

## 2.3. Multiplexação

A concepção mais simples de um sistema de telemédidas possui apenas um transdutor e este sinal de saída pode ser aplicado diretamente a um transmissor.

Na outra extremidade deste canal de transmissão está o receptor e este sinal recebido poderia ir diretamente ao sistema de monitoramento para análise em tempo real ou a um gravador para registro e pós-processamento.

Na realidade, como existe uma quantidade de dados de informação muito grande em aplicações de telemetria, seria extremamente custoso, além de não ser prático, a utilização de canais de transmissão distintos para cada uma destas informações.

A maioria dos sistemas de telemédidas espaciais combina os sinais de vários transdutores em um único sinal composto que é transmitido em apenas um canal de *RF*. Este processo é chamado de multiplexação.

Na recepção, os sinais são separados em canais (*CH-n*) pelo processo chamado de demultiplexação que os distribui para visualização ou para gravação. O diagrama a seguir representa este sistema básico.

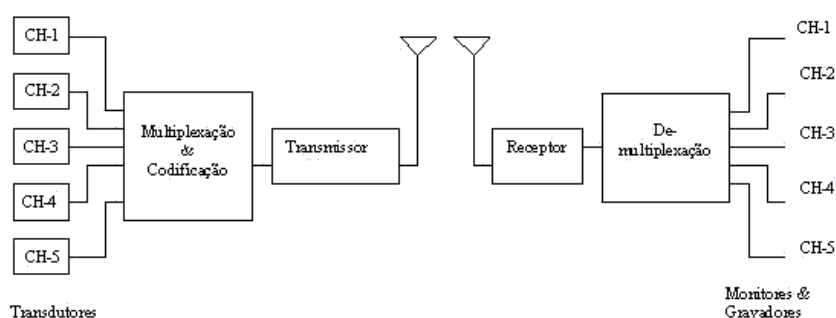


Figura 2.7: Diagrama do sistema de telemédidas básico.

Nos sistemas de Telemédidas, além da Multiplexação por Divisão na Freqüência (*FDM Frequency Division Multiplexing*), outra técnica muito utilizada é a Multiplexação por Divisão no Tempo (*TDM Time Division Multiplexing*).

Em geral, quando muitos sinais devem ser transmitidos, a técnica de Multiplexação por Divisão no Tempo ou Time Division Multiplexing (*TDM*) fornece mais capacidade de informação para um mesmo canal de transmissão do que a de Multiplexação de Freqüências.

De acordo com o teorema da amostragem, é possível transmitir um sinal contínuo e limitado em faixa, transmitindo-se apenas as suas amostras tomadas a intervalos regulares.

Como estas amostras ocupam apenas parte do tempo do canal de transmissão, amostras de outros sinais podem ser inseridas entre estes intervalos.

Desta forma é possível transmitir vários sinais simultaneamente em apenas um único canal, esta situação está representada na figura 2.7.

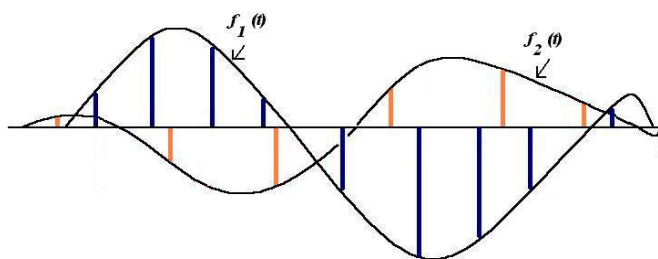


Figura 2.8 Multiplexagem no tempo de dois sinais

A Modulação por Pulsos Codificados (*PCM Pulse Code Modulation*) é um dos sistemas de multiplexação *TDM* e este tipo de sistema é capaz de agregar vários canais de informações e disponibilizá-los em um único canal de transmissão em *RF* (Stiltz, 1966).

### 2.3.1. Comparação entre Multiplexação *FDM* e *TDM*

Os sistemas mais conhecidos de multiplexação são os das estações de Frequência Modulada (*FM Frequency Modulation*) e das estações de *TV*, onde os sinais de vídeo são transmitidos em Amplitude Modulada (*AM Amplitude Modulation*) e os sinais de áudio em *FM*.

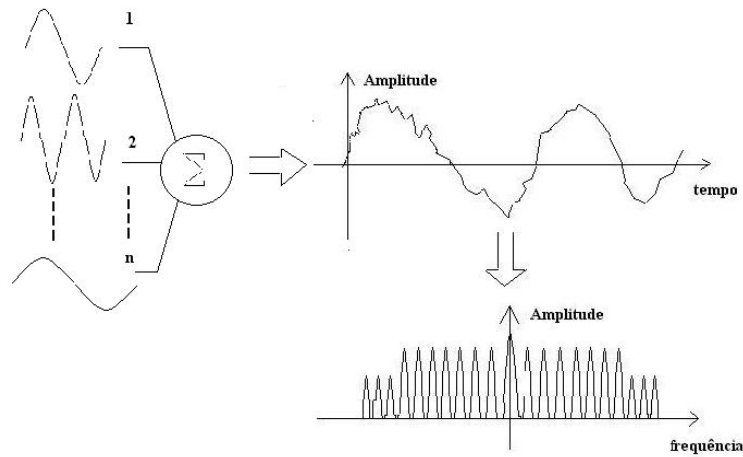
Muitos sinais podem ser combinados no processo de multiplexação, porém não podem ocupar ao mesmo tempo o mesmo espectro de frequência do canal de transmissão.

