

1. Classificação INPE-COM.3/NTE C.D.U: 621.391:629.783		2. Período	4. Critério de Distribuição: interna ☐ externa ☒
3. Palavras Chaves (selecionadas pelo autor) TELECOMUNICAÇÕES SATÉLITE ENLACE ESTAÇÃO TERRENA			
5. Relatório nº INPE-1348-NTE/130	6. Data Agosto, 1978	7. Revisado por <i>Carlos Santana</i> Carlos Santana	
8. Título e Sub-Título ESTUDO PRELIMINAR DOS ENLACES DE UMA REDE DE COMUNICAÇÕES POR SATÉLITE		9. Autorizado por <i>Nelson de Jesus Parada</i> Nelson de Jesus Parada Diretor	
10. Setor DEE	Código	11. Nº de cópias 14	
12. Autoria Aydano Barreto Carleial Jânio Kono		14. Nº de páginas 53	
13. Assinatura Responsável <i>Aydano Carleial</i>		15. Preço	
16. Sumário/Notas Este relatório apresenta um método de cálculo de enlaces SCPC por satélite e os resultados de sua aplicação a uma rede de comunicações com estações terrenas de pequena e média capacidade. Faz-se um estudo preliminar de dois sistemas de modulação para transmissão de voz, telegrafia e dados. O principal objetivo é prover informações para o desenvolvimento tecnológico de estações terrenas.			
17. Observações			

ÍNDICE

ABSTRACT	<i>iv</i>
LISTA DE FIGURAS	<i>v</i>
LISTA DE TABELAS	<i>vi</i>
 <u>CAPÍTULO I</u>	
INTRODUÇÃO	1
 <u>CAPÍTULO II</u>	
CARACTERÍSTICAS BÁSICAS	3
 <u>CAPÍTULO III</u>	
MÉTODO DE CÁLCULO DOS ENLACES	7
 <u>CAPÍTULO IV</u>	
ESTUDO DOS SISTEMAS DE CODIFICAÇÃO E MODULAÇÃO	13
4.1 - Modulação Delta	14
4.2 - Modulação em Frequência (FM)	26
4.3 - Telegrafia e Dados	31
 <u>CAPÍTULO V</u>	
RESULTADOS DOS CÁLCULOS	33
<u>BIBLIOGRAFIA</u>	39
 <u>APÊNDICE A</u>	
INTERMODULAÇÃO	A.1
 <u>APÊNDICE B</u>	
PROGRAMA DE COMPUTAÇÃO	B.1

ABSTRACT

This report presents a method for the calculation of SCPC satellite links and results of its application to a communication network with low-capacity and medium-capacity earth stations. A preliminary study is made of two modulation systems for the transmission of voice, telegraphy and data. The main objective is providing information for the technological development of earth stations.

LISTA DE FIGURAS

III.1 - Modelo Linear para um Enlace	8
IV.1 - Diagramas de Bloco de um Modulador (a) e Demodulador (b) Delta	15
IV.2 - Rede de Dupla Integração	16
IV.3 - Diagrama de Bode da Rede de Dupla Integração	16
IV.4 - Gráfico da Relação Tom de Teste/Ruído de Quantização em Função da Frequência de Amostragem	17
IV.5 - Gráfico da Relação T/N em Função da Taxa de Erros	18
IV.6 - Diagrama de Blocos de um Modulador Delta com Inclinação Va riável	20
IV.7 - Demodulador BPSK	21
IV.8 - Codificador (a) e Decodificador (b) Diferenciais	22
IV.9 - Demodulador DBPSK	23
IV.10 - Demodulador QPSK	23
IV.11 - Diagrama de Blocos de um Sistema Empregando Codificação Convolutional e Modulação QPSK	25
IV.12 - Gráfico da Relação Tom de Teste/Ruído em Função de C/N, pa ra Dois Tipos de Demodulação de FM.	27

LISTA DE TABELAS

II.1	- Características de Satélites Utilizados no Cálculo dos Enlaces	4
V.1	- Satélite A. Sistema 1	35
V.II	- Satélite A. Sistema 2	36
V.III	- Satélite A. Sistema 3	36
V.IV	- Satélite A. Sistema 4	37
V.V	- Satélite A. Sistema 5	37
V.VI	- Satélite B. Sistema 3	38

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Os cálculos de enlace deste trabalho referem-se a uma rede de comunicações por satélite para tráfego de sinais de voz, telegrafia e dados, formada por um grande número de estações terrenas de pequena e média capacidade, pelo sistema de divisão de frequência com canal único por portadora (SCPC). Uma rede deste tipo é de interesse para comunicações no Brasil e, em particular, para as comunicações das Forças Armadas.

