, dois atributos adicionais são: o método de especificação e validação da conformidade; o cronograma no qual o plano vai ser executado.

Os sinais de voz na largura de faixa de telefonia têm uma largura de faixa de 300-3.400 Hz. Os codificadores de voz que têm sido padronizados nos últimos anos têm uma taxa de bits de 800 bps a 16 kbps. Alguns desses codificadores, notadamente os que foram padronizados para telefonia celular, também têm um codificador de canal a eles associado. Nesse caso, a taxa de bits aumenta (até, por exemplo, 122,8 kbps). As taxas mais baixas estão associadas principalmente à telefonia segura. Há algum tempo tem se observado uma sobreposição nessa área com aplicações de telefonia baseadas em satélite. As taxas de codificação de voz em telefonia celular cobrem a faixa de 3,3 a 13 kbps. Sinais de voz de banda larga têm uma largura de faixa de 50-7.000 Hz, sendo amostrados a 16 kHz. A largura de faixa mais ampla melhora a naturalidade e a inteligibilidade da voz e contribui para diminuir a fadiga do ouvinte durante conversações longas. Dentre os padrões para telefonia em banda larga (7 kHz), pode ser citado o G.722, com taxas de 64, 56 e 48 kbps.

Codificadores de voz a taxas mais baixas podem levar a uma voz inteligível, mas levam a uma distorção suficiente para causar fadiga nos ouvintes durante uma conversação prolongada. A qualidade de voz mais baixa para aplicações a baixas taxas também pode ser medida pelos resultados de testes subjetivos.

O desempenho dos codificadores de voz a baixas taxas pode ser comprometido quando a entrada contém outros sinais além de voz, tais como ruído ambiental ou música. Codificadores de voz a baixas taxas alcançam sua compressão utilizando modelos de produção de voz. Esses modelos tipicamente não se ajustam ao modelamento de voz com um outro sinal. Como consequência, o codificador de voz transforma o outro sinal em algo que soa "artificial". Podem ser ouvidos rangidos, grasnidos, estampidos ou outros efeitos estranhos. Esses artefatos podem não ter sérias consequências para o codificador, mas podem em alguns casos inviabilizar o uso do codificador.

Há outras vertentes da qualidade. A sensibilidade aos erros de canal também pode ser considerada um aspecto da qualidade. No caso dos padrões de celular digital, são usados bits adicionais para codificação de canal, para proteger os bits de informação. Nem todos os bits de um codificador de voz têm a mesma sensibilidade aos erros de canal. É comum haver duas ou três classes de bits mais sensíveis, às quais se dá uma maior proteção contra erros de canal, enquanto às classes de bit menos sensíveis aos erros de canal não se dá proteção.

Para os propósitos de preservação de largura de faixa, detectores de atividade de voz são às vezes utilizados com os codificadores de voz durante os intervalos sem voz. Há uma descontinuidade do trem de bits. No receptor, é adicionado um "ruído de conforto" para simular o ruído acústico ambiental no codificador. Esse método é utilizado por alguns sistemas celulares e em sistemas DSI (*Digital Speech Interpolation*) para alimentar o número efetivo de canais ou circuitos. Muitas chamadas internacionais que utilizam cabos submarinos ou satélites utilizam sistemas DSI.

Codificadores de voz de baixa taxa podem ser considerados codificadores de bloco. Eles codificam bloco de voz, também denominado de um quadro, por

vez. Dependendo da aplicação, o atraso total do sistema referente à codificação de voz é um múltiplo do tamanho do quadro. O atraso mínimo do está geralmente entre três a quatro vezes o tamanho do quadro. Por exemplo, possuem tamanho de quadro de 20 ms, resultando um atraso de 60 a 80 ms. Para os propósitos de padronização, o atraso é um fator importante em sistemas conversacionais em tempo real.

A maioria dos codificadores de voz é implementada primeiramente em chips DSP (*Digital Signal Processor*) e pode posteriormente ser implementada em dispositivos VLSI de propósito especial. Velocidade e uso de memória RAM são os fatores que mais contribuem para a complexidade. Quanto mais chips ou quanto maior o tamanho do chip, maior o custo. Esses mesmos atributos também influenciam no consumo de potência, que constitui um atributo crítico em aplicações portáteis. A complexidade, portanto, é uma questão importante para o custo e para o consumo de potência.

Sob a perspectiva dos padrões de codificação de voz, a complexidade é determinada pela aplicação. Ao criar um padrão, o grupo de especialistas deve determinar o nível máximo de complexidade aceitável. Velocidade é comumente medida pelo número de instruções por segundo (MIPS) necessárias para implementação em tempo real do algoritmo de codificação de voz. A complexidade é geralmente especificada em termos de MIPS e de número de palavras armazenadas em memória RAM e ROM. Codificadores de voz requerendo menos que 15 MIPS são considerados de baixa complexidade. Aqueles que requerem 30 MIPS ou mais são considerados de alta complexidade. Do ponto de vista do projetista de sistema, mais complexidade resulta custos mais elevados e mais gasto de potência. Para aplicações portáteis, mais dispêndio de potência significa tempo reduzido entre recargas de bateria ou utilização de baterias maiores, o que implica maiores custo e peso.

Quanto à qualidade, o SQEG (*Speech Quality Experts Group*) do ITU tem uma visão muito precisa do que constitui qualidade de voz para telefonia. O primeiro padrão de codificação de voz digital foi a recomendação CCITT G.711 para voz PCM a 64 kbits/s. A distorção introduzida por um codec G.711 é considerada uma QDU (unidade de distorção de quantização). O SQEG usa a

QDU para os propósitos de planejamento de rede. O segundo padrão de codificação de voz digital foi o G.721, ADPCM a 32 kbits/s. Esse codificador foi padronizado para ser usado em combinação com um codec G.711 em sua entrada e saída. Considera-se que essa combinação tem uma distorção de 3,5 QDU. As diretrizes para o planejamento de rede do SQEG apontam para um máximo de 14 QDU para uma conexão internacional e de menos de 4 QDU para uma conexão doméstica. Considera-se que o codificador G.728 LD-CELP 16 kbits/s tem a mesma QDU que o G.721.

#### 2.1.6 Organismos de padronização de codificação de voz

Padrões de telefonia celular digital são estabelecidos por organizações de padronização regionais. Essas organizações são responsáveis pela definição do sistema celular completo, do qual o codificador de voz é uma parte vital, contudo, pequena.

Nas últimas duas décadas, o grande número de padrões de codificação de voz que têm sido estabelecidos reflete a maturidade da tecnologia de codificação de voz e a necessidade de satisfazer a crescente demanda por novas tecnologias de comunicação de voz. Esta seção apresenta alguns padrões de codificação de voz.

