

3. Sistema de Aquisição e Codificação de Sinais Atual

Neste capítulo são apresentadas as configurações dos sistemas *PCM* embarcados utilizados atualmente em um veículo lançador de satélites. Todos os sinais de informações analógicas e digitais de frequência baixa estão distribuídos em duas configurações de quadros de canais programadas em dois codificadores *PCM* comerciais distintos.

As informações analógicas de frequência alta estão distribuídas entre estes dois codificadores *PCM* comerciais e o multiplexador analógico de sub-portadoras *FM*. Os mesmos quadros de canais configurados para acomodar os sinais de frequência baixa são programados para acomodar uma parte das informações analógicas de frequência alta.

3.1. Sistema de Telemédidas

O sistema de aquisição de dados de telemetria atualmente em uso acomoda quase 600 informações analógicas e digitais incluídas na lista de medidas do *VLS*.

A figura 3.1 mostra a distribuição porcentual das informações de telemetria, em relação a sua frequência máxima presentes no *VLS*.

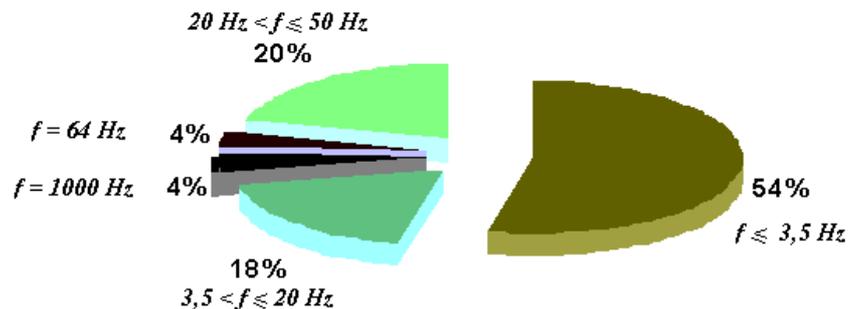


Figura 3.1: Distribuição de informações em relação às frequências máximas.

Nos sub-sistemas *PCM* utilizados atualmente, a maioria dos sinais de frequência baixa é super amostrada, como os sinais de temperatura, enquanto outros são amostrados muito próximos do mínimo requerido (como os sinais de vibração), e são eles que determinam a alta cadência de bits necessária para que o sistema atenda aos requisitos de amostragem, apesar de representarem menos de 5% de todos os sinais de informação.

Além do requisito da frequência de amostragem, a concepção do quadro de canais é limitado também pelo Banco de Controle do *VLS* que recebe as mesmas informações monitoradas, adquiridas e processadas pela Rede Elétrica de Telemédidas. Portanto, a configuração do quadro de canais do codificador *PCM* também se deve adequar às limitações impostas por este outro sistema. Um equipamento localizado entre o Banco de Controle e o sistema de codificação *PCM* denominado de “*Expander*” concatena os dois quadros de canais

PCM (3° e 4° Estágios) em um único quadro com todas as informações de Telemetria do *VLS*. Este equipamento tem uma baixa capacidade para processar um quadro de canais muito grande, limitando o quadro em 48 linhas de sub-quadros.

Portanto, após vários estudos para uma configuração embarcada e compatível com os equipamentos da estação de solo disponíveis na época (*VLS-V01* em 1997 e reproduzidas para os protótipos *VLSI-V02* em 1999 e *VLS-V03* em 2003), resultou no modelo atual do sistema de aquisição de dados de telemetria: dois codificadores comerciais *PCM* e um multiplexador analógico *FM*.

3.1.1. Multiplexador Analógico *FM*

A banda básica do subsistema *FM/FM* do *VLS* é composta por vários osciladores de sub-portadoras, cujos sinais de saídas são somados linearmente originando um único sinal modulador. Os osciladores de sub-portadoras são dispositivos controlados por tensão (*VCO*) e modulados em frequência diretamente por um sinal elétrico.

Estes osciladores estão acondicionados em um mini bastidor robusto, apropriado para ambientes aeroespaciais e denominado de banco de osciladores de sub-portadoras e o utilizado no *VLS* está mostrado na figura 3.2. O mini bastidor (Fugivara, 1996) apresentado tem a capacidade de acomodar 13 osciladores de sub-portadoras independentes entre si e um dispositivo denominado “mixer” responsável pela multiplexação *FDM*.

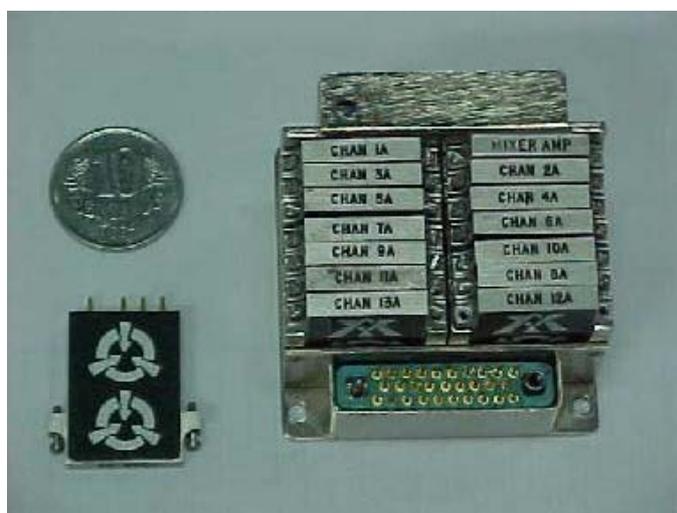


Figura 3.2: Banco de Osciladores de Sub-portadoras

O multiplexador analógico é um sistema adequado para ser utilizado em medidas de sinais do tipo banda larga, cuja frequência máxima requer canais de dados com largura de banda maior que 1 *kHz*.

As medidas de vibração e pressão acústica tradicionalmente são monitoradas nos canais superiores dos osciladores de banda proporcional do padrão *IRIG-106*. A largura de banda

destes canais de dados aumenta proporcionalmente uma razão de $\pm 7,5\%$ da frequência central, mas apenas oito canais, conforme Anexo D, podem acomodar os sinais de banda larga ($f_{m\acute{a}x} = 1\text{ kHz}$).

Com a finalidade de aumentar o número de canais de banda larga, foi utilizada uma banda básica mista com osciladores de banda constante e proporcional. Os osciladores de banda constante, independente da frequência central possuem uma banda constante de $\pm 2\text{ kHz}$ em todo o espectro. A figura 3.3 representa as diferenças básicas entre os canais de banda proporcional e constante.

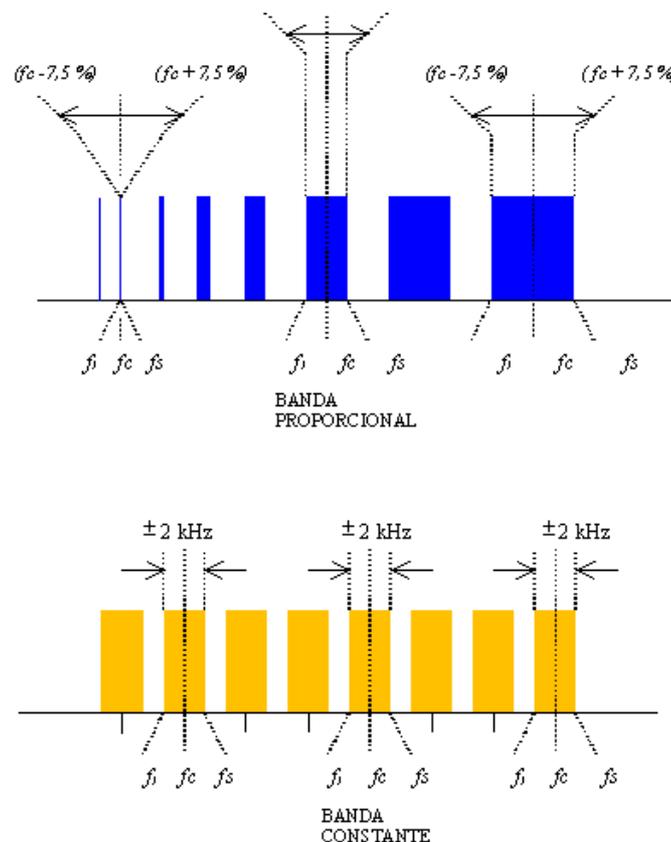


Figura 3.3: Diferenças básicas entre Osciladores de Subportadoras

O sinal acústico requer uma resposta em frequência de no máximo 10 kHz e somente alguns dos canais de banda proporcional podem atender.

