

## 2. Modulação de Sinais

Este capítulo apresenta as duas técnicas de modulação de sinais conhecidas por Modulação de Frequência (*FM*) e Modulação por Pulsos Codificados (*PCM*) (Silva, 1978; Carlson, 1981).

A discussão das técnicas de modulação *FM/FM* ou *PCM/FM*, não inclui a transmissão em rádio frequência (*RF*).

São abordados aspectos relativos somente à banda básica, aos elementos constituintes de um sistema de aquisição e as exigências que devem ser observadas na sua especificação, relacionadas com a amostragem e a conversão de um sinal analógico para a sua forma digital.

Estes sinais são resultantes de um complexo sistema de telemetrias, composto de sensores que são estrategicamente distribuídos na estrutura de veículos espaciais, e cujos sinais de saída são condicionados, modulados e transmitidos para a estação terrena.

### 2.1 Eficiência da Comunicação

Os sistemas de comunicação dos satélites e veículos espaciais devem ser extremamente eficientes e garantir a transmissão de dados até a estação terrena com a mínima potência de transmissão e o menor peso possível.

A restrição em relação à potência é porque esta classe de transmissores tem baixo rendimento, o que provoca um aquecimento significativo dos equipamentos e do ambiente em que estão confinados.

Em relação ao peso é porque a capacidade de propulsão do veículo é limitada e conseqüentemente quanto menor o peso dos equipamentos utilizados na telemetria, principalmente os dos últimos estágios, maior poderá ser o peso do satélite transportado.

De acordo com C. E. Shannon (Lathi, 1983; Telemetry Working Group, 1965), sem aumentar a potência, a capacidade de alcance (distância radial) de uma transmissão pode ser estendida através de uma codificação adequada do sinal modulador do transmissor.

Existem várias formas em que o sinal pode ser codificado, entretanto todas requerem que a largura de banda seja aumentada em relação à da informação original (Telemetry Working Group, 1965). Uma vez que aumentar a largura de banda não é um fator limitante para este tipo de missão, este é um recurso muito utilizado para melhorar a relação sinal/ruído e diminuir a probabilidade de erro na transmissão da informação.

Devido à necessidade de padronização dos equipamentos utilizados em diferentes campos de lançamentos de foguetes instalados ao redor do mundo, foi criado um grupo de trabalho denominado de Inter Range Instrumentation Group – *IRIG*. Este grupo, baseado em

experiências práticas de seus participantes, elaborou vários padrões e critérios relativos a sistemas espaciais, e que tem sido atualizado ao longo de vários anos (Range Commanders Council, 1999).

Três tipos de modulação são amplamente utilizados em aplicações de telemetria espacial. A Modulação em Frequência (*FM*), a Modulação por Amplitude de Pulso (*PAM*) e a Modulação por Pulsos Codificados (*PCM*). A modulação *PCM* e a *FM* são as técnicas utilizadas no Veículo Lançador de Satélites e discutidas nesta dissertação.

## 2.2 Modulação FM/FM

A designação *FM/FM* refere-se à técnica de modulação em frequência de um transmissor a partir do sinal de saída de um ou mais osciladores de subportadoras, os quais por sua vez foram modulados em frequência pelos sinais de dados.

O número de osciladores de subportadoras envolvidos é dependente da quantidade de canais de dados que o sistema de teledados pode suportar e também pela quantidade de canais padronizados em frequência disponíveis pelo padrão *IRIG 106* (Anexo D).

Um diagrama em blocos de um sistema de transmissão e recepção de teledados *FM/FM* contendo três osciladores de subportadoras é ilustrado na Figura 2.1.

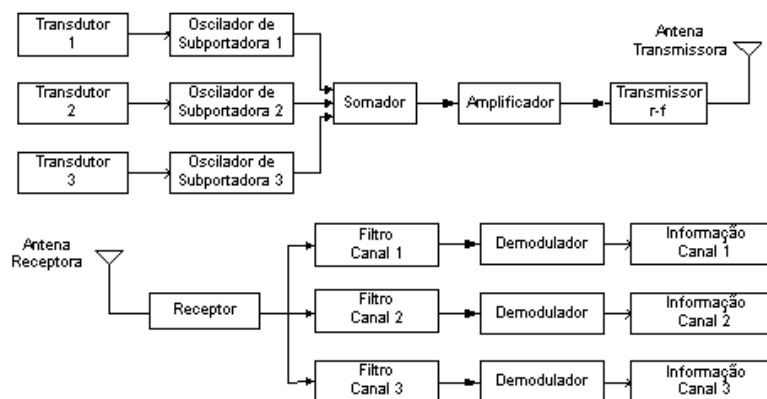


Figura 2.1: Diagrama em Blocos do sistema *FM/FM*.

As grandezas analógicas que representam as características dos fenômenos físicos de interesse são convertidas em sinais elétricos por transdutores e cada um destes sinais modula em frequência um oscilador de subportadora.