Uma futura rede de comunicações por satélite para as Forças Armadas tem sido objeto de estudos. Algumas de suas características mais básicas, como as frequências a serem utilizadas e o tipo de segmento espacial, ainda não estão definidas. Apesar disto, o desenvolvimento tecnológico de alguns subsistemas de estações terrenas, que poderão ser úteis a essa rede, está sendo iniciado nos laboratórios do INPE, utilizando a experiência adquirida em projetos anteriores.

Em um programa que está sendo organizado e contará com a colaboração de representantes e pessoal técnico das Forças Armadas, o INPE se propõe a projetar, desenvolver e testar protótipos de estações que poderão compor a rede mencionada (Instituto de Pesquisas Espaciais, 1978). O trabalho incluirá estudo completo do sistema, com base em requisitos de desempenho e necessidades de tráfego para cada tipo de comunicação; escolha de técnicas de modulação e codificação; projeto, desenvolvimento, construção e teste, em laboratório, das partes componentes das estações; integração de protótipos e testes de campo; e transferência para produção industrial. Deverá haver mais de um tipo de estação terrena, com partes comuns ou módulos intercambiáveis.

Com base em certas hipóteses bastante arbitrárias, especialmente no que se refere aos parâmetros do segmento espacial, é feito neste relatório um primeiro estudo dos enlaces de uma Rede de Comu

nicações por Satélite (RCS), que leva a uma caracterização preliminar da parte de radiofrequência (transmissão e recepção) de suas estações terrenas, inclusive antenas. Embora os resultados pretendam apenas orientar a presente fase inicial dos trabalhos de laboratório, já dão uma idéia das dimensões e especificações básicas que deverão ter antenas, transmissores e receptores, dentro das hipóteses apresentadas.

CAPÍTULO II

CARACTERÍSTICAS BÁSICAS

A RCS deverá ser uma rede de comunicações confiável, eficiente, tecnologicamente moderna, com estações terrenas de dimensões e custos moderados, construídas pela indústria nacional. O emprego de alguns componentes eletrônicos importados é necessário aos requisitos acima enumerados, mas esses dispositivos, acessíveis em mercado internacional relativamente amplo e competitivo, constituirão fração bastante pequena do custo final das estações. Acreditamos que será possível evitar a importação de subsistemas completos, ou blocos montados, para as estações terrenas. Devido aos conhecimentos teóricos e à experiência prática já disponíveis entre nós, não deverão ser necessárias importações de tecnologia.

A técnica de múltiplo-acesso por divisão de frequência com canal único por portadora (FDMA/SCPC) deverá ser a adotada pela RCS, por suas grandes vantagens em flexibilidade e simplicidade, características essenciais a este tipo de sistema. A capacidade de um repetidor (transponder) de satélite, em número de canais, pode ser bastante grande, dependendo do sistema de modulação e dos parâmetros adotados, mas é igualmente importante ter em vista a viabilidade econômica e tecnológica do sistema, em termos de nossa indústria, que limita o porte e a complexidade das estações terrenas.

Com base em especificações de satélites existentes e propostos, estipulamos os parâmetros listados na Tabela II.1 para dois modelos de segmento espacial, a serem utilizados no cálculo dos enlaces.

TABELA II.1

CARACTERÍSTICAS DE SATÉLITES UTILIZADAS

NO CÁLCULO DOS ENLACES

	SATÉLITE A	SATÉLITE B
EIRP (saturação por uma portadora), E_s	34 dBW	25 dBW
Densidade de fluxo para saturação, ϕ_s	- 83 dBW/m ²	-74 dBW/m ²
Relação ganho-temperatura, G_{su}/T_u	- 4 dB/K	-12.6 dB/K
Ganho da antena receptora, G_{su}	28,5 dB	22 dB
Ganho da antena transmissora, G_{sd} ...	27 dB	21 dB
Frequência de subida, f_u	6.2 GHz	6.2 GHz
Frequência de descida, f_d	4.0 GHz	4.0 GHz
Largura da faixa do repetidor	36 MHz	36 MHz
Posição do satélite (longitude)....	67.5°W	24.5°W

As especificações da primeira hipótese (Satélite A) têm como base valores apresentados em uma das propostas ao sistema SBTS, cuja licitação foi cancelada pelo governo federal. Os valores de EIRP e G/T que figuram na Tabela correspondem ao contorno de 3 dB de uma área "primária" de serviço, que cobriria a maior parte do território brasileiro. Uma parte do nordeste oriental e do extremo sul do país seriam cobertos com níveis de EIRP e G/T até 2 dB mais baixos, de acordo com essa proposta. Nos cálculos de enlace deste relatório, são utilizados os valores da tabela, para evitar superdimensionamento das estações terrenas. As estações destinadas a operar fora do contorno de 3 dB seriam modificadas, de acordo com a necessidade (por exemplo, usando antenas maiores). Esta questão não é de grande importância, pois será possível no futuro especificar um satélite para cobertura total do Brasil com níveis adequados de sinal.