O canal *21A* (banda de $\pm 12,375\text{ kHz}$) foi escolhido devido às limitações de hardware disponíveis para a redução de dados no pós-processamento. Este canal, além de acomodar a maior frequência da telemetria, também limita todo o espectro de frequência. Na banda básica *FM*, apenas treze canais de vibração foram utilizados.

Seguindo todos estes critérios, o espectro de frequência da banda básica com o respectivo ajuste da pré-ênfase é representado na figura 3.4 (Fugivara, 1998). A banda básica *FM* é composta de osciladores de sub-portadoras com banda constante e banda proporcional

para atender aos requisitos dos sinais de vibração e pressão acústica. A banda constante é constituída de treze osciladores de sub-portadoras e a banda proporcional de apenas um.

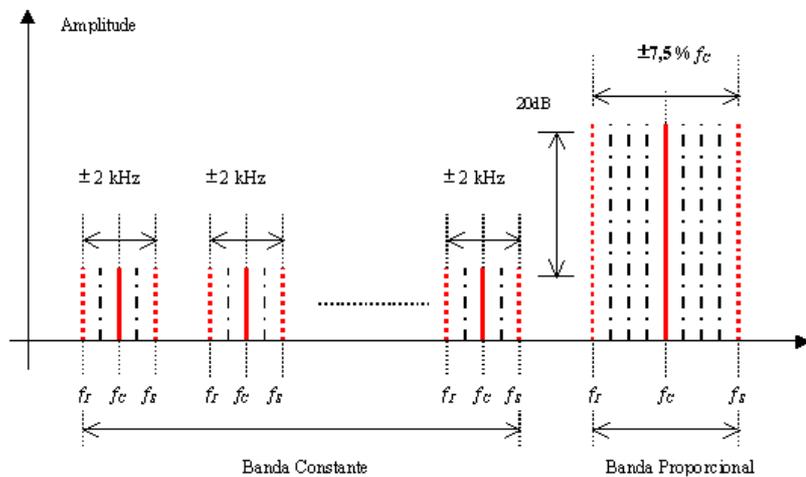


Figura 3.4: Pré-ênfase da banda básica P

Na figura 3.4 a banda de cada oscilador de subportadora está limitada pelas frequências inferior (f_l) e superior (f_s), a frequência central (f_c) representa o meio da banda.

Finalmente, respeitando-se todos os critérios e restrições de projeto, o Multiplexador Analógico foi implementado (Fugivara, 1998; 2001a) e o seu respectivo diagrama em blocos com a transmissão em banda P está representado na figura 3.5.

O somador de subportadoras faz uma soma linear dos sinais de vibração localizados no 2º Estágio (que por sua vez foram somados linearmente por um outro equipamento denominado amplificador “Mixer”), com o sinal do microfone instalado no 4º Estágio para monitoramento da pressão acústica incidente sobre o satélite durante a fase inicial da missão (Anexo A).

O sinal resultante na saída do somador de sub-portadoras constitui a banda básica FM que modula o transmissor banda P , e é conectado a um conjunto de antenas através de um divisor de potência adequado.

Esta mesma banda básica é encaminhada para o cabo umbilical que interliga o veículo lançador aos equipamentos de monitoramento localizados na casamata para os testes de pré-lançamento.

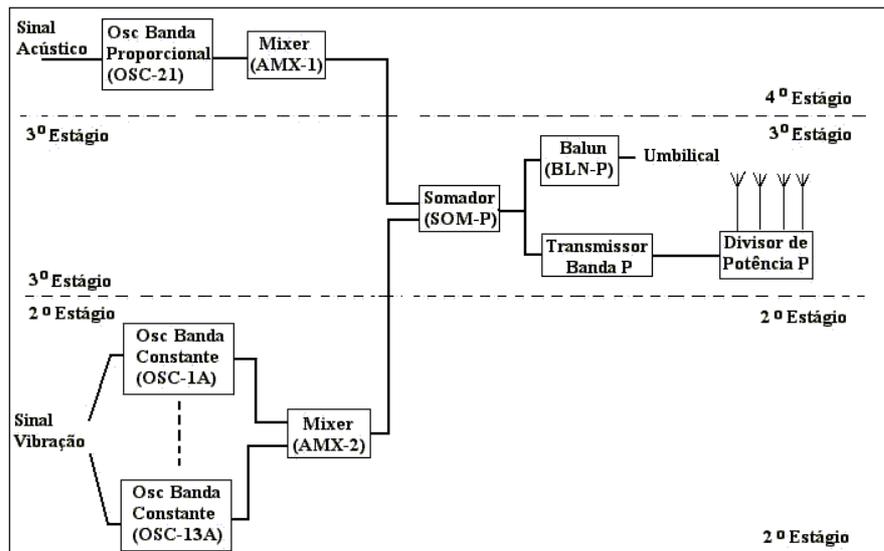


Figura 3.5: Banda Básica *FM* e Transmissor Banda *P*

Entre esta saída e o cabo umbilical existe um circuito de isolamento denominado de “balun” destinado a separar a referência de “terra” do veículo em relação a referência de “terra” da casamata. Durante a fase de testes elétricos e de pré-lançamento em que o veículo fica confinado na Torre Móvel de Integração (*TMI*) do veículo, o transmissor não deve ser ativado para não alimentar as antenas com potência de *RF*. Neste caso, o sinal de banda básica vai diretamente da saída do Somador de Sub-portadoras para os equipamentos de monitoramento através do cabo umbilical para realização destes testes de pré-lançamento.

Desta forma, 13 dos 32 sinais de frequência alta são acomodados neste sistema de multiplexação *FDM*, mas ainda falta acomodar os outros 19 sinais desta mesma classe de frequência e centenas de informações de frequência baixa que devem ser transmitidas em outras cadeias de rádio transmissão.

3.1.2. Codificador *PCM* Comercial

O codificador *PCM* comercial utilizado no *VLS* pode ser configurado de acordo com a quantidade de informações requisitadas pelo projeto. O mesmo é constituído de módulos (*Slots*) que podem ser do tipo:

- Analógico, com capacidade de até 32 entradas do tipo “single ended” ou 16 entradas diferenciais,
- Digital, com capacidade de quatro palavras por módulo e de acordo com a programação da palavra (oito, dez ou doze bits) podem ter até 48 bits de informações disponíveis.
- Interface serial de barramento 1553, além de outros.



Figura 3.6: Codificador *PCM*

Este codificador *PCM* é um sistema programável que permite configurar centenas de entradas analógicas e dezenas de palavras digitais. O sistema ilustrado na figura 3.6 está configurado com quatro placas analógicas e duas placas digitais acondicionados em uma caixa que contém também a placa principal ou placa de programação do sistema (*overhead*), e a placa da fonte de alimentação. Esta flexibilidade modular permite ao projetista agregar todas as informações do *VLS*, mas esta flexibilidade de configuração eleva muito o preço deste sistema.

Para atender a demanda de informações constantes na lista de medidas do *VLS* (ou Plano de Medidas do *VLS*), foram necessários dois codificadores *PCM*. Todas as informações foram distribuídas em dois quadros de canais. As informações de frequência alta e centenas de outras de frequência baixa, estão sendo transmitidas com a mesma taxa de bit (500 *kbits/s*).

3.2. Composição do Quadro de Canais

O quadro de canais é uma matriz de N colunas e Z linhas. De acordo com o padrão *IRIG-106*, o comprimento máximo do “*minor frame*” é de $N = 512$ palavras (*words*), e de $Z = 256$ quadros secundários (*minor frames*), mostrados na Figura 3.7.