As saídas de todos os osciladores de subportadoras são somadas linearmente, amplificadas e este sinal de saída modula em frequência um transmissor de *RF*. Este duplo processo de modulação resulta em uma saída *FM/FM* do transmissor que é transmitida para a estação de teledados.

Na estação de recepção, o sinal de *RF* é demodulado pelo receptor, reproduzindo o sinal multiplexado. Este sinal é encaminhado aos discriminadores, onde os sinais das subportadoras são separados e os sinais de dados proporcionais às saídas dos transdutores são recuperados.

A separação dos sinais é obtida através de filtros passa faixa nos discriminadores e cada filtro tem a mesma banda de passagem padronizada para o oscilador de subportadora. Além do filtro passa faixa, o discriminador contém um filtro passa baixas na saída. A frequência de corte destes filtros é idêntica à resposta em frequência da subportadora (Anexo D).

Desde que cada oscilador de subportadora tem uma resposta em frequência definida (maior frequência permitida ao sinal de dado), o filtro passa baixas tem uma função dupla, deixar passar a frequência do sinal de dados e atenuar quaisquer outras frequências altas e indesejáveis que possam aparecer na saída do discriminador.

Além da gravação de cada um dos sinais para monitoramento em tempo real, o sinal de banda básica *FM* (saída do receptor) é registrado em um gravador magnético para pós-processamento.

### 2.2.1 Multiplexação por Divisão na Frequência

A técnica de modulação de frequência utilizada em um sistema de Multiplexação por Divisão na frequência ou Frequency Division Multiplexing (*FDM*) consiste na transmissão simultânea de várias frequências que compartilham a banda disponível de uma única portadora de *RF*.

A largura de banda disponível é dividida em  $N$  canais de subportadoras (“frequency sharing”), cada qual com a frequência central de acordo com o padrão *IRIG 106*.

O espaçamento entre os canais é padronizado, permitindo que cada canal seja modulado em frequência, ou seja, permite um desvio da frequência central de  $\pm 7,5\%$  para os canais de banda proporcional ou de  $\pm 2$  kHz para os de banda constante (Anexo D).

Após a modulação, os sinais de subportadoras são combinados linearmente e o sinal composto resultante é usado para modular em frequência uma portadora de *RF* na banda  $P$  (215 MHz a 260 MHz).

### 2.2.2 Espectro de Frequência FM

Na técnica de modulação em frequência a amplitude da portadora modulada é mantida constante enquanto a frequência instantânea varia de acordo com o sinal modulador.

Uma portadora senoidal de amplitude unitária  $e_{(t)}$  modulada em frequência por um único sinal é representada pela seguinte equação (Hewlett Packard, 1971):

$$e_{(t)} = \cos\left(w_p t + \frac{\Delta w}{w_m} \sin w_m t\right) \quad 2-1$$

$$w_m = 2 \pi f_m \quad 2-2$$

Onde

$w_p$  = frequência angular da portadora não modulada [rad/s].

$w_m$  = frequência angular do sinal modulador [rad/s], com frequência cíclica  $f_m$  [Hz].

$\Delta w$  = Desvio de pico da portadora devido ao sinal modulador [rad/s].

A equação 2.1 pode ser reescrita em termos da portadora e das frequências laterais utilizando-se as funções de Bessel de primeira espécie, de  $n$ -ésima ordem e com argumento  $\beta$  (Anexo E):

$$e_{(t)} = \left[ \cos w_p t \cos\left(\frac{\Delta w}{w_m} \sin w_m t\right) - \sin w_p t \sin\left(\frac{\Delta w}{w_m} \sin w_m t\right) \right] \quad 2-3$$

Utilizando a expansão em série,

$$\cos(\beta \sin w_m t) = J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2w_m t + 2J_4(\beta) \cos 4w_m t + \dots \quad 2-4$$

$$\sin(\beta \sin w_m t) = 2J_1(\beta) \sin w_m t + 2J_3(\beta) \sin 3w_m t + \dots \quad 2-5$$

$$e_{(t)} = J_0(\beta) \cos w_p t - J_1(\beta) [\cos(w_p - w_m)t - \cos(w_p + w_m)t] \\ + J_2(\beta) [\cos(w_p - 2w_m)t + \cos(w_p + 2w_m)t] \\ - J_3(\beta) [\cos(w_p - 3w_m)t - \cos(w_p + 3w_m)t] + \dots \quad 2-6$$

onde  $J_n(\beta)$  é o valor da função de Bessel e  $\beta$  é denominado de índice de modulação *FM* e expresso por:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad 2-7$$

O parâmetro  $\beta$  acima introduzido é definido apenas para modulação tonal e depende tanto da amplitude como da frequência do tom modulante. Fisicamente  $\beta$  corresponde ao máximo desvio de fase (em radianos) produzido por este tom (Carlson, 1981). Esta conclusão decorre de:

$$e_{(t)} = \cos(w_p t + \beta \sin w_m t) \tag{2-8}$$

O índice de modulação  $\beta$  também é expresso por (Silva, 1978):

$$\beta = \frac{k_m E_m}{f_m} \tag{2-9}$$

Onde  $k_m$  é a constante de modulação e  $E_m$  é a amplitude do sinal modulador. O valor do índice de modulação  $\beta$  pode ser alterado tanto pela variação do nível do sinal modulador  $E_m$  como pela mudança da frequência  $f_m$  deste sinal.