A separação das informações em um rádio enlace é realizada após a recepção através de dois métodos básicos que consistem em separar os canais de informações em frequência ou no tempo.

Nos sistemas multiplexados por divisão em frequência, todos os sinais a serem transmitidos são contínuos e estão misturados no domínio do tempo, conforme mostrado na figura 2.9.

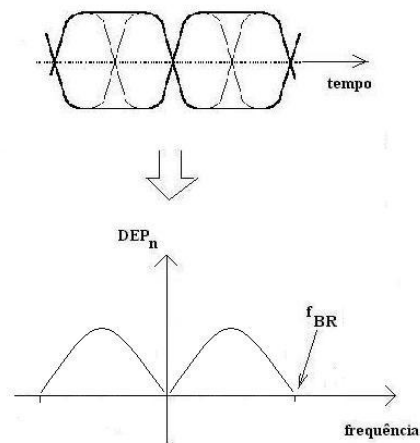
Os espectros destes vários sinais modulados ocupam faixas diferentes no domínio da frequência e podem ser separados por filtros adequados. Assim, todos os sinais estão misturados no domínio do tempo, mas mantêm as suas identidades no domínio da frequência.

Por outro lado, no caso da multiplexagem *TDM*, as amostras de cada sinal permanecem distintas e podem ser reconhecidas e separadas no domínio do tempo. Entretanto, os espectros de frequências dos vários sinais amostrados ocupam a mesma região de frequência e estão tão misturados que não podem ser reconhecidos.



**Figura 2.9: FDM - Canais de informações no tempo e o respectivo espectro em frequência.**

Desta forma a identidade do espectro é mantida nas informações multiplexadas por divisão na frequência enquanto que a identidade da forma de onda é mantida nas informações multiplexadas por divisão no tempo.



Onde  $DEP_n$  : densidade espectral de potência normalizada em relação à energia do sinal por bit.  
 $f_{BR}$  : frequência de bit

**Figura 2.10: TDM - Canais de informações no tempo e o respectivo espectro em frequência.**

Como o sinal multiplexado é totalmente conhecido através de sua especificação, tanto no domínio do tempo como da frequência, as informações multiplexadas podem ser separadas após o receptor mediante técnicas apropriadas dos respectivos domínios.

### 2.3.2. Multiplexação por Divisão no Tempo

A multiplexação *TDM* permite que todas as informações dividam o canal de transmissão, mas cada informação é conectada ao canal de transmissão por apenas um curto período e nunca ao mesmo tempo.

Nesta técnica, cada canal de informação é amostrado pelo multiplexador, em uma seqüência regular, como mostra a Figura 2.11. Quando o último canal for amostrado, a seqüência é reiniciada pelo primeiro canal.

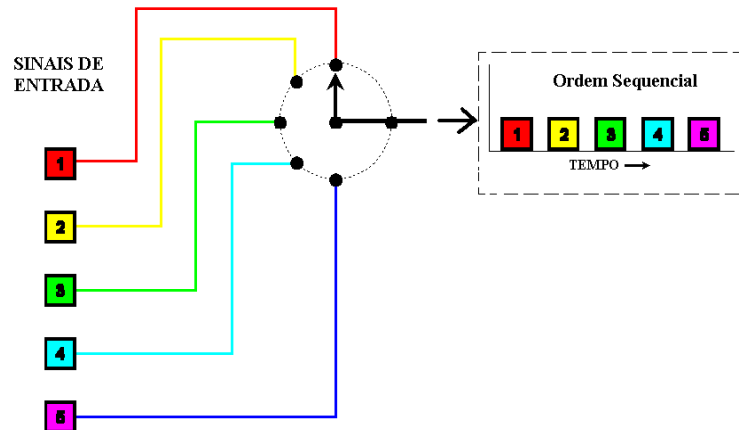


Figura 2.11: Técnica de Multiplexação por Divisão no Tempo

Desde que os canais de informação não são monitorados continuamente no sistema de multiplexação por divisão no tempo, o intervalo de amostragem deve ser rápido o suficiente para que a amplitude da informação deste canal não mude muito entre uma amostra e outra.

Estudos teóricos baseados em condições ideais tem mostrado que nenhuma informação é perdida se a taxa de amostragem for no mínimo duas vezes maior que a componente de maior freqüência do sinal amostrado.

Na prática, os sistemas de telemédidas utilizam uma taxa de amostragem muito maior que a mínima para preservar todas as informações do sinal original. A taxa de amostragem por canal nos sistemas de telemédidas normalmente é cinco vezes maior que a componente de maior freqüência do sinal amostrado.

Por exemplo, se a maior componente da freqüência em um dado canal é 40 Hz, o canal é amostrado com 200 amostras por segundo. Se o sistema é constituído de oito canais, o multiplexador deve operar a 1600 amostras por segundo.

Na recepção deste sinal, um demultiplexador operando na mesma seqüência que o multiplexador, distribui em canais apropriados o sinal multiplexado.

Desde que o sistema de multiplexação por divisão no tempo é baseado em uma temporização precisa, é vital que o demultiplexador esteja exatamente sincronizado com a informação que vem do multiplexador. Caso contrário, a informação de monitoramento de uma tensão de alimentação de um circuito, por exemplo, pode ser interpretada como uma informação de temperatura.