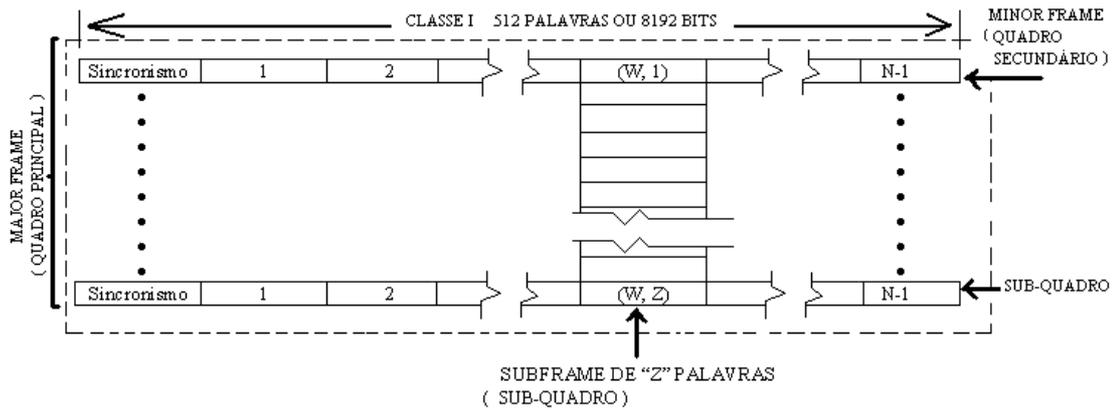


Figura 3.7: Quadros Principal e Secundários

O quadro de canais mínimo é aquele formado por 8 palavras e um único sub-quadro. O período de tempo do quadro principal corresponde ao tempo onde todas as palavras são amostradas no mínimo uma vez. O período de tempo do quadro secundário corresponde ao tempo entre dois padrões de sincronismo (*SY*). Este padrão de sincronismo corresponde ao início de cada um dos quadros secundários e é padronizada pelo *IRIG-106*, variando de acordo com o número de bits de uma palavra e está representada na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Palavras de Sincronismo de Sub-quadro

| Número de Bits / palavra | Padrão de Sincronismo Hexadecimal | 2 Palavras de Sincronismo (<i>SY</i>) | |
|--------------------------|--------------------------------------|---|----------------|
| | | <i>SY</i> - 0 | <i>SY</i> - 1 |
| 8 | EB90 _H | 1110 1011 | 1001 0000 |
| 10 | EDE20 _H | 1110 1101 11 | 10 0010 0000 |
| 12 | FAF320 _H | 1111 1010 1111 | 0011 0010 0000 |

Uma resolução de 10 bits na codificação dos sinais monitorados é considerada uma boa aproximação para os sinais analógicos de amplitude variando entre “0” e “5” *Volts*. O sinal analógico recuperado é distorcido por um erro de quantização de $\pm 2,5$ *mV* considerando-se um fundo de escala de 5 *Volts* para o conversor *A/D*.

A taxa de bits ou frequência de “*bit rate*” do quadro de canais (f_{BR}) pode ser programada para qualquer uma obtida da tabela 3.2. Estes valores são obtidos pela divisão contínua da taxa máxima (4 *Mbps*) por 2 até a taxa mínima de 31250 bits por segundo (*bps*).

Tabela 3.2: Taxa de bits disponíveis para programação

| | | | | | | | |
|--------|--------|--------|----------|----------|----------|-----------|------------|
| 4 Mbps | 2 Mbps | 1 Mbps | 500 kbps | 250 kbps | 125 kbps | 62,5 kbps | 31,25 kbps |
|--------|--------|--------|----------|----------|----------|-----------|------------|

No processo de amostragem de um sinal, a distorção espectral da informação contida na sua forma analógica pode ser evitada através de uma amostragem correta enunciada pelo teorema da amostragem.

3.3. Teorema da Amostragem e “Aliasing”

A principal condição imposta em qualquer processo de amostragem de sinais é a de evitar a distorção das informações contidas na sua forma analógica. Esta condição é objeto do teorema da amostragem, atribuído a Shannon e apresentado a seguir. Seja $f(t)$ um sinal de origem contínua no espectro limitado a $\pm f_{c0}$ ilustrado na figura 3.8.

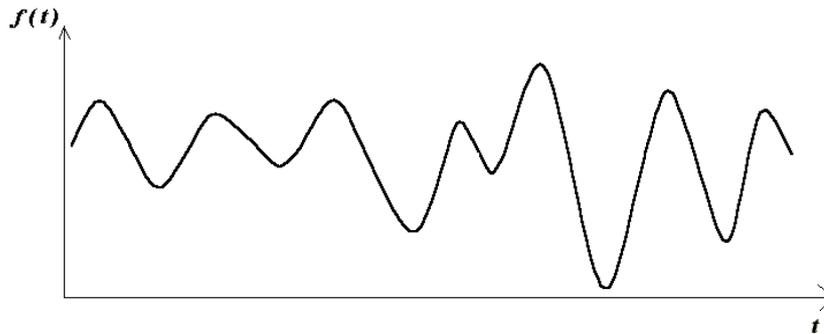


Figura 3.8: Sinal de Origem Contínua

Utilizando-se uma distribuição de Dirac de período t_s ilustrada na figura 3.9.

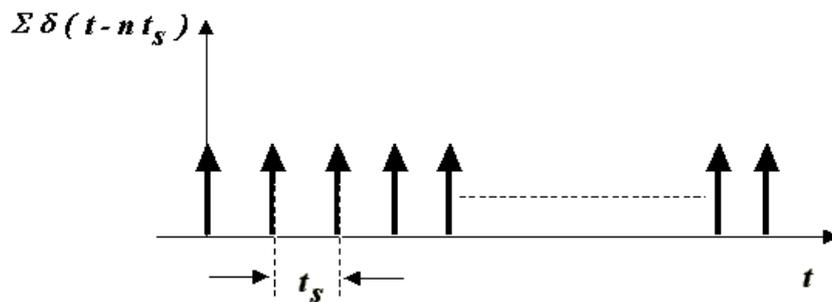


Figura 3.9: Trem de Dirac

A forma amostrada de $f(t)$, $f_s(t)$, é expressa por:

$$f_s(t) = f(t) \cdot \sum_{N=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nt_s) \tag{3.1}$$

e ilustrada na figura 3.10.

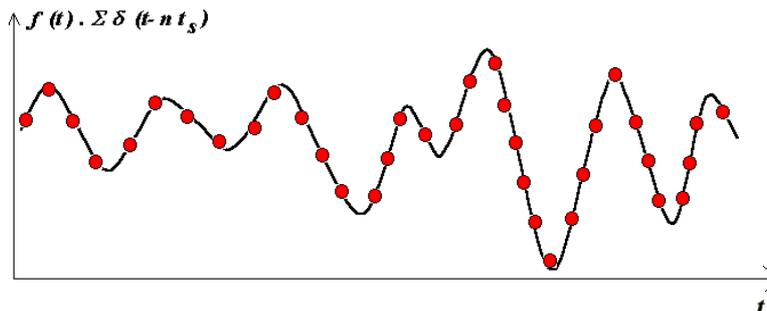


Figura 3.10: Sinal Discreto

Aplicando a transformada de Fourier na equação 3.1, obtém-se o espectro de $f_s(t)$ periodizado e ponderado por f_s , expresso por:

$$F_S(f) = f_s \cdot \sum_{N=-\infty}^{+\infty} F(f - nf_s) \quad 3.2$$

onde $f_s = \frac{1}{t_s}$ é definida como a frequência de amostragem ou taxa de amostragem. Supondo que este somatório de espectros possua a forma ilustrada na figura 3.11, observa-se que no caso particular onde $t_s = \frac{1}{2f_{c0}}$ ou $f_s = 2f_{c0}$, os espectros sucessivos não se sobrepõem. Porém no caso onde $t_s > \frac{1}{2f_{c0}}$ ou $f_s < 2f_{c0}$ ocorrerá uma interferência entre os espectros sucessivos e conseqüentemente a perda da informação espectral nesta região sobreposta será irrecuperável. A única condição para se evitar esta distorção espectral é:

$$t_s \leq \frac{1}{2f_{c0}} \quad 3.3$$

ou,

$$f_s \geq 2f_{c0} \quad 3.4$$

onde f_{c0} é a frequência máxima do sinal analógico. Esta condição, que evita o fenômeno da distorção espectral conhecido por “aliasing”, é objeto do teorema da amostragem.