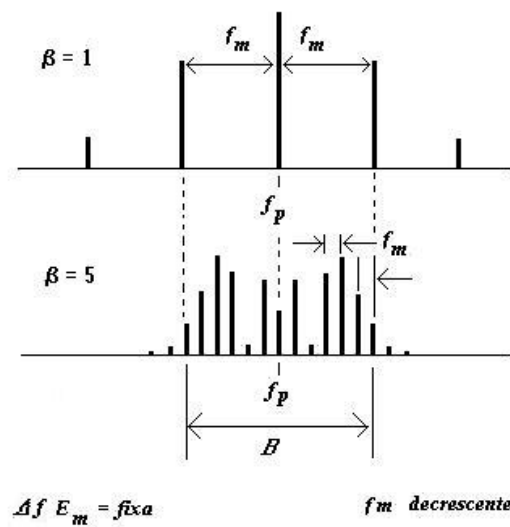


Figura 2.2: Espectro de frequência FM

De acordo com a equação 2-9, se a amplitude do sinal modulador  $E_m$  for mantida constante, mas a frequência do sinal  $f_m$  for diminuindo, as raias vão ficando mais concentradas e o índice de modulação vai aumentando. A figura 2.2 representa o espectro de um sinal FM para os valores de  $\beta = 1$  e  $\beta = 5$  considerando somente o módulo dos coeficientes  $J_n$  (não estão representadas as inversões de fase).

A frequência do sinal de vibração durante o vôo do veículo lançador varia de zero a 1000 Hz na entrada do oscilador de subportadora, e a amplitude  $E_m$  e o desvio de frequência  $\Delta f$  deste sinal de saída são constantes. Para um desvio de pico de frequência igual a  $\pm 2$  kHz e frequência máxima do sinal  $f_m$  igual a 1 kHz, resulta em um índice de modulação  $\beta$  igual a 2. Se  $f_m$  for igual a 500 Hz, resulta em  $\beta$  igual a 4.

Para um índice de modulação  $\beta$  igual a 4, são esperados valores rms dos erros nos canais de informação sejam da ordem de 2% (Stiltz, 1966). Quando  $\beta$  for igual a 2, valores

*rms* de erros na ordem de 5 % da largura de banda total são esperados. E finalmente para  $\beta$  igual a um é esperado um valor *rms* de erro do canal de informação na ordem de 30%.

De acordo com Stiltz (1966) deve-se ressaltar que os resultados de desempenho dos testes em estudo são baseados em métodos específicos de medidas em um sistema *FM/FM* com um único sinal modulador e que estes resultados são decorrentes de uma configuração de sistema montada com características próprias de determinados componentes. Outros componentes com outras características podem levar a um resultado de desempenho diferente, em termos de erros do canal de informação, para melhor ou para pior.

A taxa com que a frequência instantânea da portadora varia é a própria frequência do sinal modulador. O afastamento da frequência instantânea da portadora é chamado de desvio de frequência e é proporcional à amplitude do sinal modulante.

No espectro de um sinal *FM*, ao invés de apenas duas raias laterais como no espectro *AM-DSB*, surge de cada lado da portadora um número infinito de componentes distanciadas de  $f_m$  entre si, a partir da portadora  $f_p$ , sendo que as componentes equidistantes de  $f_p$  têm o mesmo valor absoluto, conforme ilustrado na figura 2.3.

Os coeficientes  $J_n$  que definem as amplitudes das componentes do sinal modulado em frequência são calculados em função do índice de modulação.

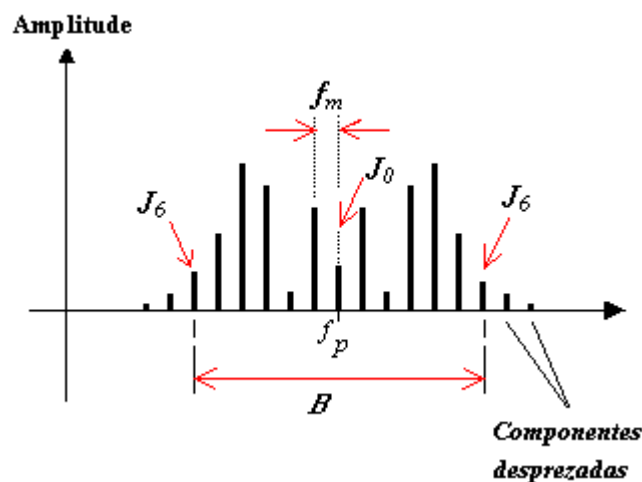


Figura 2.3: Raias significativas para  $\beta=5$

Os valores dos coeficientes  $J_n$  para determinados índices de modulação  $\beta$  são apresentados na tabela 2.1. Os espaços em branco na tabela, representam valores suficientemente pequenos que podem ser desprezados.