Uma diversidade de organizações de padronização tem sido responsável pela definição de novos padrões. A ITU (*International Telecommunications Union*) é uma parte da UNESCO (*United Nations Economic, Scientific and Cultural Organization*) e é responsável por estabelecer padrões globais de telecomunicações. Originalmente, o ITU era composto pelo CCITT e pelo CCIR. O CCITT estabelecia padrões de telecomunicações, incluindo padrões de codificação de voz, e o CCIR estabelecia padrões de rádio. Em 1993, o ITU foi reorganizado e as organizações CCITT tornaram-se parte do ITU-T (*ITU Telecommunications Standards Sector*). No ITU-T, o SG15 (*Study Group 15*) é responsável por formular padrões de codificação de voz. O SG12 é responsável por avaliar e caracterizar seu desempenho na rede e trabalha com o SG15 para testar os codificadores. Outros grupos de estudo no âmbito do ITU-T e do ITU-R (*ITU Radio Standardization Sector*), que era originalmente o CCIR, estabelecem requisitos para que os padrões de codificação de voz atendam suas aplicações.

Outras organizações também podem estabelecer padrões para aplicações específicas. Por exemplo, a empresa Inmarsat (*International Maritime Satellite Corporation*), que regula a comunicação satélite geossíncrona para o mundo, tem estabelecido uma série de padrões para várias aplicações de telefonia baseadas em satélite.

Além disso, alguns governos podem criar padrões dentro de seus próprios países. O governo dos Estados Unidos, por exemplo, padronizou a codificação de voz para telefonia segura. Outras organizações internacionais também podem formular padrões para seus países membros, a exemplo da NATO, que também criou padrões para telefonia segura.

#### Padrões em Codificação de Voz

A tabela abaixo sumariza os principais padrões de codificadores de voz para telefonia celular.

*Tabela 2 – Padrões de codificadores*

Recomendação	Sigla	Descrição
G.711	PCM	Utiliza 8 bits, 64 kbits/s, para representar o sinal e têm uma relação sinal-ruído efetiva de 35 dB.
G.721, G.723, G.726 e G.727	ADPCM	Uma característica interessante do codificador ADPCM é sua relativa insensibilidade a erros de bit quando comparado ao PCM. - O G.721 32 kbits/s ADPCM foi selecionado para uso em padrões DECT ( <i>Digital European Cordless Telephone</i> ) e CT2 ( <i>Cordless Telephone II</i> ), que utilizam formas de TDMA como esquemas de acesso. - O G.723 é mais uma padronização de ADPCM, para duas taxas adicionais, 24 e 40 kbits/s, foi padronizado em 1988, apenas para aplicações DCME. - O G.726 representa uma unificação e substitui o G.721 e do G.723. O codificador e o decodificador G.726 executam por volta de 4 MIPS em um DSP de ponto fixo de 16 bits. Uma taxa de bits adicional, de 16 kbits/s, foi incluída, tendo mais uma vez DCME como principal aplicação.

Recomendação	Sigla	Descrição
		- O G.727 inclui as mesmas taxas do G.726, mas todos os quantizadores têm um número par de níveis.
G.728	LD-CELP	Pretendeu criar um padrão universal de codificação de voz a 16 kbits/s com qualidade elevada, para atingir ou ultrapassar o desempenho do G.721 ADPCM 32 kbits/s. Entendia-se por universal que deveria ser usado em qualquer lugar. Fornece um desempenho robusto a sinais com ruído de fundo ou música, além de robustez a erros de bit aleatório. Apresenta um MOS em torno de 4. É usado no sistema H.320 de videoconferência, para substituir o G.711 64 kbits/s e possibilitar uma videoconferência que utiliza um só canal ISDN do tipo B (64 kbits/s), deixando praticamente 48 kbits/s para vídeo.
ITU G.729	CS-ACELP	A recomendação foi originalmente projetada para aplicações sem fio, mas também se aplica a comunicações multimídia. Requisitos: qualidade (sem erros de bit); erros de bit aleatórios (taxa de erro de bit menor que $10^{-3}$ ); dependência do falante; objetivos de transmitir música, transmitir tons de sinalização/informação com distorção a menor possível.
G.722		O codificador de voz em banda larga é usado principalmente em teleconferência e videoteleconferência, em conjunto com a recomendação H.320. Assim como qualquer outro codificador ADPCM, é pouco sensível a erros de transmissão de bits e mais robusto que as sequências PCM. Sua maior vantagem em relação aos codificadores modernos existentes é seu baixo atraso. Aplicações pretendidas: telefonia em banda larga ISDN, vídeo e telefonia ISDN e videoconferência em taxas de acesso básicas, aplicações de pacotes em redes de faixa larga ISDN ou ATM, multiplex de circuito digital, aplicações PSTN ( <i>Public Switched Telephone Network</i> ) via modem, e envio de mensagens. Esse padrão data de 1998, tem dois modos (A e B, o último constituindo uma opção de menor complexidade) e operando a taxas de 24 kbits/s e 16 kbits/s tem, respectivamente, o desempenho do G.722 56 kbits/s e do G.722 48 kbits/s.

Recomendação	Sigla	Descrição
GSM		O codificador 13 kbits/s RPE-LIP ( <i>Regular Pulse Excitation with Long-Term Prediction</i> ) usa um pulso de excitação regular (RPE, <i>Regular Pulse Excitation</i> ) com uma predição de longo prazo (LTP, <i>Long-Term Prediction</i> ). Leva a implementação de baixa complexidade, apropriado para sistemas de comunicações móveis em virtude de sua elevada robustez a erros de transmissão, tem sido usado para outras aplicações, como envio de mensagens, em virtude de sua baixa complexidade, usa várias técnicas para economizar energia no terminal.

## 2.2 MODULAÇÃO ANALÓGICA

### 2.2.1 Conceitos gerais

Um ponto comum a todos os sistemas, incluindo radiodifusão, televisão, telefonia, comunicações por satélite e comunicações móveis celulares, é a transmissão da informação de um lugar para outro, por meio de sinais, usando um meio de propagação.

O meio de propagação pode ser não guiado como a atmosfera para a transmissão de comunicações móveis, por exemplo, ou guiado como as linhas telefônicas. Para que a energia do sinal passe convenientemente do transmissor ao meio de propagação e deste ao receptor são necessários elementos de transição, que funcionem como radiadores ou captadores de energia.

Por exemplo, no caso acústico o elemento radiador é o alto-falante, cujas dimensões físicas dependem da frequência e da quantidade de energia a ser transferida. No caso de radiotransmissores seria impraticável a transmissão de sinais na frequência da voz humana, pois, a partir da teoria de ondas eletromagnéticas, pode-se demonstrar que um sinal só é irradiado com eficácia se a antena irradiadora tiver dimensões da ordem de um décimo ou mais do comprimento da onda correspondente às frequências dos sinais a serem transmitidos. Desta forma as antenas necessitariam de dimensões da ordem de centenas de quilômetros para irradiar com eficiência na frequência da voz.