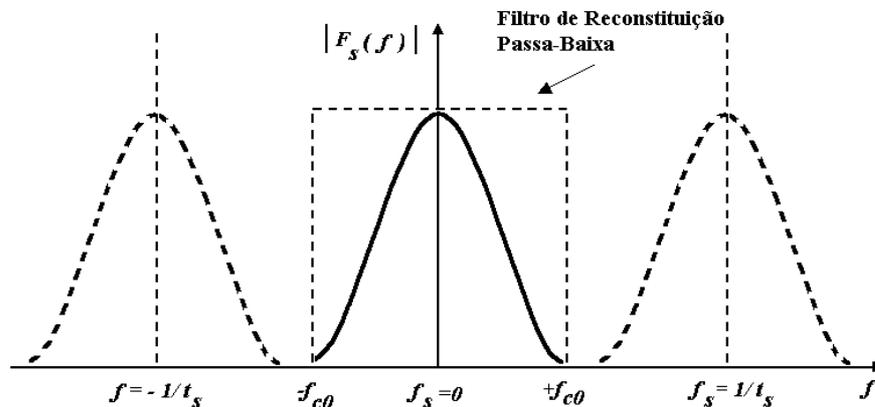


Figura 3.11: Espectro Periodizado do Sinal Discreto

Observando ainda a figura 3.11, nota-se que é possível recuperar o espectro original de $f(t)$, sem distorção através de um filtro de reconstituição passa-baixa. O espectro reconstituído $F(f)$ pode então ser expresso por:

$$F(f) = F_s(f) \cdot t_s \prod f_{c_0}(f) \tag{3.5}$$

onde o termo $t_s \prod f_{c_0}(f)$ é a função janela retangular de espectro limitado a $\pm f_{c_0}$ ponderada por t_s . Finalmente, o sinal $f(t)$ reconstituído é obtido pela transformada de Fourier inversa da equação 3.5, expresso por:

$$f_s(t) = \sum_{N=-\infty}^{+\infty} f_s(nt_s) \cdot \left(\frac{\sin 2\pi f_{c_0}(t - nt_s)}{2\pi f_{c_0}(t - nt_s)} \right) \tag{3.6}$$

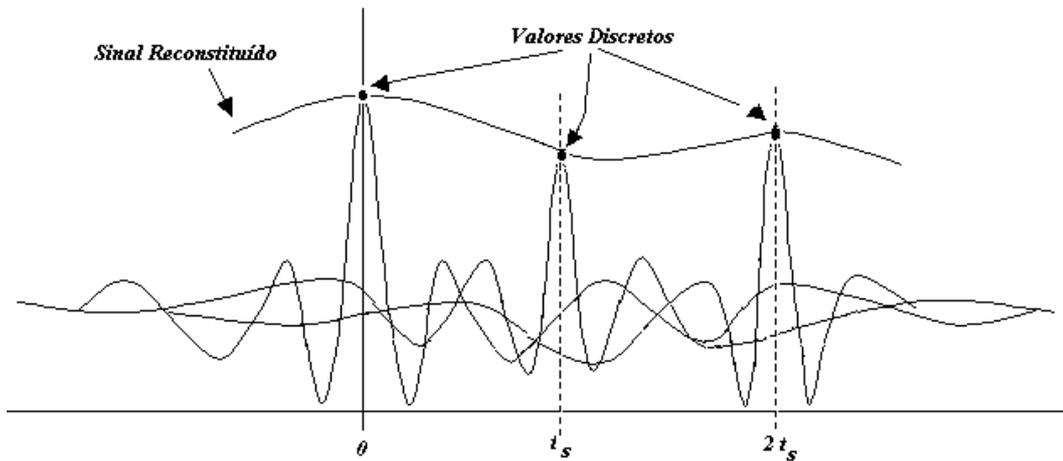


Figura 3.12: Reconstituição do Sinal

O sinal $f(t)$, de origem contínua, é portanto reconstituído a partir de um somatório de funções tipo $\left(\frac{\sin x}{x}\right)$ deslocados de t_s e ponderados por valores discretos $f_s(nt_s)$, conforme ilustrado na figura 3.12. Observe que os zeros das funções tipo $\left(\frac{\sin x}{x}\right)$ correspondem aos instantes de amostragem e coincidem exatamente com os valores amostrados. A fórmula para interpolação destes valores é chamada de interpolação ideal e se constitui na base do teorema da amostragem.

3.4. Filtragem Analógica

Em um sistema de aquisição, os sinais gerados pelos sensores são inicialmente condicionados, tendo em seguida seus espectros limitados através de um banco de filtros analógicos.

A filtragem analógica é realizada por filtros passa-baixa ou “anti-aliasing”, utilizados para atenuar as componentes de frequências indesejáveis e limitar os espectros dos sinais a

valores definidos pela frequência de *Nyquist*. A filtragem é indispensável dentro de um sistema de aquisição para evitar o fenômeno de “aliasing” e garantir a integridade dos sinais.

A resposta ao impulso de um filtro ideal não é fisicamente realizável e por esta razão a função de transferência de um filtro analógico linear invariante no tempo é implementada de uma forma aproximada, através de três zonas distintas caracterizadas pela banda passante, banda de transição e banda atenuante, ilustradas na figura 3.13.

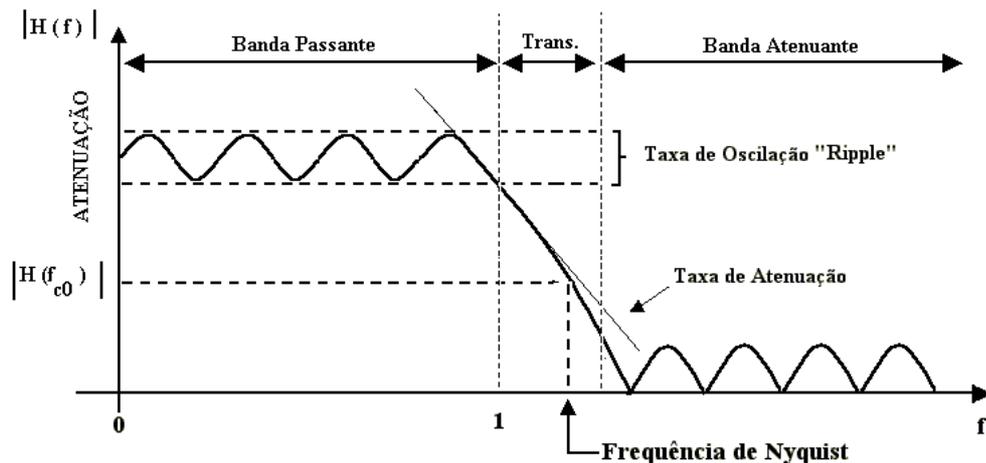


Figura 3.13: Função de transferência de um Filtro Passa-Baixa Real

Analisando a figura 3.13, observa-se que a frequência de *Nyquist* deve ser especificada bem acima da frequência máxima da banda passante ou frequência nominal de corte para se evitar o fenômeno de “aliasing” decorrente da existência de componentes de frequências não totalmente atenuadas dentro da banda de transição.

Na prática o seu valor correto deve ser determinado a partir de um dado valor estabelecido de atenuação das componentes de frequências indesejáveis, o que está relacionado à ordem do filtro. Quando um filtro não apresenta uma taxa de atenuação acentuada, a frequência de *Nyquist* pode atingir valores elevados e ocasionar um acréscimo considerável na taxa de amostragem, que é diretamente proporcional a frequência de *Nyquist*. Este acréscimo pode elevar de maneira significativa a quantidade de dados amostrados, causando uma utilização ineficiente do banco de dados e tornando-se agravante para o caso do *VLS*, que requer um elevado número de sensores.

Um outro fator a se considerar é o ajuste da frequência máxima da banda passante, que deve ser superior à frequência máxima de análise. Desta maneira, as componentes de frequências vizinhas ao limite superior da banda de análise não serão perturbadas, garantindo assim que a banda de frequências a ser analisada esteja inteiramente contida dentro da banda passante.

Portanto, a escolha dos filtros analógicos para o sistema de aquisição deve ser realizada de forma criteriosa e para um dado problema de filtragem. As restrições sobre a sua função de transferência residem em diversos aspectos, destacando-se uma resposta o mais plana possível dentro da banda passante e uma atenuação rápida na banda de transição.

Existe uma grande variedade de aproximações para responder a estas condições, destacando-se os filtros de Butterworth, de Chebyshev e de Bessel (*Constant-Time Delay* ou *Maximally Flat Delay*) que se constituem nas mais conhecidas famílias de filtros analógicos.

O filtro de Bessel é utilizado para sinais onde a reprodução fiel dos pulsos codificados é mais importante que a atenuação. A atenuação próxima da frequência de corte f_0 é muito pobre em comparação com os filtros Butterworth e Chebyshev, mas o filtro de Bessel é extremamente plano, especialmente para ordens mais altas. Outra característica é que a resposta a um degrau, não causa um “*over shoot*” na saída, o que o torna adequado para sinais pulsados como a modulação *PCM*. O desvio de fase deste filtro é proporcional à frequência e o atraso é constante para todas as frequências entre 0 e $f_0 = \frac{w_0}{2\pi} \text{ Hz}$.

Para ilustrar a qualidade do filtro de Bessel de segunda ordem, o desvio de fase varia quase linearmente de 0° em 0 Hz para $-56,3^\circ$ (quase 1 radiano) em f_0 . O atraso (*time delay*) é de $159,15/f_0 \text{ ms}$ (mili-segundos) em 0 Hz, e 99,96% deste em $f_0/4 \text{ Hz}$, 99,4% em $f_0/2 \text{ Hz}$, 97,1% em $3f_0/4 \text{ Hz}$ e 92,3% em $f_0 \text{ Hz}$. Na verdade, o atraso é quase constante até $2f_0 \text{ Hz}$ (Hilburn, 1973).