### 2.3.3. Modulação por Pulsos

Entre as técnicas da Multiplexação *TDM*, a Modulação *PAM* é a técnica de modulação mais simples. A saída do multiplexador é um sinal Modulado por Amplitude de Pulso (*PAM Pulse Amplitude Modulation*). Isto é, a amplitude de cada pulso representa o valor instantâneo de uma forma de onda amostrada como mostrada na Figura 2.12.

Esta técnica é sempre utilizada quando uma pequena interferência pode ser admitida ou quando os requisitos de precisão não são tão rigorosos. A desvantagem da Modulação por Amplitude de Pulso é que qualquer ruído no sinal muda o valor da amplitude do pulso, introduzindo distorção no sinal.

Uma solução para este problema é o uso da Modulação por Duração de Pulso (*PDM Pulse Duration Modulation*) ou Modulação por Largura de Pulso (*PWM Pulse Width Modulation*), onde o sinal *PAM* passa por um circuito que produz novos pulsos com amplitude uniforme, mas variando a sua largura, mostrada na Figura 2.12. A largura ou duração do pulso representa a amplitude do sinal original.

A Modulação *PDM* ou *PWM* é menos susceptível ao ruído do que a Modulação *PAM*, entretanto qualquer distorção na forma do pulso pode alterar a duração deste e produzir uma distorção no sinal original.

A Modulação *PCM* oferece algumas vantagens em relação aos outros tipos de modulação por pulsos.

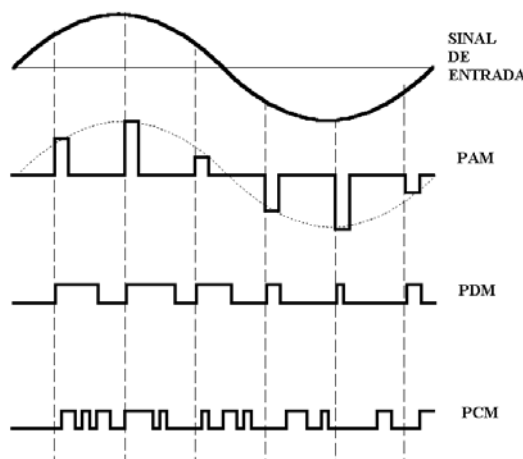


Figura 2.12: Modulação por Pulsos

Na Modulação *PCM* a amplitude instantânea do sinal amostrado é representada pelo arranjo codificado de dígitos binários ou simplesmente bits, resultando em uma série de pulsos e espaços. Todos os pulsos são de mesma amplitude e de mesma largura, o que torna

muito simples a sua identificação, pois é necessário somente detectar a presença ou ausência de um pulso.

Um pulso distorcido não degradará o sinal desde que o pulso possa ser reconhecido. Portanto a modulação *PCM* é menos sensível ao ruído do que as outras modulações por pulsos e é facilmente implementada usando os recursos atuais.

### 2.3.4. Modulação por Pulsos Codificados

Um codificador *PCM* básico é representado no diagrama em blocos simplificado da Figura 2.13. Vários transdutores são conectados à entrada do multiplexador.

Como a maioria destes codificadores é programável, os sinais destes transdutores podem ser amostrados conforme qualquer ordem escolhida pelo usuário e em qualquer taxa adequada para as condições de amostragem.

A saída do multiplexador é um sinal *PAM* que contém amostras de cada um dos canais de entrada multiplexados segundo a técnica de divisão no tempo.

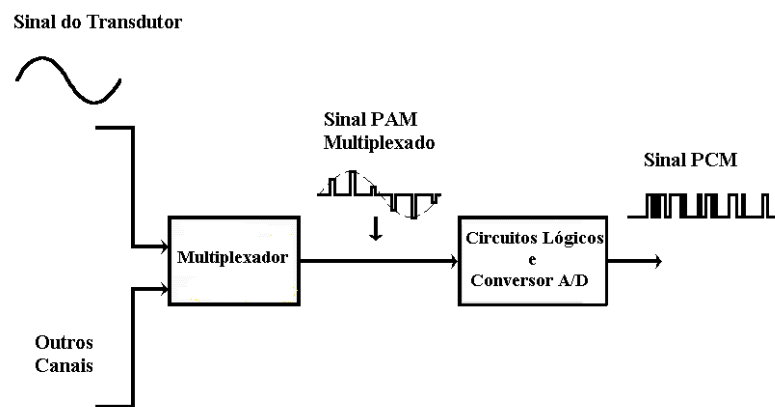


Figura 2.13: Codificador *PCM* Básico

O conversor *A/D* converte cada amostra analógica do sinal *PAM* em um sinal digital. Este sinal digital é formatado em um trem de pulsos de acordo com um dos códigos *PCM* disponíveis do padrão de telemetria *IRIG-106* (Anexo F). Existe uma variedade de formas de ondas que podem representar os bits “zero” e “um”, e entre elas estão as codificadas segundo o padrão *NRZ-L* e *Bi-Fase-L* (*Bi-φ-L*). As duas representações binárias mais utilizadas em telemetria espacial estão mostradas na Figura 2.14.

A Modulação *PCM* consiste, basicamente, em transformar um sinal analógico em uma sucessão de pulsos que, devido à sua característica em admitir apenas dois níveis distintos, permitem sua codificação em um padrão binário. A grande vantagem da Modulação *PCM* reside justamente no fato de haver só dois níveis distintos para o sinal modulado, reduzindo

de forma substancial a influência do ruído interferente. Este sinal na presença de ruído pode ser regenerado, reassumindo sua forma original.