Assim para os valores de  $\beta = 0,2$  as componentes acima de  $J_2$  representam apenas uma pequena contribuição para o sinal modulado. O aumento da distorção harmônica em consequência deste truncamento é considerado insignificante e pode ser desprezado.

**Tabela 2.1: Valores dos coeficientes  $J_n$  com valores de  $\beta$**

$J_n$	$\beta = 0,2$	$\beta = 1$	$\beta = 5$	$\beta = 10$	$J_n$
$J_0$	0,99	0,77	-0,18	-0,25	$J_0$
$J_1$	0,10	0,44	-0,33	0,04	$J_1$
$J_2$		0,11	0,05	0,25	$J_2$
$J_3$		0,02	0,36	0,06	$J_3$
$J_4$			0,39	-0,22	$J_4$
$J_5$			0,26	-0,23	$J_5$
$J_6$			0,13	-0,01	$J_6$
$J_7$			0,05	0,22	$J_7$
$J_8$			0,02	0,32	$J_8$
$J_9$				0,29	$J_9$
$J_{10}$				0,21	$J_{10}$
$J_{11}$				0,12	$J_{11}$
$J_{12}$				0,06	$J_{12}$
$J_{13}$				0,03	$J_{13}$
$J_{14}$				0,01	$J_{14}$

Inspeccionando a tabela 2.1, pode-se observar que os valores dos coeficientes  $J_n$  decrescem rapidamente para  $n \gg \beta$ , sendo particularmente acentuado quando  $\beta \gg 1$ .

Considerando o índice de modulação  $\beta \gg 10$ , os únicos coeficientes  $J_n$  significativos são aqueles para os quais  $n \leq n_0 = \beta$ . Do exposto, todas as raias significativas estão contidas na banda de frequência definida por Silva (1978):

$$f_p \pm n_0 f_m = f_p \pm \beta f_m \tag{2-10}$$

De 2.7 e 2.9

$$\Delta f = k_m E_m = \beta f_m \tag{2-11}$$

De 2.10 e 2.11 têm-se:

$$f_p \pm k_m E_m = f_p \pm \Delta f \tag{2-12}$$

Portanto para  $\beta \gg 1$  a banda  $B$  ocupada pelo sinal  $FM$  pode ser aproximada por:

$$B = 2\Delta f \tag{2-13}$$

$$B = 2\beta f_m \tag{2-14}$$

Para  $\beta \ll 1$ , a banda  $B$  ocupada pelo sinal  $FM$  é o dobro da frequência do sinal modulante ( $B = 2f_m$ ), para  $\beta = 1$  esta aproximação já pode ser notada, como mostrado na figura 2.2.

Considere agora a situação em que  $\beta$  assume um valor intermediário, para o qual não se pode considerar  $\beta \ll 1$  ou  $\beta \gg 1$ . Neste caso, adota-se o seguinte critério para determinar a largura de banda necessária para o sinal modulado: desprezar todas as componentes nas quais o coeficiente  $J_n$  é menor que um certo valor  $\varepsilon$ , sendo  $\varepsilon$  adotado em função da aplicação do sistema. Assim, consideram-se todas as raias laterais até a de número  $n_0$  para a qual  $J_{n_0} > \varepsilon$  sendo que a raia seguinte  $J_{n_0+1}$  deve ser menor que  $\varepsilon$ .

Conforme Carlson (1981), pode-se assumir  $0,01 < \varepsilon < 0,1$  para fins de determinação do número de raias laterais necessárias para obter um sinal de boa qualidade.

Em muitos sistemas de *FM*, a condição de  $\varepsilon = 0,1$  já se mostra suficiente para obter um sinal de boa qualidade e com a vantagem da redução da banda  $B$  necessária, comparado com  $\varepsilon = 0,01$ . Para  $\varepsilon = 0,1$  o número de raias laterais necessárias é  $n_0 = \beta + 1$  (Aydin Vector, 1995), resultando em:

$$B = 2 n_0 f_m \quad 2.15$$

Onde  $n_0 > 1$ , uma vez que  $n_0 = 1$  corresponde ao caso limite de uma raia em cada lado da portadora. O valor de  $n_0$  é função do índice de modulação  $\beta$  já que os valores dos coeficientes  $J_n$  dependem de  $\beta$ .

$$B = 2(\beta + 1) f_m \quad 2.16$$

$$B = 2(\Delta f + f_m) \quad 2.17$$

Deve-se ressaltar que o aspecto da onda modulada em frequência continua sendo o mesmo: amplitude constante e a frequência instantânea variando.

A propriedade de amplitude constante do sinal modulado em frequência se apresenta como uma vantagem sob vários pontos de vista. Mas o aspecto mais importante é que os problemas de distorção de amplitude não apresentam efeito tão marcante sobre o sinal modulado, uma vez que a informação reside na variação de frequência do sinal e não na sua amplitude.