As características da densidade espectral de potência dos sinais *PCM-Bi-Fase* e *PCM-RNRZ (Random NRZ)* definem a frequência de corte do filtro de Bessel passa baixa e estão representadas na figura 3.14. A definição da ordem e da frequência de corte do filtro entre 1,3 e 1,5 da taxa de bit na hipótese de utilização do código Bi-Fase e entre 0,5 e 0,8 da taxa de bit para o código *NRZ* evitam a interferência entre símbolos.

A interferência entre símbolos ocorre devido à distorção decorrente da transmissão de uma seqüência de pulsos retangulares através de um canal real, de largura de faixa finita e resposta em frequência inferior à ideal. O espectro de cada um desses pulsos se espalha, superpondo-se. Se este espalhamento, causado pelo canal real for muito grande, existirá sobre um dado pulso, uma sobreposição no tempo de um ou mais pulsos precedentes.

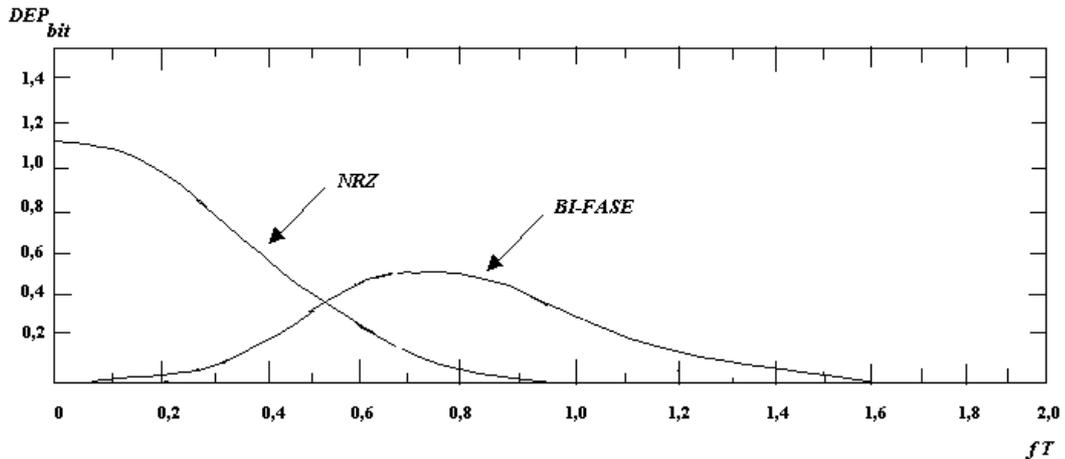


Figura 3.14.: Densidade Espectral de Potência normalizada do sinal PCM

Onde:

DEP_{bit} : Densidade Espectral de Potência normalizada em relação à energia por bit

T : Período do bit

3.5. Subcomutação e Supercomutação

Dadas as restrições acima, um quadro de canais baseado em uma lista de medidas pode ser implementado. Esta lista hipotética é composta de 21 informações de telemetria, sua frequência máxima e a sua respectiva frequência de amostragem, são mostradas na tabela 3.3.

Tabela 3.3: Lista de Medidas de Telemetria

| QUANTIDADE DE CANAIS | DENOMINAÇÃO DA INFORMAÇÃO | FREQÜÊNCIA MÁXIMA $f_{m\acute{a}x}$ (Hz) | FREQÜÊNCIA DE AMOSTRAGEM $f_s(\min) = 2f_{m\acute{a}x}$ (Hz) |
|--------------------------------|-------------------------------|--|--|
| 06 | SF1, SF2, SF3, SF4, SF5 e SF6 | 20 | 40 |
| 02 | SF7 | 50 | 100 |
| 04 | A1, A2, A3 e A4 | 85 | 170 |
| 04 | A5, A6, A7 e A8 | 100 | 200 |
| 04 | B1, B2, B3 e B4 | 170 | 340 |
| 04 | C1, C2, C3 e C4 | 235 | 470 |
| 01 | SUP | 1000 | 2000 |
| TOTAL: 21 canais de informação | | | |

Esta lista contém tanto informações de frequência baixa como de alta que devem ser distribuídas em um mesmo quadro de canais de telemetria e foram identificadas e agrupadas conforme a frequência máxima esperada.

A elaboração do quadro de canais é um processo empírico onde primeiro são acomodados os sinais de maior frequência e depois são inseridos os sinais de frequência baixa nos canais disponíveis e não ocupados pelas palavras de sincronismo e de identificação.

Este processo pode iniciar pela figura 3.15:

- 1- Definir:
 taxa de bits compatível com o sistema disponível: bit rate
 níveis de quantização: bits por palavra (b)
- 2- Admitir um número de palavras por *minor frame* (quadro inicial): N_{SF}

Figura 3.15: Procedimento inicial para elaboração do quadro de canais

Para um quadro de canais com uma taxa de bits (*bit rate*) de 125 kbps, 1024 níveis de quantização (10 bits por palavra) e um sub-quadro (N_{SF}) de 20 palavras obtêm-se:

- taxa de palavras (*Word rate*) igual a $\frac{\text{taxa de bits}}{b} = 12,5 \text{ kwps}$
- taxa do quadro secundário (*minor frame rate*) igual a $\frac{\text{Word Rate}}{N_{SF}} = 625 \text{ quadros secundários / s}$

O quadro de canais da figura 3.16 representa o respectivo “*minor frame*” com a taxa de “*minor frame*” ou de quadro secundário.

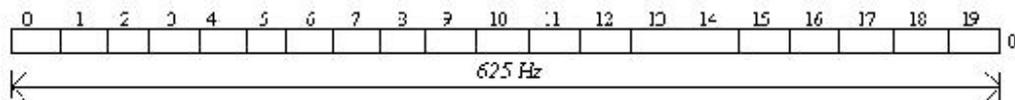


Figura 3.16: “Minor Frame” e a Taxa de minor frame

Para acomodar o sinal de maior frequência (*SUP*) no quadro de canais, uma palavra do “*minor frame*” com taxa de minor frame de 625 Hz deve ser supercomutada 4 vezes, ou seja, a frequência de amostragem deste sinal é $f_s = 4 \times 625 = 2500 \text{ Hz}$. O processo de supercomutação é mostrado na figura 3.17.

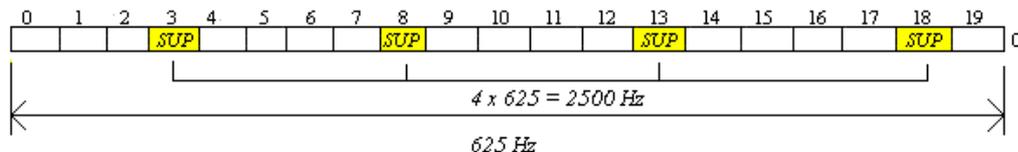


Figura 3.17: Supercomutação de canais

O padrão de sincronismo pode ser inserido no início ou no final de cada um dos quadros secundários e de acordo com a tabela 3.1, a palavra de sincronismo (*SY*) para quadros com palavras de 10 bits é $EDE20_H$ e ocupa duas palavras no “*minor frame*”.

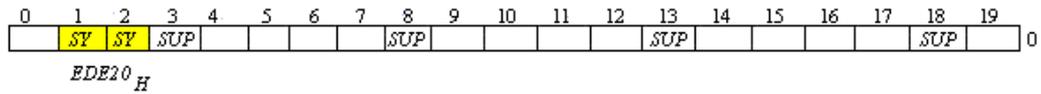


Figura 3.18: Palavra de Sincronismo

O quadro secundário (*minor frame*) da figura 3.18 pode acomodar mais 14 canais de informação, mas com uma frequência de amostragem alta $f_s = 625 \text{ Hz}$. Este quadro inicial além de não comportar todos os canais da lista de medidas da tabela 3.3 tem uma frequência de amostragem que pode ser otimizada. Esta otimização consiste em diminuir a frequência de amostragem para os canais de frequência baixa, através do processo de sub-comutação, sem alterar a taxa das outras palavras já inseridas no “minor frame” da figura 3.18.

Se a frequência de amostragem da palavra 19 do quadro de canais da figura 3.18 for dividida por 8, a nova frequência de amostragem é $f_s = 78 \text{ Hz}$, mais adequada para os canais de baixa frequência com frequência máxima de 20 Hz (canais *SF1* a *SF6*).