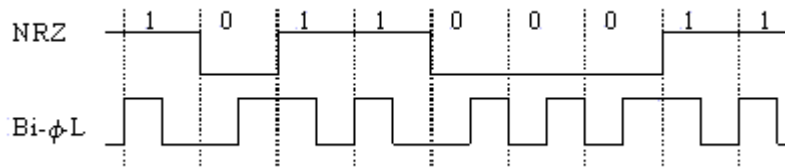


Figura 2.14: Sinal codificado NRZ e Bi-φL

O processo de conversão de um sinal analógico em uma seqüência de dígitos que possa ser processada através de um sistema digital implica em uma quantização dos valores discretos em um número finito de níveis e em uma representação de cada nível em um número de bits.

A amostragem de um sinal analógico é obtida através de um circuito “*Sample and Hold*” (*S/H*) que geralmente é integrado ao Conversor Analógico Digital (*CAD*). O *S/H* é um circuito analógico de controle digital que rastreia o sinal de entrada analógico durante o modo de amostragem, e em seguida o mantém estável, durante o modo de retenção, para que o *CAD* obtenha sua representação digital.

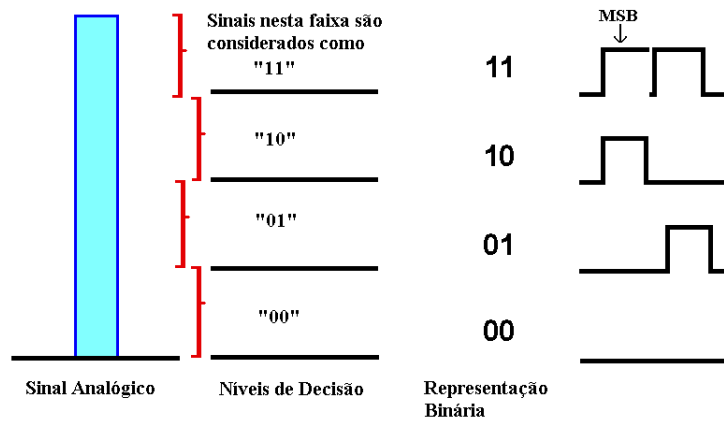


Figura 2.15: Conversão do sinal analógico para o código digital de 2 bits.

A utilização de um *S/H* permite o *CAD* operar mais lentamente comparado ao tempo normal de operação utilizado para adquirir uma amostra e principalmente para evitar os erros devido ao tempo de conversão. Na ausência de um *S/H*, teoricamente, o sinal de entrada não deve variar mais que a metade da resolução do *CAD* durante a conversão, o que representa uma restrição impraticável. A tarefa básica de um *CAD* é converter uma faixa contínua de amplitudes de entrada em uma série discreta de códigos digitais, conforme mostrado na figura 2.15 para uma conversão de 2 bits. Esta conversão envolve o processo de quantização e codificação.

Na Figura 2.16, a codificação encarrega-se de gerar o código binário correspondente ao sinal quantizado e transmiti-lo através de uma cadeia de telemetria.

O processo inverso é a decodificação, que é responsável pela conversão do código binário em um nível de tensão correspondente e este sinal amostrado passa por um processo de filtragem, que recupera cada sinal modulador original.

Como o sinal transmitido através de uma cadeia de telemetria é distorcido pelo ruído, um circuito regenerador ou circuito sincronizador de bit colocado antes do decodificador, reconstitui o sinal *PCM* original.

Outra distorção do sinal original ocorre devido ao processo de codificação. Desde que o sinal *PCM* é uma aproximação do nível discreto de cada instante amostrado do sinal original, a forma de onda reconstruída está distorcida. Isto é, o sinal reconstruído é uma aproximação quantizada do sinal original.

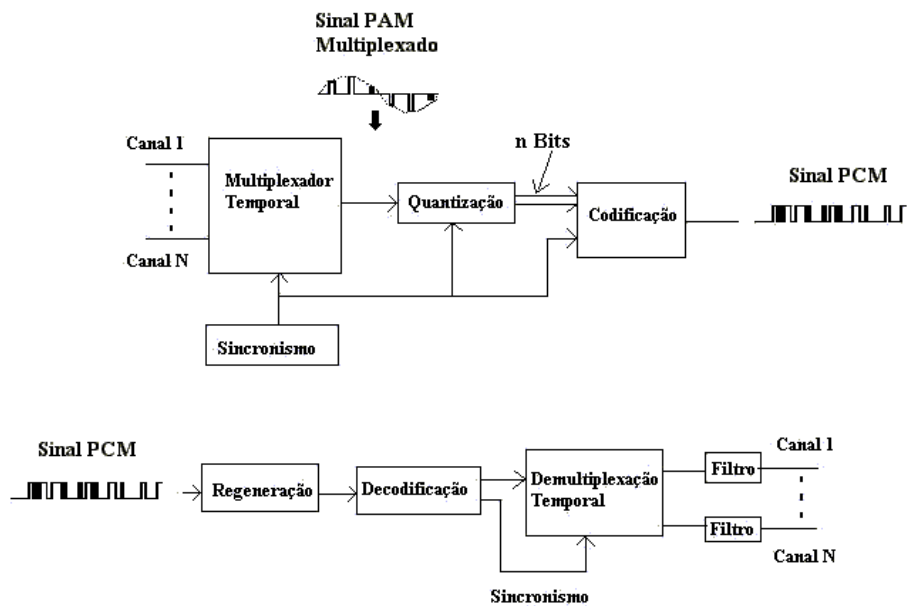


Figura 2.16: Sistema básico de codificação e decodificação *PCM* Multicanais

A disparidade entre a forma de onda original e a representação digital quantizada deve-se ao ruído de quantização. Isto é resultado da diferença entre a amplitude do sinal e o nível de quantização mais próximo representado pelo código em cada instante de amostragem.