Variações indesejáveis de amplitude podem ser eliminadas por dispositivos chamados de limitadores, sem prejuízo da informação transmitida.



Os vários tipos de ruído presentes nos sistemas de modulação em frequência produzem uma perturbação na frequência da subportadora, mas este efeito pode ser reduzido a valores insignificantes empregando o maior desvio de frequência possível.

Assim, para os sistemas de telemedidas espaciais, cada canal de subportadora ocupa uma largura de faixa padronizada no espectro de frequências.

Com esta padronização é possível obter a maior relação entre a potência de sinal e a potência de ruído para os canais de subportadora ( $S/N$ ). Esta relação é obtida através de um método de cálculo que envolve:

- a) Margem de folga de rádio transmissão ou rádio-enlace.
- b) Amplitude da banda básica.
- c) Limiar de discriminação.

### 2.2.3 Método de Cálculo

Todos os sistemas de modulação usados em telemetria requerem um valor mínimo de relação entre a potência de sinal e a potência de ruído no detector, porque os ruídos podem causar diferentes erros na detecção do sinal original (Aydin Vector, 1995). Para garantir a qualidade de sinal recebido até o fim da missão, a relação entre a potência do sinal e a potência de ruído ( $SNR_0$ ) típica na saída do discriminador é de 35 dB para o sinal analógico *FM* e de 12 dB para uma relação de potência ( $SNR_S$ ) na entrada do discriminador.

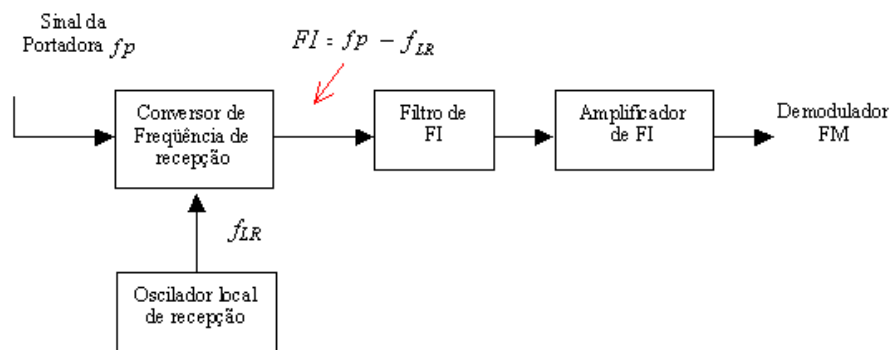
Em um sistema *FM/FM*, por exemplo, dado um sinal de amplitude  $A$ , o ruído pode deslocar a frequência  $f_A$  do sinal presente na entrada do discriminador de subportadoras para a sua frequência central  $f_c$  ( $f_c \neq f_A$ ). Para este tipo de detector, o deslocamento da frequência  $f_A$  para o meio da banda do filtro passa faixa corresponde a uma amplitude de sinal com valor nulo, quando deveria ser  $A$ .

Em sistemas digitais com transmissão *FM*, o ruído pode fazer o detector reconhecer um pulso quando na realidade este não está presente.

Para minimizar estes erros, a relação sinal/ruído na saída de um receptor *FM* deve estar sempre acima de um valor mínimo permissível. Este valor mínimo permissível é determinado em função do nível do sinal de *RF* recebido. O sinal recebido flutua em função das condições de propagação, e para que seja possível manter a saída do receptor em um nível constante, o sistema de recepção mantém seu ganho controlado automaticamente em função do nível do sinal recebido. Um circuito de controle automático de ganho (*CAG*) mantém o nível de saída  $V_o$  praticamente constante e independente da intensidade do sinal de entrada do receptor, desde que este nível de entrada esteja acima do valor mínimo permissível chamado de limiar de recepção.

A função básica de um receptor de  $RF$  é misturar o sinal da portadora  $f_p$  com o sinal de um oscilador local de recepção  $f_{LR}$  fornecendo como resultado o sinal de Frequência Intermediária ( $FI$ ), modulado em frequência na portadora de  $FI = f_p - f_{LR}$ , o qual é selecionado através de uma filtragem dentre todos os sinais resultantes desta conversão.

O filtro de  $FI$  é responsável pela seletividade do receptor e sua finalidade principal é eliminar o ruído térmico de faixa larga e os sinais interferentes de outros canais de  $RF$ . A figura 2.4 ilustra o diagrama básico de um receptor de  $RF$ .



**Figura 2.4: Diagrama básico de um receptor de RF**

Para maior confiabilidade do método de cálculo, utiliza-se o valor mais pessimista para os parâmetros que sofrem maior dispersão. Ademais, deve-se introduzir uma margem de folga mínima de três decibéis para absorver possíveis desvios de dados e estimativas utilizadas.