Para que seja possível irradiar eficientemente nas transmissões radioelétricas, são utilizadas **ondas portadoras**, cujos parâmetros são compatíveis com as dimensões do elemento irradiador e com as características do meio. Essas ondas servem como um suporte para levar a informação, **sinal modulante ou modulador**.

A Figura 27 apresenta o espectro eletromagnético disponível para a transmissão de sinais, com as seguintes designações: RF (radiofrequência), MO (microondas), OM (ondas médias), IV (infravermelho) e UV (ultravioleta).

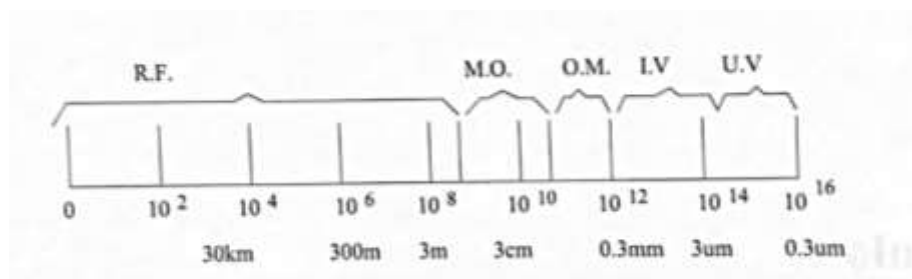


Figura 27 – Espectro eletromagnético para radiofrequências

A modulação consiste na variação de uma característica, ou parâmetro, da onda portadora, em função de um sinal modulante. A onda senoidal é usada tradicionalmente como portadora, com a modulação podendo se processar geralmente de três maneiras:

- Modulação em Amplitude (AM), quando o parâmetro da portadora a ser variado é a **amplitude**;
- Modulação em Frequência (FM), quando o parâmetro da portadora a ser variado é a **frequência**;
- Modulação em Quadratura (QUAM), quando são variados os parâmetros de **amplitude e fase** ao mesmo tempo.

#### 2.2.2 Modulação em Amplitude

O sistema AM comum, AM-SC, ou AM-DSB como é também conhecido, devido à terminologia em inglês (*Amplitude Modulation-Supressed Carrier*, *Amplitude Modulation-Double Side Band*), é o de mais larga utilização, sendo adotado na radiofusão comercial. Isso se deve às facilidades que oferece, tais como economia, simplicidade no projeto do receptor e facilidade de manutenção.



No sistema AM a portadora tem a sua amplitude instantânea variada proporcionalmente ao sinal modulador.

A portadora é do tipo  $c(t) = A\cos(2\pi f_c t + \phi)$ , em que  $A$  é a amplitude da portadora,  $f_c$  é a frequência espectral Hertz e  $\phi$  é a fase aleatória da portadora.

A Figura 28 ilustra o modulador AM.

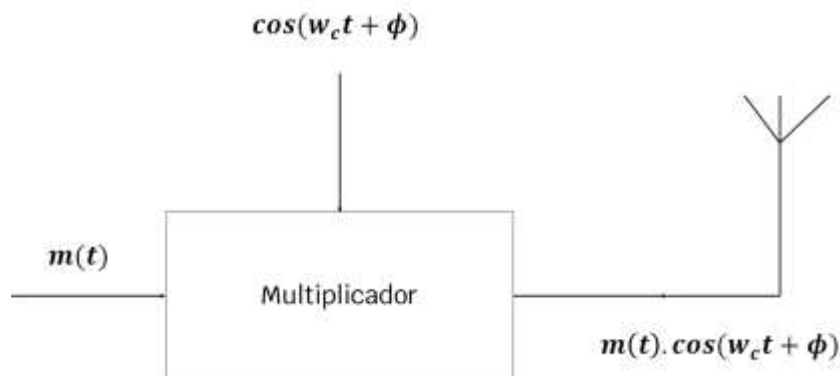
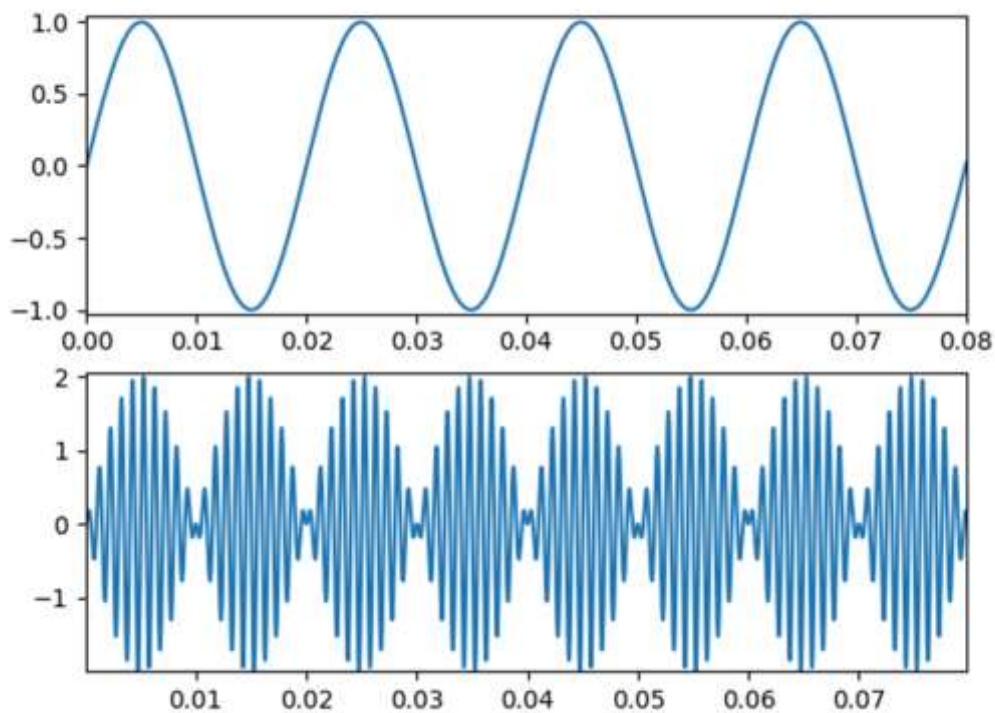


Figura 28 – Modulador AM

Variando a amplitude da portadora proporcionalmente a  $m(t)$ , tem-se a amplitude instantânea modulante dada por  $x(t) = Am(t)\cos(2\pi f_c t + \phi)$ . Considerando um sinal modulante uma senoide pura, observa-se o comportamento apresentado na Figura 29.