### 2.3.5. Quantização de Sinal

O processo de quantização é um processo que atribui à uma dada amplitude  $x(n)$  em um tempo  $t$ , uma amplitude  $x_k$  tomada de uma série finita de valores. A faixa de amplitudes do sinal é dividida em  $L$  intervalos.

$$I_k = \{x_k \mid x(n) \leq x_{k+1}\} \quad k = 1, 2, \dots, L \quad 2.33$$



através de  $L + 1$  níveis de decisão  $x_1, x_2, \dots, x_{L+1}$ . Os possíveis níveis de saída  $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_L$  atribuídos pelo quantizador são denominados níveis de quantização, definidos pela relação:

$$\hat{x}_k = Q[x(n)] \quad 2.34$$

se  $x(n) \in I_k$ . Neste processamento de sinais, a quantização utilizada é uniforme ou linear e definida por:

$$\hat{x}_{k+1} - \hat{x}_k = \Delta \quad k = 1, 2, \dots, L - 1 \quad 2.35$$

$$x_{k+1} - x_k = \Delta \quad 2.36$$

para o intervalo finito  $x_{k+1}, x_k$ . Onde  $\Delta$  é definido como passo de quantização ou resolução do *CAD*. A operação do quantizador pode ser descrita através da função característica de quantização, ilustrada na figura 2.17 para oito níveis de quantização (Short, 1981).

O processo de codificação em um *CAD* atribui um único número binário para cada nível de quantização, ou seja, para  $L$  níveis é necessário pelo menos  $L$  diferentes números binários. Portanto, com uma palavra de comprimento de  $b$  bits, pode-se representar  $L = 2^b$  números binários distintos. Assim, a resolução do *CAD* é dada por:

$$\Delta = \frac{FS}{2^b} \quad 2.37$$

onde *FS* é a faixa (“*Full Scale*”) do quantizador.

Em um sistema binário, a codificação de dois bits resulta em quatro níveis de quantização discretos, ou seja, este tipo de codificação permite quatro níveis de quantização, conforme representa a Figura 2.15.

Em uma codificação de oito bits, que é freqüentemente utilizada em telemetria, existem 256 níveis de quantização. Em um sistema de dez bits, 1024 níveis de quantização são possíveis, permitindo representar de zero a 1023 níveis de quantização. Um sistema de doze bits permite representar de zero a 4095 níveis discretos.

A amplitude de um sinal vibratório varia significativamente durante a trajetória do veículo lançador em consequência de uma ignição de motor (fase propulsada do veículo) ou devido às ondas de choques que se propagam por toda estrutura (causadas pela separação entre estágios). A melhor aproximação para um sinal vibratório quantizado é obtida se os sinais de baixa amplitude são divididos em mais intervalos que os sinais de amplitudes mais altas, ou seja, quanto menor a amplitude do sinal, mais níveis de quantização é desejável.

Entretanto, os quantizadores uniformes fornecem os mesmos intervalos entre os sucessivos níveis e em toda a faixa dinâmica do sinal de entrada.

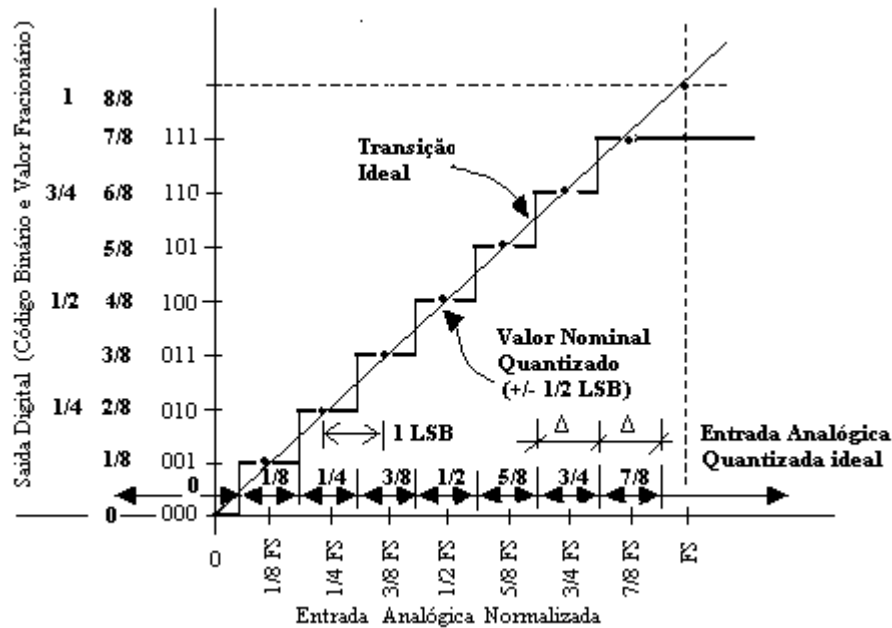


Figura 2.17: Função característica de quantização.