A fórmula modificada de transmissão (2-28), a ser discutida no próximo item, refere-se a níveis relativos ou  $dBm$ , onde “zero”  $dBm$  corresponde a uma potência de um miliwatt em uma carga de cinquenta ohms. Esta fórmula é muito conveniente para os cálculos de rádio-enlace de  $RF$ , desde que todos os seus parâmetros sejam expressos nos mesmos termos ao invés de joules, segundos, metros, etc... Alguns parâmetros da fórmula, como a constante de Boltzmann, devem ser convertidos e expressos em decibéis. A constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ [joule/kelvin]}$ ) representa a potência de ruído térmico que existe em um circuito devido ao movimento aleatório de elétrons que ocorre em qualquer material quando a temperatura aumenta em relação ao zero absoluto (*zero Kelvin*). A conversão de  $k$  para  $dBm$ , em relação a uma potência de 1  $[mW]$  é:

$$K = 10 \log \left( \frac{k}{10^{-3} [\text{watts}]} \right) \quad 2.18$$

$$K = 10 \log \left( \frac{1,38 \times 10^{-23}}{1 \times 10^{-3}} \right) \left[ \frac{\text{joule}}{^\circ \text{Kelvin}} \right] \left[ \frac{1}{\text{watt}} \right] \quad 2.19$$

$$K = -198,601 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{kelvin Hz}} \right] \quad 2.20$$

A constante multiplicada pela banda ( $B$ ) do filtro da primeira  $FI$  do receptor de telemetria, limita a banda do ruído equivalente:

$$KB = -198,601 + 10 \log (B) \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{kelvin}} \right] \quad 2.21$$

A temperatura de ruído efetivo do sistema de recepção,  $T$ , consiste de uma somatória de ruídos térmicos devido aos estágios de entrada do sistema de recepção, perdas nos cabos, perdas ôhmicas da antena e quaisquer outras fontes de ruído entre a antena e o receptor. Portanto, o nível da potência de ruído é essencialmente igual a  $TKB$  [dBm].

O ganho da antena transmissora  $G_T$  é expressa em decibéis irradiados [dBi] e tem como referência uma antena isotrópica.

Outra medida do desempenho da cadeia de recepção de telemetria é a figura de ruído ou figura de mérito  $G/T$  [dBi / Kelvin], onde  $G$  é o ganho da antena e  $T$  a temperatura de ruído do sistema. Nesta cadeia, são desejáveis antenas com alto ganho e pré-amplificadores com baixo ruído. Quanto mais alta a relação de  $G/T$ , melhor a sensibilidade do sistema para sinais fracos.

Um fator de segurança ou margem adicional é somado à fórmula de transmissão, para assegurar que a relação entre a potência de sinal e a potência de ruído requerida é a desejada ou está acima deste limite. Esta margem adicional de segurança compensa os casos em que fatores não previsíveis como degradação de equipamentos, condições não usuais de propagação e aumento do nível de explosões solares ou interferências humanas degradem a qualidade do sinal recebido.

A atenuação ou perda no espaço livre  $L_p$  é dada por:

$$L_p = \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} \quad 2-22$$

$$L_p = 20 \log 4\pi + 20 \log d - 20 \log \lambda \quad 2-23$$

$$\lambda = \frac{c}{f_p} \quad 2-24$$

$$L_p = 21,98 + 20 \log d - 20 \log \frac{3 \times 10^5}{f_p \times 10^6} \quad 2-25$$

$$L_p = 21,98 + 20 \log d + 20 \log f_p + 10,46 \quad 2-26$$

$$L_p = 32,44 + 20 \log f_p + 20 \log d \quad 2-27$$

Onde:

- $\lambda$  : Comprimento de onda (*metros*).
- $c$  : Velocidade da Luz ( $3 \cdot 10^8$  *quilômetros/s*).
- $f_p$  : Frequência da portadora de RF (*MHz*).
- $d$  : Distância (*quilômetros*).

A relação entre a potência de sinal e a potência de ruído previsível da *FI* na entrada do demodulador *FM*,  $SNR_p$ , é calculada em determinados pontos da trajetória nominal do veículo, para que haja uma folga no nível de sinal recebido e conseqüentemente não ocorra perda de sinal.

### 2.2.3.1 Margem de Folga do Rádio-Enlace

A perda de propagação no espaço livre entre as antenas de recepção e transmissão depende principalmente da distância entre elas e da frequência de operação. A distância radial é considerada como sendo a linha reta entre o Veículo Lançador de Satélites e a antena da estação de recepção.

A  $SNR_p$  previsível do sinal de *FI* permite concluir qual é a margem de folga do rádio-enlace. O valor da margem de folga depende principalmente das características de potência do transmissor de RF.

Se a potência de transmissão disponível é insuficiente, os resultados são inadequados, o rádio-enlace deve ser reavaliado e os parâmetros devem ser reexaminados para localização e substituição da área deficiente, baseado principalmente em considerações de custos e estado da arte.