*Figura 29 – Envoltória de onda modulada por uma senoide pura*

O receptor recupera o sinal que contém a mensagem pela reprodução da envoltória. A onda modulada possui uma envoltória que reproduz o comportamento da onda modulante, o que permite descrever a amplitude instantânea do sinal modulado como proporcional ao sinal modulante, logo  $a(t) = A + Bm(t) = A[1 + \Delta_{AM}m(t)]$ , onde  $\Delta_{AM} = B/A$  é chamado de índice de modulação.

A Figura 30 ilustra uma forma de onda que envolve o processo de modulação em amplitude, para índice de modulação igual a 0,5.

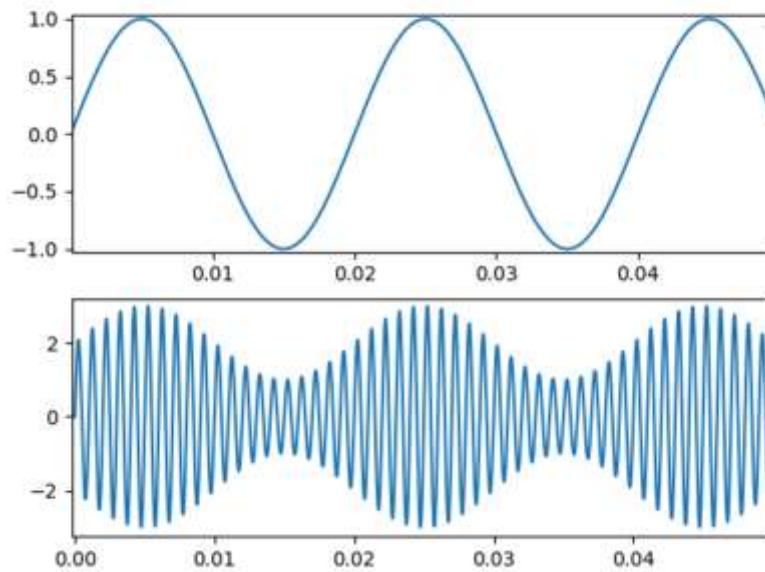


Figura 30 – Modulação AM com índice de modulação = 0,5, submodulação

Nota-se que a onda modulada tem a envoltória com o mesmo formato do sinal modulador. Isso acontece pelo fato de  $A + Bm(t) > 0$ . Na Figura 29 o índice de modulação é unitário, usualmente referido como 100% de modulação. Na Figura 30 o índice de modulação é maior que 0, no entanto menor do que 1. O índice de modulação indica o aprofundamento que o sinal modulador imprime à portadora. O índice não deve ser maior que 100%, para evitar problemas de distorção no momento da recuperação do sinal modulador por um detector de envoltória.

O índice de modulação é um parâmetro usado para verificar a qualidade do processo:

- $\Delta_{AM}=1$ , 100% de modulação;
- $\Delta_{AM}>1$ , sobremodulação – indica rotação de fase – implica distorção na recepção;
- $\Delta_{AM}<1$ , submodulação – indica desperdício de potência.

O sinal mensagem, ou modulante, que se designa genericamente  $m(t)$ , deve ser tal que a frequência máxima do espectro seja bem menor que  $f_c$ , ou seja,  $f_{m\acute{a}x}[m(t)] \ll f_c$ .

Usualmente a banda passante útil, devido a restrições na região linear do equipamento transmissor, fica entre 0,1% e 1% da frequência da portadora, ou seja,  $f_{m\acute{a}x}[m(t)] \sim \frac{f_c}{1000} a \frac{f_c}{100}$ .

#### Comportamento Espectral do sinal AM

No domínio da frequência, o processo de modulação AM é aproximadamente a convolução do espectro do sinal modulante com  $\delta(f_c)$  na frequência da portadora, pois  $f_{m\acute{a}x}[m(t)] \ll f_c$ , do que se pode obter que

$$\mathfrak{F}[m(t) \cdot \cos(w_c t + \phi)] \sim M(f) * \delta(f_c)$$

Assim, o **espectro do sinal modulado ocupa duas vezes mais largura de banda que o mesmo sinal em banda base**. A figura ilustra o comportamento espectral de um sinal AM com  $f_c = 1$  kHz, com sinal modulante uma senoide pura de 50 Hz.

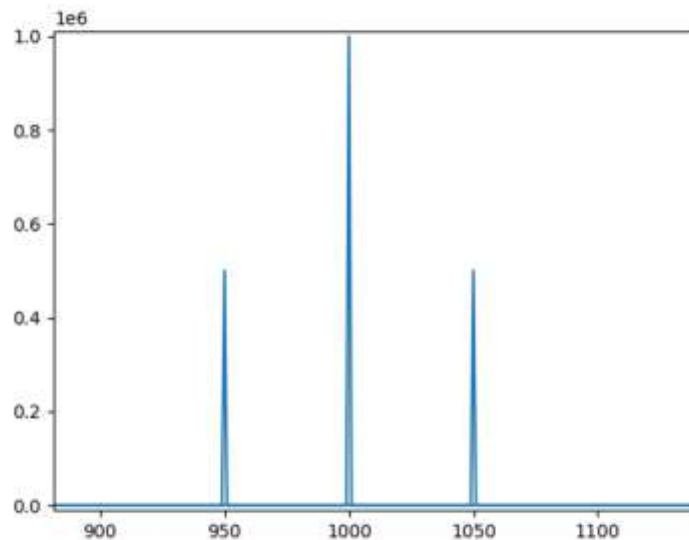


Figura 31 – Espectro dobrado de onda AM

Fica evidenciado que a largura de faixa de transmissão necessária à transmissão de um sinal AM é exatamente duas vezes a do sinal mensagem. Em radiofusão, a máxima frequência permissível por norma para o sinal mensagem é 5 kHz, portanto a largura de faixa liberada para radiofusão comercial AM é 10 kHz. No Brasil, o rádio AM comercial ocupa a faixa de 550 kHz a 1.650 kHz.

### Sensibilidade ao ruído

Os sinais modulados em AM são muito sensíveis ao ruído e interferência aditivos, uma vez que a informação é transportada pela amplitude da portadora.

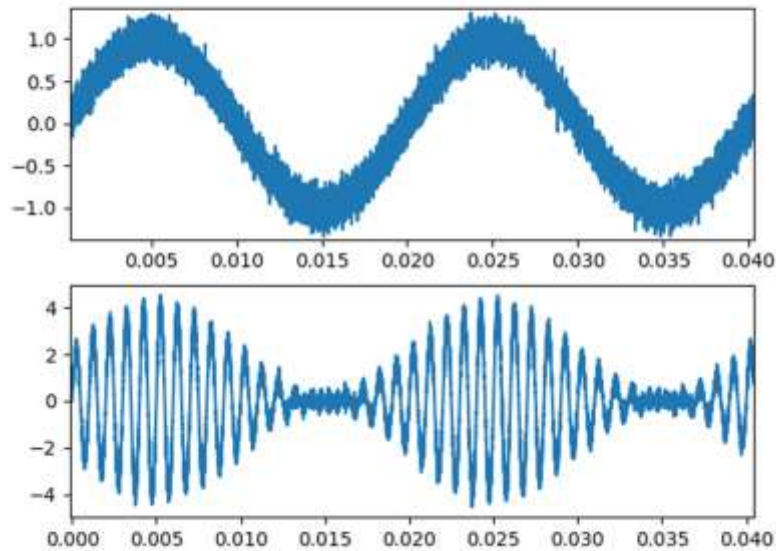


Figura 32 – Sensibilidade da modulação AM ao ruído

A Figura 32 mostra como o sinal modulado copia o ruído presente no sinal modulante.