A característica de um quantizador não-uniforme é geralmente obtida passando o sinal através de um dispositivo não linear que comprime a amplitude e em seguida faz uma quantização uniforme.

Um compressor logarítmico tem uma característica de amplitude de entrada-saída de acordo com a equação:

$$|y| = \frac{\log(1 + \mu |x|)}{\log(1 + \mu)} \tag{2.38}$$

A amplitude do sinal de entrada é  $|x|$  e a amplitude de saída é  $|y|$  e  $\mu$  é o parâmetro que é selecionado para dar a característica de compressão desejada.

A Figura 2.18 ilustra esta relação de compressão para vários valores de  $\mu$ . O valor de  $\mu = 0$  corresponde a uma não compressão.

Para a reconstrução do sinal através de valores não uniformemente quantizados, a relação logarítmica inversa é usada para expandir a amplitude do sinal. O par combinado compressor-expansor é denominado de “compandor”.

Os monitoramentos dos sinais de frequência alta no *VLS* foram limitados em 1000 Hz, através de filtros passa baixa de 6ª ordem nas saídas dos sensores de vibração, e foi usado um quantizador uniforme, admitindo-se que para os sinais de baixa amplitude a influência do erro de quantização aumenta, mas dentro de níveis aceitáveis para uma análise do desempenho

estrutural do veículo. Os sinais de vibração possuem amplitudes altas para sinais de frequências baixas e amplitudes baixas para sinais de frequências altas.

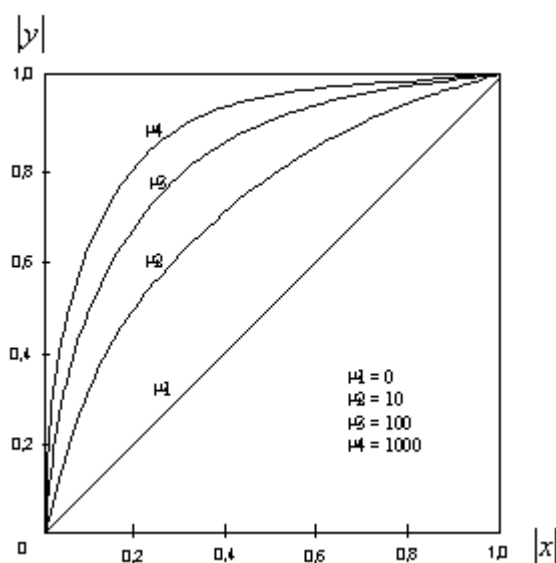


Figura 2.18: Característica entrada  $|x|$  e saída  $|y|$  para um compressor logarítmico.

O sinal *PCM* sempre representará uma aproximação do sinal original e esta aproximação será tanto melhor quanto mais níveis de quantização o codificador *PCM* possuir. Uma resolução de doze bits na codificação de sinais monitorados em telemetria espacial supera a de muitos instrumentos portáteis de medidas.

O processo de codificação em um *CAD* determina a quantidade dos níveis de quantização e o número de bits do sistema. A amostra de um único canal representada por um conjunto de “*b*” bits ou por uma série de “*b*” pulsos sequenciais é denominada de “palavra”.

### 2.3.6. Composição da Palavra

Em um sistema *PCM* a palavra pode ser programada com oito, dez ou doze bits, conforme a sua aplicação. Neste sistema, uma palavra pode representar:

- Um canal de informação analógica.
- Um canal de dados digitais
- Uma identificação para o usuário *UDW* (*User Defined Word*)
- O sincronismo *SY* de sub-quadro ou quadro secundário (*Minor Frame*).
- O contador de sub-quadros *ID* (*SFID- Sub-frame Identifier*).

A Figura 2.19 representa o processo de formação de uma palavra resultante de uma amostra analógica.

As informações digitais não passam pelo conversor *CAD*. Neste caso, a palavra digital representa um conjunto de informações do tipo *ON/OFF*. Cada informação está contida em apenas um bit.

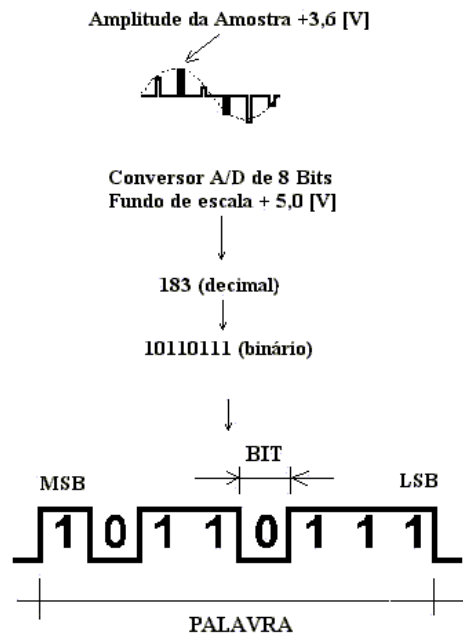


Figura 2.19: Palavra de 8 bits

### 2.3.7. Quadro de Canais de Dados PCM

Um quadro de canais de dados *PCM* consiste de um quadro principal (*Major Frame*) e de um ou mais quadros secundários (*Minor Frame*) que agregam todas as informações contidas na lista de medidas.

A palavra de identificação para o usuário *UDW* (*User Defined Word*) não possui um canal físico associado a ela. Esta palavra serve apenas como um identificador para localização no arquivo de dados, de um determinado veículo, estágio ou missão.