Por outro lado, se a margem de folga for maior que a mínima requerida, o rádio-enlace deve ser reavaliado e a potência de transmissão deve ser diminuída, pois esta classe de transmissor possui baixa eficiência (menor que 35%), isto é, dissipa muita potência em forma de calor elevando a temperatura do ambiente onde está o sistema embarcado.

Abaixando a margem de folga e utilizando equipamentos de menor potência é possível fazer a revisão dos custos, podendo-se oferecer um sistema mais barato, uma vez que o preço é diretamente proporcional a potência. Com a redução da potência consumida também é esperada uma maior vida útil da bateria, uma vez que nestes sistemas o suprimento de energia não é recarregável durante o voo.

Desta forma o sistema opera otimizado e sob as limitações das condições reais dos equipamentos embarcados e dos meios de operação em solo. A  $SNR_p$  do sinal de  $FI$  é calculada através da equação (Aydin Vector, 1995):

$$SNR_p = P_T - L_C + G_T - L_p - L_A + G/T - KB \quad 2-28$$

Onde:

$P_T$  : Potência do transmissor de  $RF$  ( $dBm$ ).

$L_C$  : Perda de potência de  $RF$  entre a saída do transmissor e a entrada da antena ( $dB$ ).

$L_A$  : Perda da atmosfera ( $1 dB$ ).

Como a distância não é calculada, mas obtida de um plano de trajetória de vôo para os veículos, a equação 2.28 é utilizada para a determinação da margem de folga na pré-deteção da  $FI$  na entrada do demodulador  $FM$ .

Esta margem de folga ( $M_g$ ) é obtida em relação a algumas distâncias específicas de interesse, tais como separação de estágios, ejeção do satélite, etc...

$$M_g = SNR_p - 12 \text{ (dB)} \quad 2-29$$

Este cálculo permite avaliar se a qualidade do nível do sinal de  $RF$  recebido de um veículo distante está ou não dentro dos padrões do limiar de recepção. A qualidade do nível do sinal da banda básica deve considerar vários fatores, entre eles a necessidade de ajuste do nível das subportadoras através do critério da pré-ênfase.

### 2.2.3.2 Pré-ênfase e Dê-ênfase

Quando várias subportadoras são utilizadas em um mesmo sistema, o ruído presente no canal de  $RF$  não interfere da mesma forma em cada uma delas. No sistema de transmissão  $FM$  a potência do ruído térmico demodulado aumenta com o quadrado da frequência (Silva, 1978). Na presença de ruído branco, esta interferência aumenta proporcionalmente à razão da frequência da subportadora elevada à potência de  $3/2$  (Aydin Vector, 1995).

Devido a este efeito é desejável amplificar mais as amplitudes de saída das subportadoras de frequências mais altas do que as de frequências mais baixas.

Para eliminar este efeito negativo, um filtro denominado de circuito de pré-ênfase é introduzido antes do modulador, de tal forma que realce as frequências altas e atenua as baixas. Na demodulação o circuito de dê-ênfase realiza o processo contrário. Os sistemas com os filtros de dê-ênfase e pré-ênfase estão representados na figura 2.5.

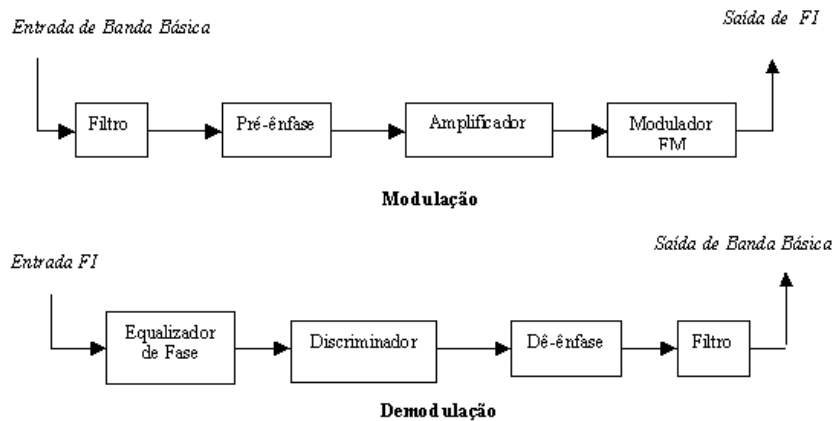


Figura 2.5: Localização dos circuitos de pré-ênfase e dê-ênfase

Na prática, as saídas não são ajustadas para decrescer proporcionalmente até a frequência mais baixa utilizada no sistema. Abaixo de certas frequências, efeitos de ruídos locais não pertencentes ao canal de transmissão de *RF* se tornam significativos e podem interferir no sinal.

A figura 2.6 ilustra como este ajuste é realizado. O ponto exato onde o ajuste da curva de pré-ênfase deve ser aplicado na banda básica é discutível e não está padronizado, ficando a critério dos usuários dos sistemas *FM/FM* (Range Commanders Council, 1999).