### 2.2.3 Modulação em Amplitude com Faixa Lateral Única

A modulação em amplitude com faixa lateral única, ou AM-SSB (*Amplitude Modulation-Single Side Band*), utiliza para a transmissão dos sinais somente a faixa lateral superior ou inferior do sistema AM. A obtenção do AM-SSB é feita por meio da eliminação de uma das faixas do AM-SC.

Na realidade, a modulação SSB é, a rigor, em quadratura, mas há um costume de chamá-la de modulação em amplitude. A vantagem que se obtém com esse sistema em relação aos anteriores é a economia de faixa.

O processo mais comum de obtenção do AM-SSB é por filtragem de uma das faixas laterais do AM-SC. Outra maneira de obtenção do AM-SSB recebe o nome de método de defasagem, que utiliza a transformada de Hilbert, que não trataremos aqui.

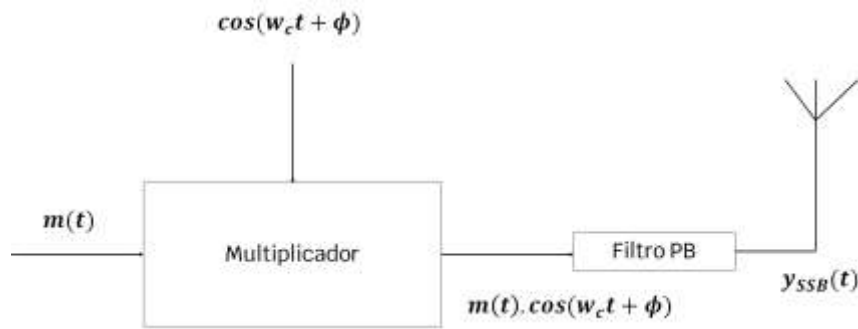


Figura 33 – Modulador AM-SSB com supressão da faixa lateral superior

#### 2.2.4 Modulação em Frequência

No sistema com modulação FM a frequência da portadora varia proporcionalmente com a variação do sinal modulante  $m(t)$ . O sinal modulado tem a forma

$$c(t) = A \cos\{2\pi[f_c + \Delta_{FM}m(t)]t + \phi\}$$

, em que  $A$  é a amplitude,  $f_c$  é a frequência da portadora e  $\Delta_{FM}$  é o índice de modulação. A Figura 34 mostra o comportamento espectral do sinal modulado.

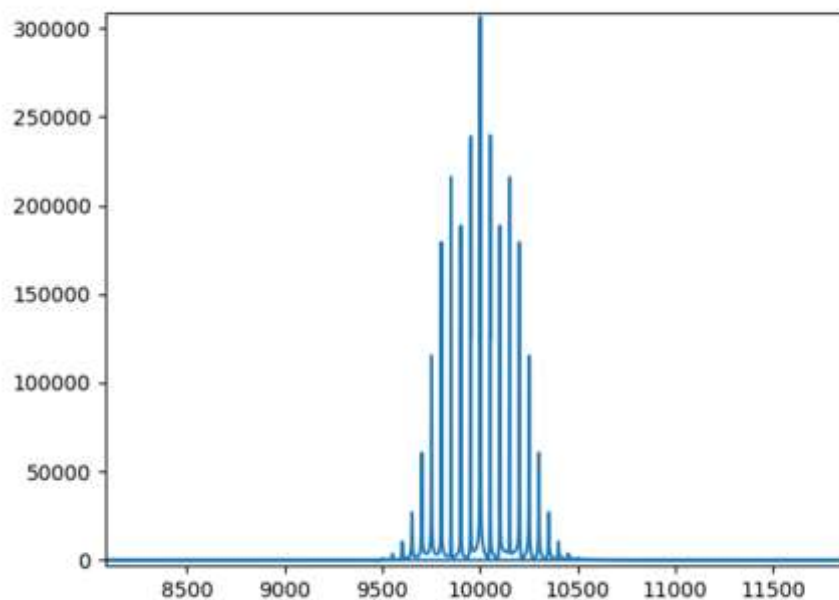


Figura 34 – Sinal FM, com portadora de  $f_c = 10$  kHz, sinal modulante de 50 Hz

O índice de modulação determina a amplitude da variação da frequência do sinal modulado. Quanto maior for o índice de modulação, maior será a

variação de frequência para o mesmo sinal a transmitir e mais largo será o espectro do sinal modulado.

Os sinais modulados em FM são **mais imunes ao ruído e à interferência** aditivos que os sinais AM, uma vez que a informação é transportada pela frequência instantânea do sinal modulado e não pela amplitude da portadora.

Assim, os sistemas de transmissão em que é necessária uma maior qualidade do sinal (relação sinal-ruído) é utilizada normalmente a modulação em frequência.

Um grande índice de modulação provoca um alargamento no espectro do sinal modulado, fazendo com que este ocupe uma faixa bem superior à do sinal de banda básica.

## 2.3 MODULAÇÃO DIGITAL

### 2.3.1 Conceitos gerais

Os avanços observados nas três últimas décadas em hardware e em processamento digital de sinais tornam os sistemas de comunicações digitais mais baratos, mais rápidos e mais eficientes, quanto ao consumo potência, do que os sistemas de comunicações analógicos. A modulação digital apresenta uma série de vantagens sobre a modulação analógica, dentre as quais maiores taxas de dados, poderosas técnicas de correção de erros, resistência a imperfeições do canal, estratégias de acesso múltiplo mais eficientes e maiores segurança e privacidade. Avanços em codificação e modulação codificada aplicadas à sinalização digital tornam o sinal menos suscetível ao ruído e ao desvanecimento, podendo ser utilizada equalização para remover imperfeições multipercurso. Técnicas de espalhamento espectral aplicadas à modulação digital podem ser usadas a remover ou combinar multipercurso, reduzir a interferência e detectar usuários múltiplos simultaneamente.

Atualmente, a modulação digital é mais adequada à criptografia, resultando um nível mais alto de segurança. Por todas essas razões, os sistemas atualmente propostos ou em desenvolvimento para aplicações envolvem comunicações pessoais e sem fio são todos digitais.