Por exemplo, pode-se programar esta palavra para informar qual foi o vôo realizado. A palavra Hexadecimal “*AI*” significa foguete do tipo *A*, primeiro de uma série de lançamentos.

Os canais de informação devem ser previamente organizados em uma estrutura conhecida e transmitidos seqüencialmente a fim de que possam ser recuperados na recepção.

Esta estrutura é um conjunto de palavras justapostas lado a lado que representam todas as informações dos canais de entrada com as suas respectivas taxas de amostragem. A mesma tem forma de matriz, e é denominada de quadro de canais do codificador *PCM*.

As palavras de sincronismo (*SY*) e do contador do sub-quadro (*ID*) fazem parte desta estrutura e são definidas a seguir.

Na figura 2.20, as informações *A* e *B* são amostradas respectivamente 4 e 2 vezes a frequência do quadro secundário  $Z=1$  (*Minor Frame*), as informações *D*, *E*, *G*, *H*, *I* são

amostradas na frequência do quadro secundário, e são repetidas a cada novo quadro secundário  $Z=2,3...7,8$ .

Um sub-quadro de 8 palavras, que compartilham no tempo a coluna  $N = 4$ , contém 8 informações distintas da lista de medidas ( $C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7$  e  $C8$ ) e são amostradas em  $1/8$  da frequência do quadro secundário. Um outro sub-quadro de 8 palavras, que compartilham no tempo a coluna  $N = 9$ , contém 4 informações distintas  $F1, F2, F3$  e  $F4$  e são amostradas com  $1/4$  da frequência do quadro secundário.

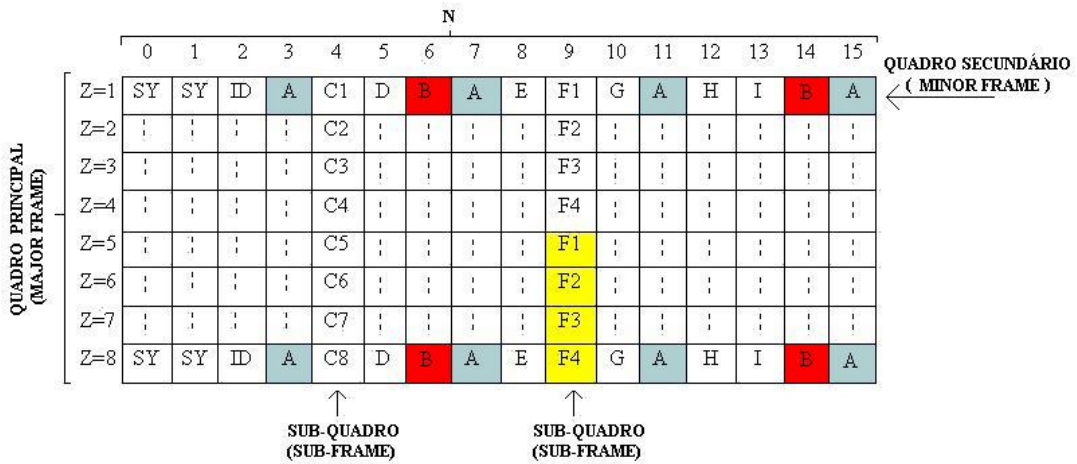


Figura 2.20: Quadro de Canais de Dados PCM

### 2.3.8. Método de Cálculo

O método de cálculo utilizado para determinação da capacidade do rádio enlace banda  $P$  também pode ser aplicado para o rádio enlace banda  $S$ . O método diverge apenas em relação ao cálculo da tensão da banda básica.

A probabilidade de erro de bit ( $BER$ ), e o respectivo nível da relação entre a potência do sinal e a potência de ruído ( $SNR_D$ ) do trem de pulso digital demodulado são apresentados na tabela 2.2.

Como este sistema concebido para o  $VLS$  não possui correção dos bits da palavra recebida com erro, a probabilidade de erro de um bit em cem mil foi adotado ( $Pe < 10^{-5}$ ) como referência para especificação do rádio enlace de telemetria.

Tabela 2.2: Probabilidade de Erro de bit x Relação de Potência Sinal / Ruído

Probabilidade de Erro (BER)	SNR <sub>D</sub> [dB]
$Pe < 10^{-4}$	8,39
$Pe < 10^{-5}$	9,59
$Pe < 10^{-6}$	10,53
$Pe < 10^{-7}$	11,31
$Pe < 10^{-8}$	11,97

### 2.3.8.1. Limiar de Discriminação

Para que a relação entre a potência de sinal e a potência de ruído na entrada do detector do sincronizador de bits ( $SNR_D$ ) satisfaça ao limiar de detecção para uma determinada taxa de erro de bits ( $BER$ ), a relação de potência deve ser majorada em 3 dB como margem de folga (Fugivara, 1998) ou seja,  $Pe < 10^{-5} = 12,59 \text{ dB}$

A avaliação desta condição é realizada com a equação 2.39.

$$SNR_D = 3 \bar{x}^2 \left( F_{dcB} / F_{BR} \right)^2 (B/W) SNR_p \quad 2.39$$

onde:

- $W$  : Faixa de frequência do filtro de pós-deteção.
- $F_{dcB}$  : Desvio de pico da portadora de  $RF$  devido ao trem de pulsos
- $F_{BR}$  : Frequência de corte do filtro passa baixa  
(bit rate multiplicado pelo fator de código,  $NRZ-L=0,7$  e  $Bi-\Phi-L=1,4$ )

A equação 2.39 permite determinar o desvio de pico da portadora de  $RF$  ( $F_{dcB}$ ) e a partir deste pode-se obter o nível de tensão correspondente à banda básica.