Observe que a matriz (20 colunas x 8 linhas) formada através deste processo de sub-comutação e representada na figura 3.19, o novo quadro de canais formado a partir da divisão da frequência de amostragem da palavra 19, possui 8 *minor frames* e somente a palavra 19 teve sua frequência de amostragem dividida. As palavras 3, 8, 13 e 18 continuam supercomutadas em cada sub-frame.

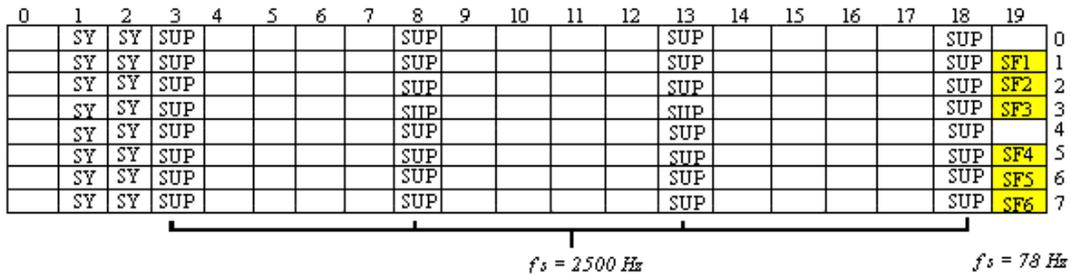


Figura 3.19: Subcomutação de canais

Nesta matriz as informações de *SF1* a *SF6* aparecem uma única vez no quadro de canais (*Major Frame*), enquanto a informação *SUP* aparece 32 vezes.

Nota-se da tabela 3.3, que a frequência de amostragem sub-comutada na palavra 19 é insuficiente para amostrar corretamente o sinal de *SF7*, cuja frequência máxima é de 50 Hz. As outras palavras disponíveis do “*minor frame*” da figura 3.19 possuem uma frequência (625 Hz) muito superior ao recomendado 100 Hz.

A procura por uma frequência de amostragem otimizada sugere um outro processo denominado de super-sub-comutação de canais, ou seja, uma palavra sub-comutada 8 vezes como a palavra 19, é supercomutada 2 vezes, aumentando a sua frequência de amostragem de $f_s = 78 \text{ Hz}$ para o dobro ($f_s = 156 \text{ Hz}$), conforme a figura 3.20.

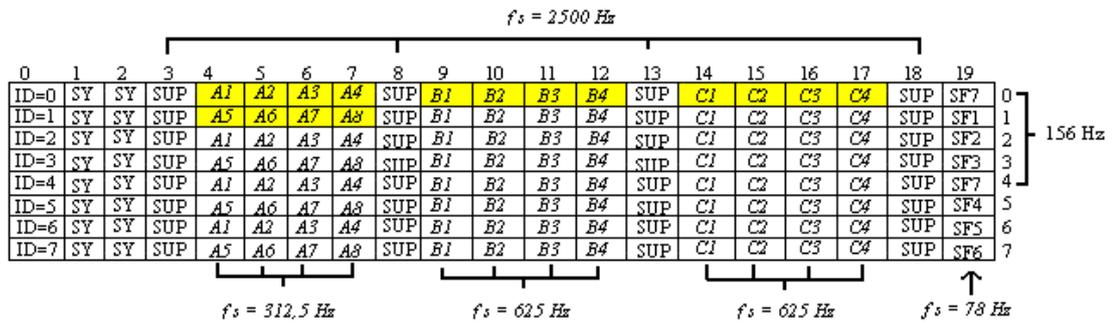


Figura 3.22: Quadro de Canais PCM

Como as palavras *ID*, *SY*, *SUP*, *B1*, *B2*, *B3*, *B4*, *C1*, *C2*, *C3* e *C4* são repetidas em todas as linhas dos “*minor frames*” e nas mesmas posições, as mesmas são representadas apenas no primeiro “*minor frame*”.

As palavras (*A1*, *A2*, *A3*, *A4*) e (*A5*, *A6*, *A7*, *A8*) se alternam entre cada “*minor frame*” sucessivo, e para simplificação na representação do quadro de canais são representadas apenas no primeiro e no segundo “*minor frame*”.

A figura 3.23 é uma representação simplificada do quadro de canais da figura 3.22 e é adotada para os quadros de canais do *VLS*.

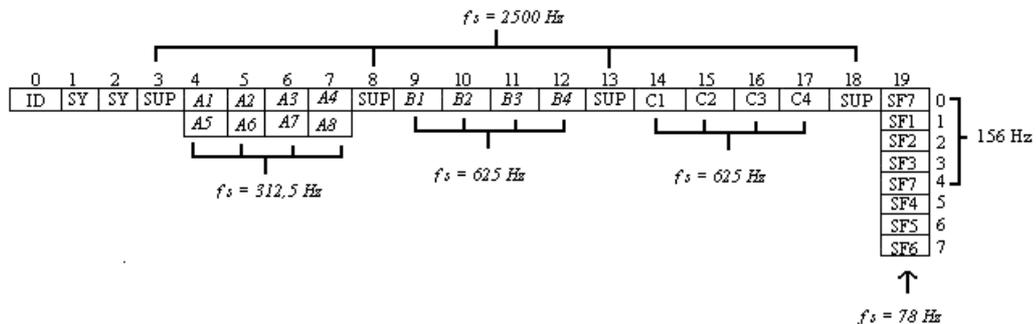


Figura 3.23: Representação Simplificada do Quadro de Canais PCM

A figura 3.22, além de representar em forma matricial a distribuição das informações de telemetria em um quadro de canais, fornece a seqüência em que estas informações são transmitidas. O processo de transmissão serial inicia conforme a seqüência:

1. Os bits da palavra *ID=0* são transmitidos até completarem uma palavra de 10 bits.
2. Os bits das palavras de sincronismo (*SY*) no primeiro quadro secundário são transmitidos até completarem 20 bits.
3. Os bits da coluna 3, da linha “0” são transmitidos até completarem 10 bits (*SUP* ou palavra *W3/0*).
4. A palavra *A1* é transmitida, em seguida a palavra *A2* sucessivamente até *SUP* e *SF7* no primeiro quadro secundário (*ID=0*).

5. A primeira palavra do segundo quadro secundário ($ID=1$) é transmitida, e assim sucessivamente até a transmissão da última palavra do quadro de canais ($SF6$ da palavra $W19/7$).

A figura 3.24 ilustra a transmissão serial do quadro de canais *PCM*. Normalmente, o codificador *PCM* é programado para transmitir primeiro, o bit *MSB* (*Most Significant Bit*) de cada palavra. Portanto o último bit a ser transmitido do quadro de canais é o bit *LSB* (*Least Significant Bit*) da palavra “19” do sub-frame $ID=7$.

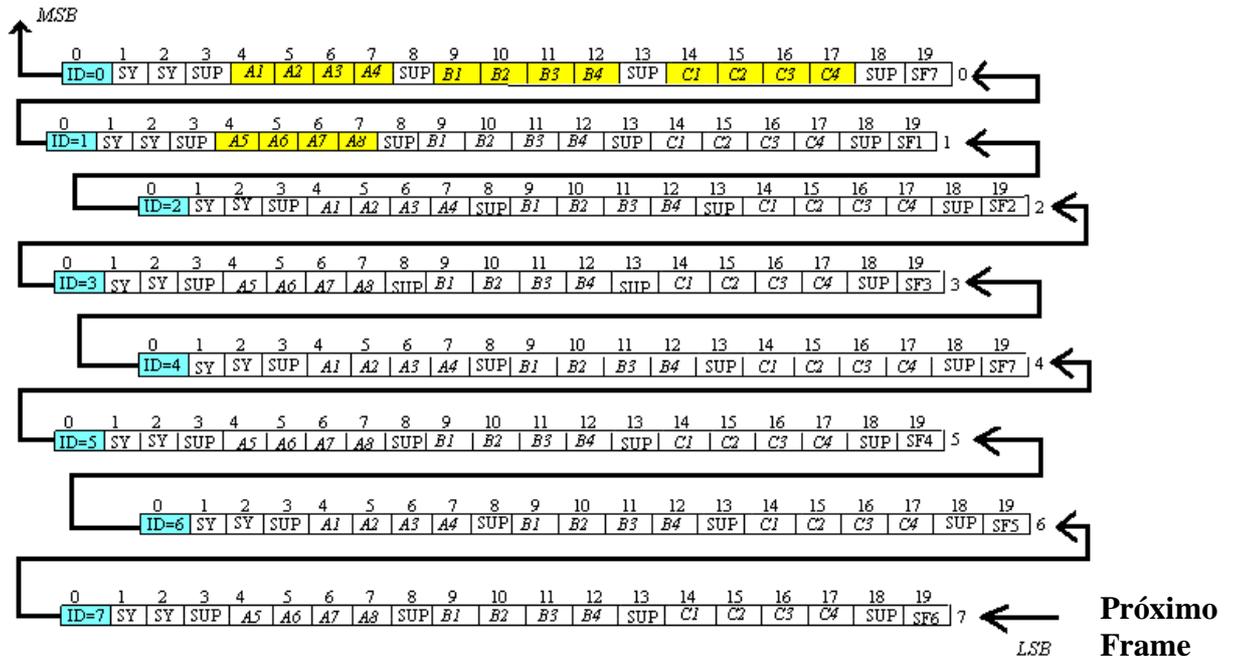


Figura 3.24: Transmissão Serial do Quadro de Canais *PCM*

3.6. Quadro de canais do Codificador *PCM* Comercial

O codificador *PCM* comercial é programável, possui um alto desempenho e é projetado para suportar os requisitos exigidos para operação em ambiente espacial.