A modulação digital consiste em mapear **símbolos em formas de onda** para transmissão por um dado canal. As principais considerações usadas na escolha de uma determinada técnica de modulação digital são:

- alta taxa de dados;
- elevada eficiência espectral (mínima ocupação de largura de faixa);
- elevada eficiência de potência (mínima potência de transmissão requerida);
- robustez a imperfeições do canal;
- robustez a imperfeições de hardware;
- baixo custo de implementação.

Frequentemente, os tópicos citados configuram em requisitos conflitantes, sendo a escolha da modulação baseada na determinação da técnica que alcança o melhor compromisso entre esses requisitos.

Atualmente, a modulação digital pode ser classificada em três categorias: modulação em amplitude, quadratura e modulação em fase. As técnicas de modulação em amplitude e em quadratura possuem propriedades espectrais do que as técnicas de modulação em fase têm melhores propriedades espectrais do que as técnicas de modulação em fase, uma vez que levam a um alargamento espectral. No entanto, a maioria das técnicas de modulação em quadratura e em amplitude tem uma envoltória de sinal constante. A modulação com uma envoltória não constante é mais susceptível às variações de amplitude decorrentes de desvanecimento e interferência. Além disso, é preferível usar amplificadores não lineares, visto que são baratos e fáceis de construir. Entretanto, tais amplificadores não são eficientes para modulação com a envoltória não constante, tendo em vista que o ponto de operação do amplificador ser significativamente mais baixo que a região em que o amplificador torna-se não linear; caso contrário a amplitude é distorcida pela não linearidade do amplificador.

Portanto, o compromisso geral entre modulação em amplitude e em quadratura versus modulação em fase diz respeito à melhor eficiência espectral



para o primeiro caso e à melhor eficiência de potência para o segundo. Uma vez determinada a técnica de modulação, a dimensão da constelação deve ser escolhida. Esquemas de modulação com constelações maiores têm maiores taxas de dados, mas são mais suscetíveis a ruído desvanecimento e imperfeições de hardware.

### 2.3.2 Análise no Espaço de Sinais

A modulação digital codifica uma sequência de bits de comprimento finito em um dentre sinais transmitidos. Intuitivamente, o receptor minimiza a probabilidade de erro de bit decodificado recebido como o sinal no conjunto de possíveis sinais transmitidos que é mais próximo ao sinal.

A determinação da distância entre os sinais transmitido e recebido requer uma métrica de sinais. Representando os sinais como projeções em um conjunto de funções de base, obtém-se latência um a um entre o conjunto de sinais transmitidos e suas representações vetoriais. Por analisar sinais em um espaço vetorial de dimensão finita em vez de em um espaço vetorial de dimensão infinita, usando as noções clássicas de distância para espaços vetoriais. Esta seção mostra como os sinais digitalmente podem ser representados como vetores em um espaço vetorial apropriadamente métodos de demodulação ótima podem ser obtidos a partir dessa representação no espaço vetorial geral é aplicada posteriormente a técnicas de modulação específicas.

Considere o sistema de comunicações mostrado na Figura 35.



Figura 35 – Modelo do sistema de comunicações – modulação digital

Considere o modelo de canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), de modo que o canal tem resposta ao impulso  $h(t) = \delta(t)$  e que ruído branco e estacionário com média zero e densidade espectral de potência  $N_0/2$  é adicionado ao sinal transmitido para formar o sinal que chega ao receptor. A cada  $T$  segundos, o sistema seleciona uma mensagem  $m_i$  de um conjunto  $M = \{m_1, \dots, m_M\}$  que é posteriormente transmitida pelo canal. Admitindo que cada

mensagem seja codificada com  $k$  bits, a taxa de bits da transmissão é de  $k/T$  bps.

Cada mensagem  $m_i$  tem probabilidade  $P_i$  de ser selecionada para transmissão, dado o universo de  $M$  mensagens, do que  $\sum_i P_i = 1$ . Matematicamente, o receptor deve minimizar a probabilidade de erro, dada por

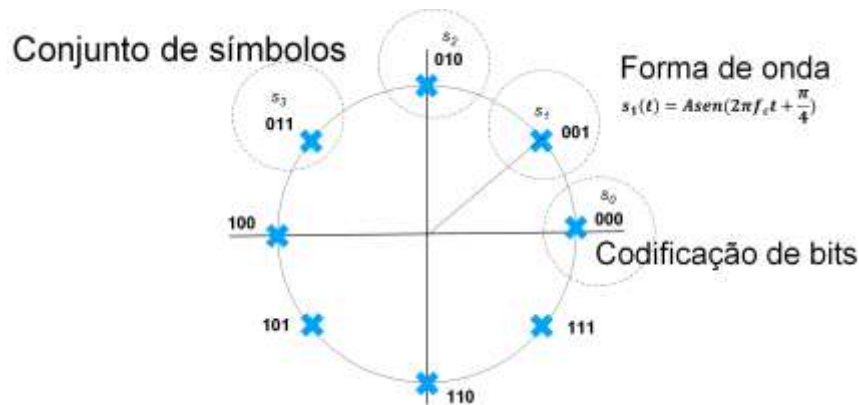
$$P_e = \sum_{i=1}^M P_i \cdot P(\hat{m} \neq m_i | m_i \text{ enviado})$$

, onde  $\hat{m}$  é a mensagem selecionada,  $m_i$  é a mensagem enviada e  $P_i$  sua probabilidade no conjunto de mensagens. **O problema do receptor é identificar a solução ótima do problema de minimização do erro.**

Dada a saída do canal  $x(t) = s_i(t) + n(t)$ ,  $0 \leq t < T$ , investiga-se agora o projeto do receptor de determinar qual  $m_i$  - de forma equivalente, qual  $s_i(t)$  foi enviado no intervalo de tempo  $[0, T]$ . Um processo similar é seguido para cada intervalo de tempo das demais mensagens, nos intervalos  $[kT, (k+1)T]$ .

O receptor faz sua estimativa  $\hat{m}$  da mensagem transmitida  $m_i$  em função do  $s_N$  símbolos possíveis utilizados pelo esquema de modulação para transmitir a mensagem. O receptor descarta qualquer formação no termo de ruído remanescente  $n$ . O objetivo do projeto do receptor é minimizar a probabilidade de erro na detecção da mensagem transmitida dado o sinal recebido  $2(t)$ . Para minimizar a probabilidade de erro.

Para ilustrar esse processo podemos utilizar o recurso do mapeamento de Gray. A Figura 36 ilustra uma **constelação de símbolos** para modular uma sequência de bits, o qual define o espaço de sinais.