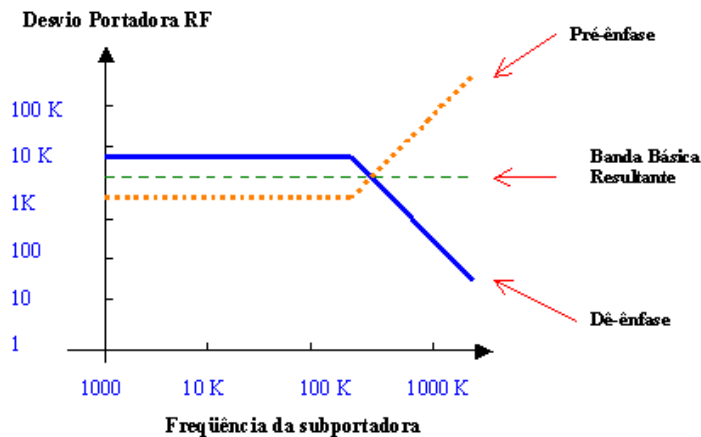


Figura 2.6: Curva de Pré-ênfase e Dê-ênfase

Para que a não linearidade do sistema não comprometa o resultado esperado para cada um dos níveis de tensão da sub-portadora da banda básica, foi adotado para o *VLS*, o critério de não permitir que qualquer sub-portadora apresente desvio  $(\Delta f_{dc})_{rms}$  menor que 10% do desvio rms da portadora de *RF* dado por  $\sum (\Delta f_{dc})_{rms}$ .

Assim os níveis das amplitudes das subportadoras da banda básica que atendem aos requisitos de ruído térmico são corrigidos para se sobreporem aos possíveis ruídos de intermodulação.

### 2.2.3.3 Amplitude da Sub-portadora

O nível da amplitude de cada subportadora na banda básica é calculado para que na distância máxima de interesse da informação veiculada no canal de subportadora, a relação entre a potência de sinal e a potência de ruído na saída do discriminador ( $SNR_0$ ), seja de 35 decibéis para o sinal analógico *FM*.

A equação seguinte se aplica a este caso no que diz respeito ao ruído térmico (Aydin Vector, 1995).

$$SNR_0 = (3/2) \bar{x}^2 (\Delta f_{ds} / B_0)^2 (\Delta f_{dc} / f_c)^2 (B / B_0) SNR_P \quad 2.30$$

Onde:

- $SNR_0$  : Relação entre a potência de sinal e a potência de ruído na saída do discriminador de subportadora (*dB*).
- $\bar{x}^2$  : média quadrática da amplitude normalizada do sinal de informação na saída do discriminador.
- $\Delta f_{ds}$  : Desvio de pico da frequência da subportadora (*2 kHz* para o *OSC*).
- $\Delta f_{dc}$  : Desvio de frequência da portadora de *RF* devido a subportadora (*Hz*).
- $B_0$  : Banda de ruído do filtro de saída do discriminador de subportadora (*Hz*).
- $f_c$  : Frequência central da subportadora (*Hz*).

O desvio de frequência da portadora  $\Delta f_{dc}$  para cada componente da banda básica é calculado com o propósito de preservar a relação mínima entre a potência de sinal e a potência de ruído na saída do discriminador até a distância de interesse.

### 2.2.3.4 Limiar de Discriminação

Para que os valores calculados na equação 2.30 sejam aceitáveis, é necessário que na condição de distância máxima de interesse, a relação entre a potência de sinal e a potência de ruído na entrada do discriminador da subportadora,  $SNR_S$ , satisfaça ao limiar de discriminação, majorado por 3 dB de margem de folga, que resulta em  $SNR_S = 12 \text{ dB}$  (Fugivara, 1998). A avaliação desta condição é realizada com a equação (Aydin Vector, 1995):

$$SNR_S = (1/2) (\Delta f_{dc} / f_c)^2 (B / B_S) SNR_P \quad 2.31$$

Onde

- $B_S$  : Banda de passagem da subportadora na entrada do discriminador.

A seguir o desvio de frequência é convertido em nível de tensão correspondente a cada componente da banda básica.

### 2.2.3.5 Tensão da Banda Básica

Nos sistemas de telemedidas *FM/FM* a soma de todos os desvios de frequência da portadora de *RF* devido à cada subportadora não deverá exceder o desvio da portadora de *RF*.

A conversão de desvio de frequência  $\Delta f_{dc}$  devido a cada sub-portadora de *RF* em nível de tensão na entrada de modulação do transmissor *FM* é feita através da relação:

$$V_{s(rms)} = \Sigma \Delta f_{dc} / k_m \quad 2.32$$

Onde

$V_{s(rms)}$  : Valor *rms* da tensão do sinal modulador ou amplitude *rms* de saída de cada oscilador de sub-portadora.

$K_m$  : Constante de modulação do transmissor (*kHz* /  $V_{rms}$ ).

O valor típico da constante de modulação de um transmissor *FM* em banda *P* é  $k_m = 100 \text{ kHz} / V_{rms}$ .