Atualmente uma destas unidades é instalada no terceiro estágio ($3^{\circ} E$) do veículo lançador e a outra no seu quarto estágio ($4^{\circ} E$) abrangendo todos os sinais de frequência baixa e alta que não foram inseridos na configuração *FM*.

Desta forma, todos os dados distribuídos ao longo do veículo lançador são adquiridos e inseridos nos respectivos quadros de canais implementados para o *VLS* e representados nas figuras 3.25 e 3.26 com suas respectivas frequências de amostragem. Nestas figuras estão em destaque os sinais de frequência alta que não foram inseridos na configuração *FM*. Os sinais dos sensores de vibração mecânica ou seja, as informações de frequência alta são representadas no quadro de canais como $\{V1, V2, \dots, V19\}$.

Assim, todos os 33 sinais de frequência alta, utilizados para a análise de sinais vibratórios estão distribuídos entre as três configurações do sistema de telemedidas: a primeira que faz parte do subsistema *FM*, comporta 14 destes sinais e as demais fazem parte do subsistema *PCM* e abrangem os 19 sinais restantes.

Os dois quadros de canais dos sistemas *PCM* são programados com a mesma taxa de bits (500 *kbps*), mas devido os quadros principais dos codificadores *PCM-S1* e *PCM-S2* serem diferentes, os sinais de frequência alta são amostrados com taxas diferentes (2500 *Hz* e 3333 *Hz*), como evidenciado na figura 3.25 e figura 3.26.

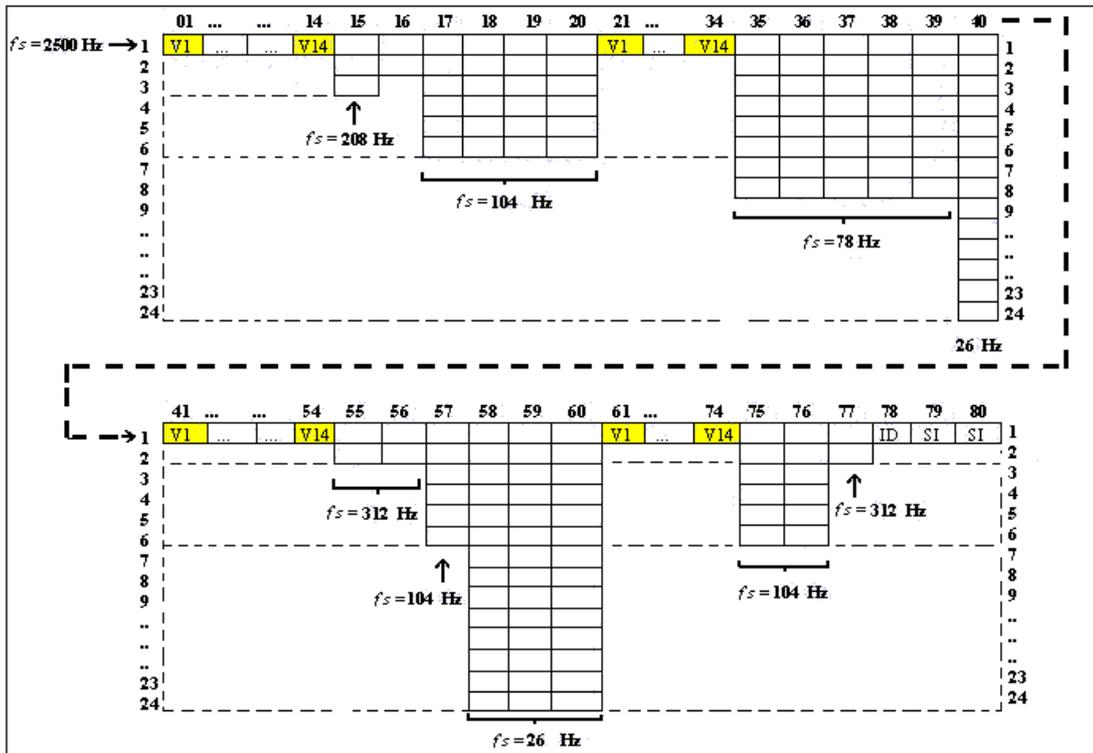


Figura 3.25: Quadro atual de Canais VLS- Codificador *PCM-S1*

Para os sinais de frequência baixa, as menores frequências de amostragem f_s observadas no quadro de canais das figura 3.25 e figura 3.26 são 26 *Hz* e 76 *Hz*, respectivamente, muito acima das mínimas frequências de amostragem necessárias.

Os sinais de temperatura variam muito lentamente e possuem uma frequência máxima de 0,7 *Hz*, mas são amostrados no mínimo por uma frequência de 26 *Hz*. Estes sinais são amostrados a $f_s = 37 f_{m\acute{a}x}$, o que implica em uma grande quantidade de dados repetidos.

Por outro lado, os sinais de frequência alta possuem frequência máxima de $f_{m\acute{a}x} = 1000 \text{ Hz}$ e são amostrados respectivamente com $f_s = 2,5 f_{m\acute{a}x}$ e $f_s = 3,3 f_{m\acute{a}x}$ ou seja, numa taxa próxima ao limiar dado por $f_s = 2 f_{m\acute{a}x}$.

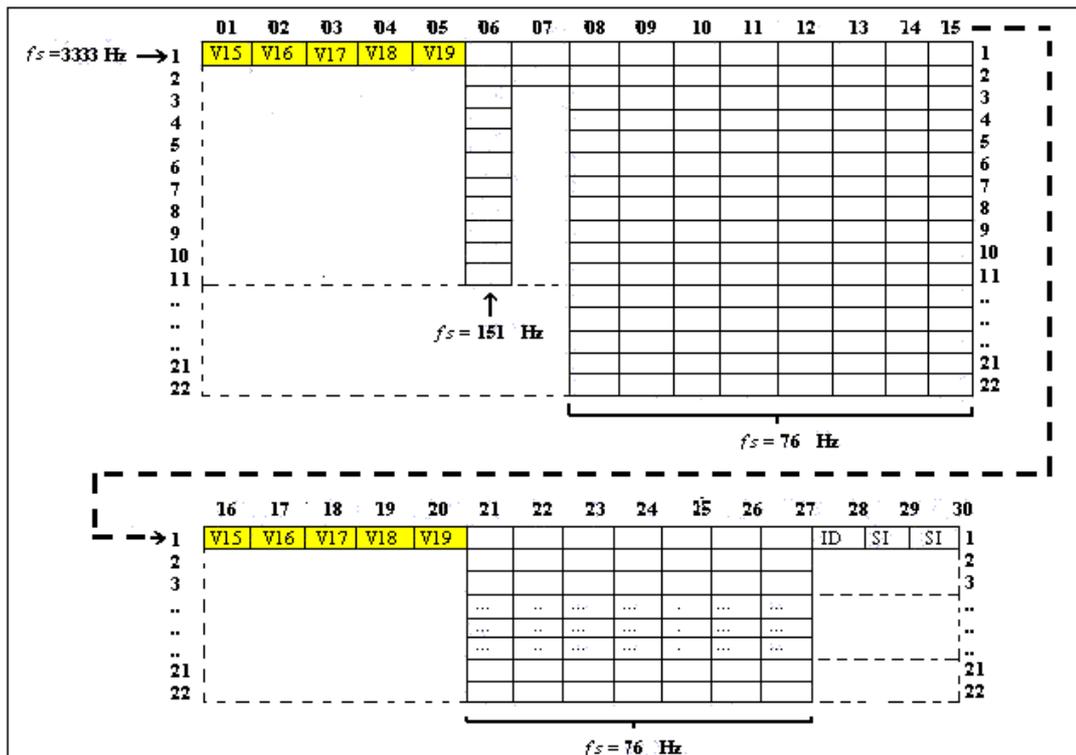


Figura 3.26: Quadro atual de Canais VLS- Codificador PCM-S2

Uma vez elaborado o quadro de canais, os codificadores *PCM* podem ser programados e implementados seguindo-se todos os critérios e restrições de projeto (Pinto, 1996; Fugivara, 1993; 1996b; 1996c; 1997; 1997a; 1998; 2001a).