### 2.3.8.2. Tensão da Banda Básica

O valor nominal da constante de modulação  $k_m$  de um transmissor banda  $S$  normalmente se situa em torno de  $500 \text{ kHz/Vrms}$  e  $F_{dcB}$  corresponde ao desvio de pico da portadora devido ao trem de pulsos  $PCM$ . Aplicando-se a equação 2.40 obtém-se o valor  $rms$  da amplitude do trem de pulsos na entrada de modulação no transmissor.

$$V_{rms} = \frac{F_{dcB}}{k_m} \quad 2.40$$

## 2.4. Considerações Finais

Neste capítulo foram discutidos os dois sistemas atualmente em uso no  $VLS$  e sob o ponto de vista prático um sistema  $PCM$  mostrou ser superior ao  $FM$ .

Todas as vezes que dados de um sistema de Telemedidas embarcado são transmitidos, surge uma questão fundamental: qual o tipo de sistema de transmissão deve ser utilizado, se o analógico ( $FM$ ) ou se o digital ( $PCM$ )?

As instalações com equipamentos antigos têm sido objeto de modernização, que em caso de conversão dos sistemas  $FM$  para  $PCM$  resulta em uma melhora significativa no desempenho e na redução de custos. Em geral, escolher entre um sistema  $FM$  ou  $PCM$  é relativamente fácil e objetivo, mas em alguns casos são necessários estudos de viabilidade

técnica e de custos e benefícios, minuciosos para viabilizar ou não a implementação do mesmo.

Não existe uma fórmula que simplesmente compare estes dois sistemas, porque existem muitos pontos de vista a serem comparados. Entretanto é possível fazer uma comparação em termos gerais. Um dos pontos mais importantes para esta comparação é a precisão requerida pelo sistema. Se os requisitos são muitos rigorosos, ou se uma previsão de 1% é requerida para os dados, é quase certo que este fator acaba sendo decisivo para a escolha do sistema, que normalmente recai sobre o *PCM*.

Quando um grande número de canais de informação está envolvido na configuração do sistema, o *PCM* também tem vantagens em relação ao *FM*, principalmente em relação ao tamanho e ao peso. Como foi visto, um sistema *FM* embarcado com centenas de canais torna-se proibitivo em relação ao volume e à quantidade de equipamentos necessários para a sua implementação.

Entretanto para manusear muitos canais de dados de vibração, por exemplo, um sistema *FM* de banda constante foi a solução para o problema. Mas esta escolha tem outras implicações, por exemplo, se existir na entrada deste sistema um nível de tensão de “*offset*” indesejável, este nível convertido em frequência, pode coincidir com a frequência de um dado de informação de interesse.

Em termos de “*hardware*”, duas vantagens na utilização do sistema *PCM* foram mencionadas. A primeira vantagem é o circuito simplificado usado neste sistema comparado com o *FM*. Neste último foi necessário gerar sub-portadoras diferentes para cada canal de informação. Além disto, cada canal ocupa uma faixa de frequência diferente e por isso necessita de um novo filtro passa faixa.

Os sistemas *PCM* utilizam circuitos idênticos para cada canal, consistindo de chaves e circuitos síncronos relativamente simples. O único filtro usado no processo de detecção é o filtro passa baixa que é idêntico para todos os canais. Este circuito é muito simples se comparado aos moduladores, demoduladores, geradores de subportadoras e filtros passa faixa necessários nos sistemas *FM*.

A segunda vantagem dos sistemas *PCM* é a relativa imunidade a interferências entre canais (diafonia entre canais) que surge em sistemas *FM* devido à não linearidade dos amplificadores dispostos na cadeia de transmissão. As não linearidades nos diversos amplificadores produzem distorção harmônica devido à multiplicação de frequência.

O sistema *PCM* tem uma outra vantagem sobre o *FM* quando a potência de transmissão de *RF* é baixa ou o rádio enlace de comunicação é ruidoso resultando em uma baixa relação

entre a potência de sinal e a potência de ruído ( $SNR$ ). A baixa relação de potência não é um problema para o equipamento de recepção do sinal  $PCM$  que precisa somente detectar a presença ou ausência do mesmo e não o formato do pulso recebido.

Uma vez que a potência do sinal é alta o suficiente para garantir que o sinal está acima do nível de ruído e do nível de decisão, uma potência adicional no sinal simplesmente aumenta a margem de folga na pré-deteção de  $FI$ , aumentando também o nível de segurança na recepção e causando um pequeno efeito de melhoria na qualidade do sinal. Se o sinal é inteligível, um pequeno aumento na relação entre a potência sinal e a potência de ruído pode fazer com que a transmissão esteja muito próxima das condições ideais de comunicação.

Por outro lado, canais de dados de alta frequência requerem altas taxas de amostragem em um sistema  $PCM$ , e em casos extremos uns poucos canais podem absorver toda a capacidade do sistema, que se fosse configurado de outra forma poderia manipular centenas de canais de baixa ou de média frequência.

No capítulo seguinte, será abordado o sistema de telemedidas utilizado atualmente, a sua arquitetura, suas respectivas configurações e a distribuição das informações no quadro de canais dos subsistemas  $PCM$ .