*Figura 36 – Mapeamento de Gray de constelação de símbolos*

Descrevendo de modo pormenorizado o modelo, devemos presumir uma sequência de bits referentes a elementos discretos de um conjunto finito,  $S=\{b_0, ..., b_{N-1}\}$ . Cada grupo de  $k$  bits é relacionado a uma mensagem  $m_i$ , consequentemente a um símbolo  $s_i$  de uma mensagem, que define a forma de onda do sinal a transmitir. O mapeamento de Gray apresentado na Figura 36 ilustra a constelação de símbolos possíveis admitindo um esquema de modulação em que cada grupo de três bits é codificado em uma figura de onda  $s_i$ , ou seja, é possível codificar 3 símbolos em uma forma de onda, variando somente a sua fase, possibilitando 8 símbolos distintos. O conjunto  $m$  de mensagens implica o conjunto de símbolos  $\hat{m}$  símbolos recebidos alterados pelos efeitos adversos e indesejados do canal, resultando em uma constelação a ser identificada, como ilustra a Figura 37, a título de exemplo.

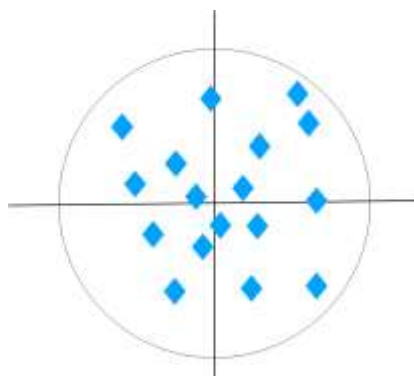


Figura 37 – Mapeamento de Gray de constelação de símbolos recebidos na transmissão de uma mensagem

Após o conjunto de símbolos ser recebido o receptor deve decidir qual é a constelação mais provável. O receptor pode utilizar uma estrutura chamada de **máxima verossimilhança**, que é muito simples de implementar, visto que o critério e decisão depende apenas de **distâncias entre vetores no espaço de**

**sinais.** A estrutura busca minimizar a probabilidade de erro quando as mensagens transmitidas são equiprováveis. Para mensagens que não são equiprováveis, o critério de decodificação por distância mínima não é suficiente para minimizar a probabilidade de erro, uma vez que as probabilidades de mensagens a priori influenciam essa probabilidade.

Um algoritmo facilmente compreendido é aquele que objetiva  $\hat{m}_i = \min \|x_i - s_i\|$ , ou seja, decidir pelo símbolo do espaço de sinais que, para cada símbolo recebido, busca-se a menor norma com o conjunto de símbolos do esquema de modulação usado.

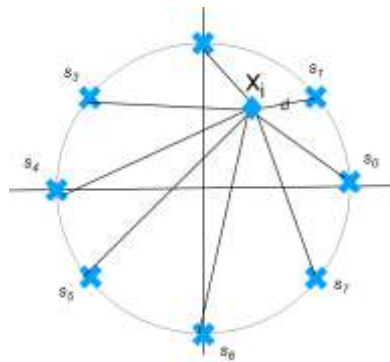


Figura 38 – Receptor com decisão baseada na distância do símbolo recebido com os símbolos do espaço de sinais

### Esquemas de Modulação Digitais

Nos esquemas de modulação digitais, os bits de informação são utilizados para selecionar a amplitude e/ou fase do sinal transmitido. Existem três tipos principais de modulação digital:

- Modulação por amplitude de pulsos (M-PAM): a informação modula somente a amplitude da portadora;
- Modulação com chaveamento por deslocamento de fase (M-PSK): a informação modula somente a fase da portadora;
- Modulação em quadratura (M-QAM): a informação modula tanto a amplitude quanto a fase da portadora.

O valor de  $M$  define o número de símbolos ou formas de onda do espaço de sinais. Por exemplo, a modulação 4-PAM implica 4 símbolos no esquema de modulação PAM.

A Figura 39 mostra o modelo em blocos de um modulador digital geral. O símbolo discreto a ser transmitido  $s_n$  pode ser representado na sua forma complexa retangular pela expressão  $s_n = a_n + jb_n$ , de modo a possibilitar a definição da fase do símbolo do espaço de sinais.

A amplitude do símbolo deve ser determinada por um pulso de onda  $g(t)$  cujo formato requer uma análise adequada.

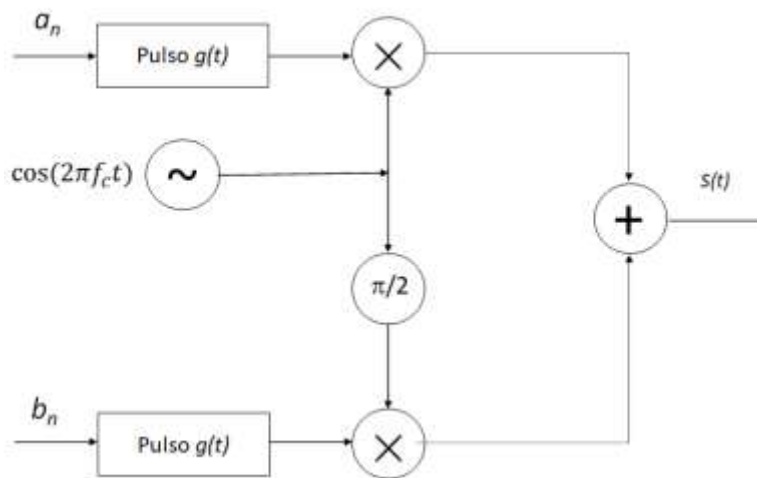


Figura 39 – Estrutura básica de um modulador digital

O formato do pulso deve ser convenientemente escolhido para o modulador, pois em virtude do seu comportamento no domínio da frequência, a sucessão de bits pode favorecer uma interferência intersimbólica (ISI, *Inter Symbol Interference*). Para que não haja interferência, os pulsos devem satisfazer o critério de Nyquist, de tal modo que no instante de amostragem a ISI deve ser igual a nula. A Figura 40 ilustra pulso de formato cossenoidal levantado.

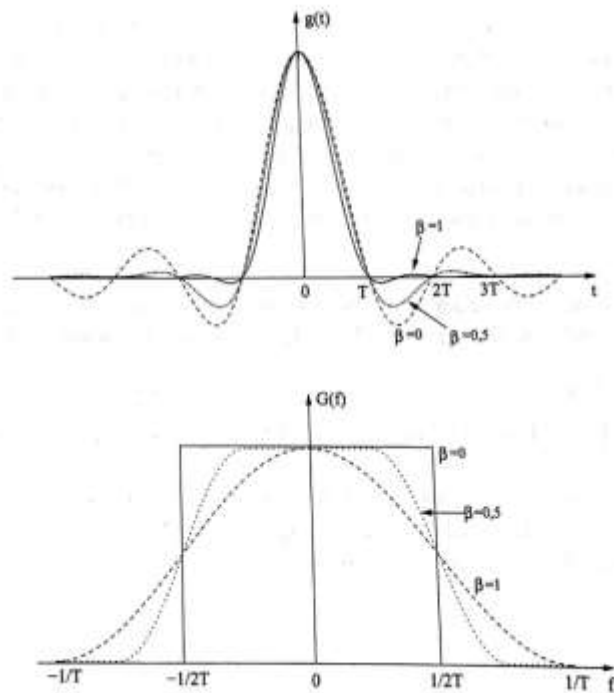


Figura 40 – Pulso  $g(t)$  de formato cosseno levantado

Observe que no instante de amostragem  $1/T$  o valor do sinal é nulo exatamente para que não haja *ISI*. O comportamento espectral evidencia que para alguns valores de  $\beta$ , chamado de fator de *rolloff* (ou fator de excesso), um bit pode se sobrepor a outro, consequentemente um símbolo sobre outro.