A figura 3.27 representa o diagrama em blocos do sistema implementado para transmissão das informações analógicas e digitais do 4º estágio do *VLS*, e que estão distribuídas no codificador *PCM-SI*, de acordo com o quadro de canais da figura 3.25.

O codificador *PCM-SI* possui uma taxa de bits de 500 kps e o código do sinal de saída é *BI-Φ-L* (anexo F), com filtro de pré-modulação de fase linear e ordem 6 (Filtro de Bessel). Este sinal *PCM* filtrado é conectado a um transmissor banda *S* (*TX-SI*) para ser modulado e transmitido em *FM*. Um divisor de potência de *RF* divide a potência de saída do transmissor *TX-SI* de forma que o meio irradiante, composto de um conjunto de antenas distribuídas ao redor da estrutura cilíndrica do *VLS* possa irradiar esta energia igualmente em todas as direções (omnidirecional).

Durante a fase de testes elétricos e de pré-lançamento em que o veículo fica confinado na Torre Móvel de Integração (*TMI*) do veículo, o transmissor não deve ser ativado para não alimentar as antenas com potência de *RF*. Neste caso, o sinal de banda básica *PCM* vai diretamente da saída do codificador *PCM-SI* para os equipamentos de monitoramento através do cabo umbilical para realização destes testes de pré-lançamento. Entre a saída do codificador *PCM-SI* e o cabo umbilical existe um circuito de isolamento denominado de

“Balun” (*BLN-S1*) destinado a separar a referência de “terra” do veículo da referência de “terra” da casamata.

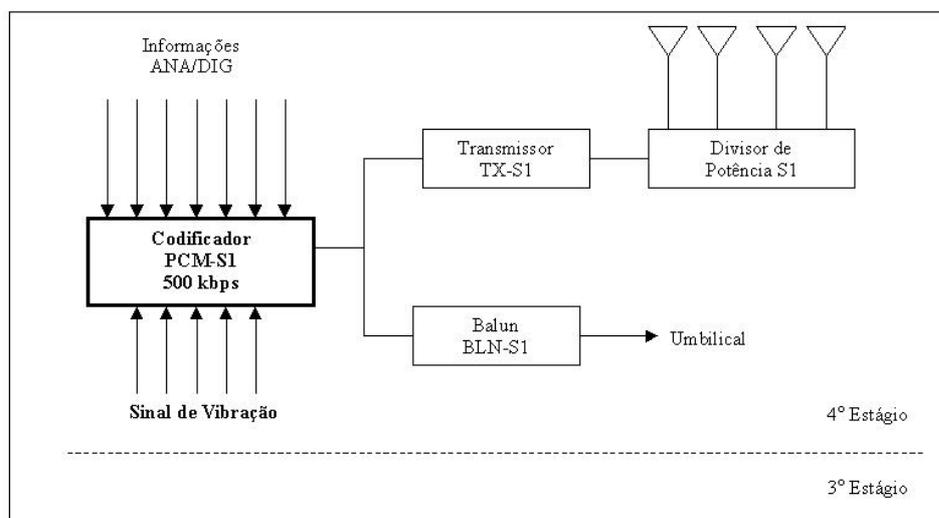


Figura 3.27: Sistema de transmissão de informações do 4º estágio do VLS – Codificador *PCM-S1*

A figura 3.28 representa o diagrama em blocos do sistema implementado para transmissão das informações analógicas e digitais do 3º estágio do *VLS*.

Para um sistema que requer uma grande quantidade de canais, este codificador *PCM* pode operar como uma unidade controladora “*Master*”, que gerencia vários subsistemas de aquisição de dados distribuídos remotamente (*slaves*). Este codificador *PCM* comercial pode gerenciar até oito unidades remotas, aumentando consideravelmente a capacidade total de informações.

Na figura 3.28, o codificador *PCM* remoto (*PCM2-S2*) localizado no 2º estágio do *VLS* aumenta a capacidade do sistema de aquisição em até 64 canais analógicos unipolares e 60 bits para informações digitais.

O codificador *PCM-S2* possui as mesmas especificações descritas para o codificador *PCM-S1* e os mesmos equipamentos utilizados para a transmissão *RF*. As informações analógicas e digitais do 3º estágio do *VLS* estão distribuídas de acordo com o quadro de canais mostrada na figura 3.26.

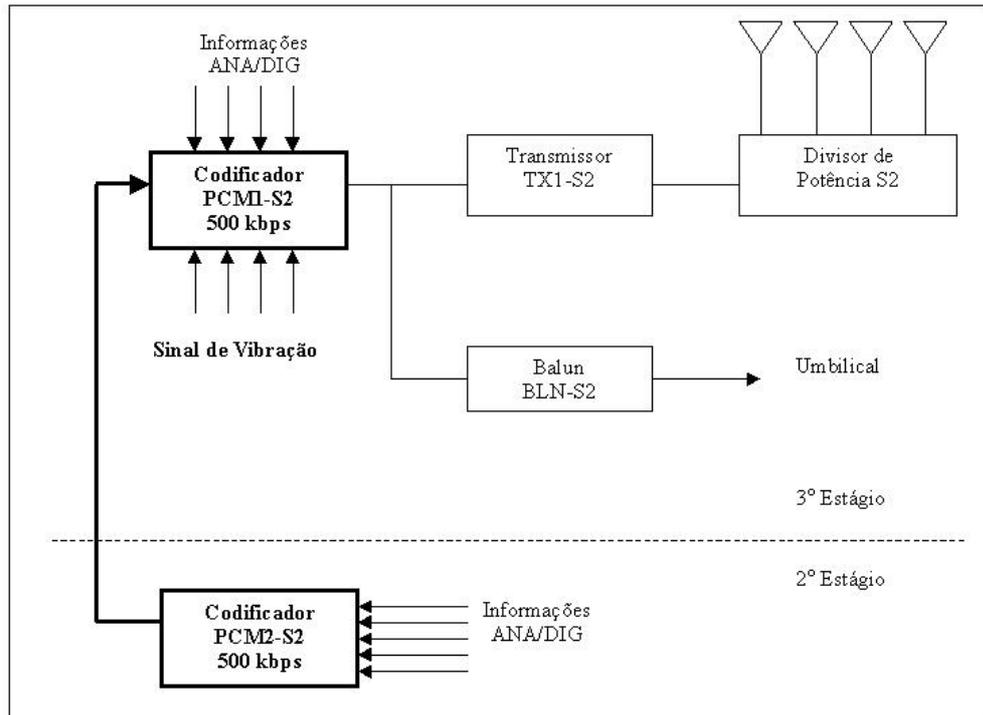


Figura 3.28: Sistema de transmissão de informações do 3º estágio do VLS – Codificador PCM-S2

3.7. Considerações Finais

Neste capítulo foram discutidas as configurações dos sistemas atualmente embarcados no veículo lançador de satélites. Foram apresentadas as respectivas bandas básicas dos subsistemas *FM* e *PCM*.

A banda básica *FM* é composta por um multiplexador analógico implementado com osciladores de subportadoras de banda constante e proporcional. A banda básica *PCM* é composta por codificadores comerciais que foram configurados de acordo com a quantidade de informações requisitadas e distribuídas no quadro principal segundo a sua frequência máxima. A amostragem otimizada das informações foi obtida através da técnica de supercomutação e subcomutação de canais.

No capítulo seguinte serão abordadas as propostas de configuração de um sistema de telemetrias para informações de frequência baixa e a implementação do codificador *PCM* a partir do cartão multifuncional, para as informações de frequência alta. Esta implementação surge como uma solução para o aprimoramento e otimização na distribuição das informações do sistema de telemetrias do *VLS*, pois elimina o sistema de modulação *FDM* e a transmissão *FM/FM* em banda *P*, e agrupa todos os sinais de frequência alta em um único codificador *PCM*. Portanto toda a banda básica da Rede Elétrica de Telemetria se transforma num sistema digital.