A modulação consiste no produto de  $s_n.g(t)$  pelo sinal da portadora  $\cos(2\pi f_c t)$ .

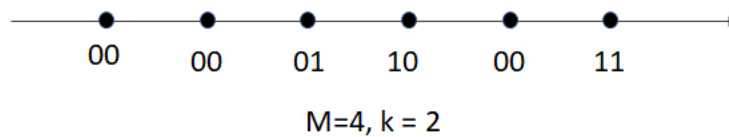
### 2.3.3 Modulação por Amplitude de Pulsos (M-PAM)

O tipo de modulação mais simples, o M-PAM, não apresenta a componente em quadratura ( $b_n=0$ ). Nesse esquema, toda informação é codificada na amplitude do sinal a ser transmitido, ou seja,

$$s_m(t) = A_m g(t) \cos(2\pi f_c t)$$

, onde  $A_m = (2m - 1 - M)d$ ,  $m=1, \dots, M$ , e  $d$  é a distância entre símbolos. Ou seja, a amplitude do sinal transmitido pode assumir  $M$  valores possíveis amplitudes, o que faz com que cada pulso corresponda a  $\log_2 M = K$  bits por intervalo de sinalização  $T_s$ .

Normalmente se usa o código Gray para associar os bits aos símbolos da constelação. Nesse tipo de mapeamento, símbolos adjacentes são associados a conjuntos de bits que diferem um do outro em apenas um bit. Com esse método de codificação, se o ruído provocar um erro de demodulação de um símbolo para outro símbolo adjacente (tipo de erro mais provável), então somente um bit em uma sequência de K bits é decodificado erroneamente.



*Figura 41 – Mapeamento Gray esquema 4-PAM*

#### 2.3.4 Modulação com Chaveamento por Deslocamento de Fase (M-PSK)

No esquema M-PSK, a informação é codificada na fase do sinal transmitido, ou seja,

$$s_m(t) = g(t) \cos \left[ 2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m - 1) \right].$$

, onde  $m = 1, \dots, M$ . Ou seja, a fase do sinal transmitido pode assumir  $M$  valores possíveis.

A Figura 42 ilustra o exemplo de um esquema 8-PSK.

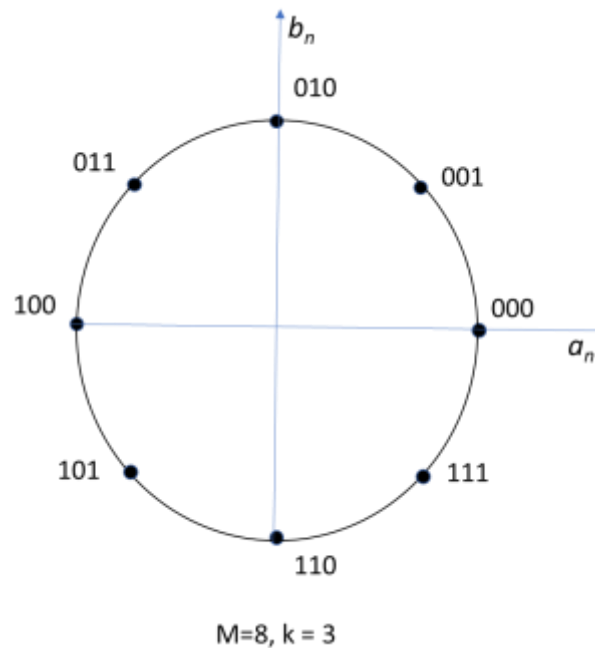


Figura 42 – Mapeamento Gray para o esquema de modulação 8-PSK

No caso do esquema 8-PSK, os símbolos são intervalos em fase  $\phi = \pi/4$ , possibilitando representar grupos de 3 bits. Observe que para  $g(t) = 1$ , isto é, pulso retangular, o sinal transmitido tem envoltória constante, diferentemente esquemas de modulação M-PAM. Contudo, pulsos retangulares são espectralmente pouco eficientes.

#### 2.3.5 Modulação em Quadratura (M-QAM)

No esquema M-QAM, os bits de informação são utilizados para modular a fase e a amplitude do sinal transmitido. Assim, enquanto os esquemas M-PAM e M-PSK têm um grau de liberdade para codificar os bits de informação (amplitude ou fase respectivamente), o esquema M-QAM tem dois graus de liberdade. Como resultado, o M-QAM tem melhor eficiência espectral do que os esquemas M-PAM e M-PSK, ou seja, para uma dada largura de faixa e uma dada potência média, o esquema M-QAM consegue codificar um número maior de bits por símbolo.

O sinal transmitido é dado por

$$s_m(t) = A_m g(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_m)$$



Considerando a forma retangular dos símbolos do esquema,  $s_n = a_n + jb_n$ ,  $a_k = A_k \cos \phi_k$  e  $b_k = A_k \sin \phi_k$ , para  $k = m, n$ , em um esquema retangular  $m \times n$ .

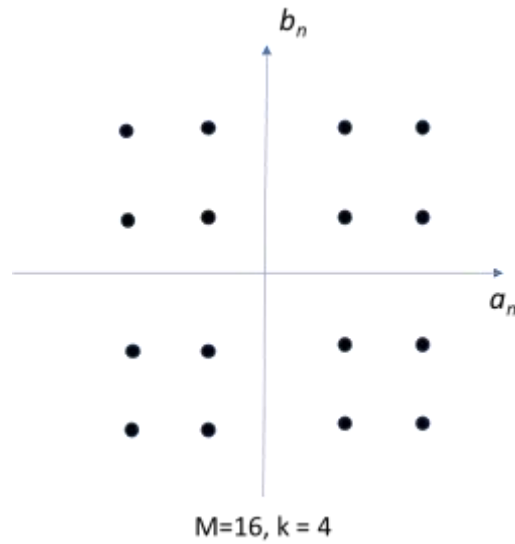


Figura 43 – Mapeamento Gray em esquema 16-QAM