As especificações da segunda hipótese (Satélite B) correspondem aproximadamente ao Intelsat V, que entrará em operação em cerca de dois anos. Os valores de EIRP e G/T utilizados para este caso são os mínimos que ocorrerão no território brasileiro, utilizando as antenas de cobertura hemisférica (Fuenzalida et al, 1977).

Em nossos cálculos, fazemos a hipótese de que os 36 MHz do repetidor utilizado estão divididos em N porções iguais, cada uma das quais reservada a uma portadora, e que todas as portadoras são transmitidas com a mesma potência e tipo de modulação. Cada portadora pode conduzir um canal de voz, ou uma combinação de sinais multiplexados (por exemplo, de telégrafo), ou outro tipo de dados. No primeiro caso, supomos que as portadoras são ativadas pela voz, de modo que, em diálogos normais, ficam desligadas cerca de 60% do tempo. As portadoras dos dois canais que compõem um mesmo circuito de voz quase nunca são ativadas ao mesmo tempo. Portadoras de circuitos diferentes, num dado instante, podem ser consideradas independentes. Supondo que o número de canais utilizados para comunicações ininterruptas (telegrafia, dados, etc.) seja relativamente pequeno (cerca de 17%), consideramos que o número de portadoras ativas, mesmo em horários de máxima demanda sobre o sistema, não excede $N/2$. Este número será utilizado nos cál

culos, como pior caso.

Os cálculos deste relatório consideraram apenas as características de transmissão dos canais de voz. A transmissão de sinais telefônicos, multiplexados em canais idênticos aos de voz, ou diretamente, por canais espectais, de faixa bem mais estreita, bem como a transmissão de outros tipos de dados, deverão ser objeto de outro estudo.

Várias configurações do sistema são consideradas, visando obter parâmetros típicos para as estações terrenas da RCS. Embora não se faça otimização neste trabalho, as características de modulação e codificação exemplificadas são as que se afiguram mais interessantes. Nos exemplos, a rede tem $N=800$ canais, em consignaço permanente, no repetidor de 36 MHz, de modo que o espaçamento entre canais é de 45 KHz. Métodos mais eficientes de fazer a consignaço dos canais também serão objeto de estudos futuros.

CAPÍTULO III

MÉTODO DE CÁLCULOS DOS ENLACES

Ao fluxo de saturação do repetidor do satélite aplicaremos um fator de recuo (backoff), que será escolhido arbitrariamente nos cálculos. Dividindo-se o resultado por $N/2 = 400$, obtém-se o máximo fluxo de potência que permitiremos chegar à antena receptora do satélite por uma portadora, ϕ_{umax} . A partir deste fluxo, especificaremos a EIRP (por canal) a ser adotada para as estações terrenas, E_t . Com base na lei dos grandes números, podemos usar uma distância média $\bar{D}$ entre as estações terrenas e o satélite, cerca de 36500 km no caso do satélite A e cerca de 37000 km no caso do Satélite B. Podemos considerar, também, perdas médias por erros de apontamento das antenas, mas devemos supor condições ideais de propagação. Como os fluxos de saturação, especificados na Tabela II.1, são para iluminação a partir de um ponto no contorno da área de serviço, o fluxo de saturação para a média das estações será um pouco menor. Faremos a hipótese razoável de que este efeito cancela as perdas médias por erros de apontamento das antenas, acima citadas. A EIRP por canal, assim especificada,

$$E_t = 4\pi\bar{D}^2 \phi_{\text{umax}},$$

pode ser atingida através de diversas combinações de potência de transmissor (HPA) e diâmetro de antena.

Consideremos agora o desempenho de um enlace entre duas estações terrenas, em situação desfavorável quanto a localização e perdas (atenuação pela chuva e erros de apontamento das antenas). A relação ganho/temperatura (G/T) mínima necessária às estações terrenas é função do desempenho especificado para o sistema, que implica em um valor mínimo para a relação portadora-ruído (C/N). A análise do enlace para um canal pode ser feita através de um modelo linear, representado na Figura III.1, onde P_t é a potência do sinal entregue à antena da estação terrena transmissora, N_u é a potência do ruído térmico do lance de subida, N_i é a potência do ruído de intermodulação no satéli

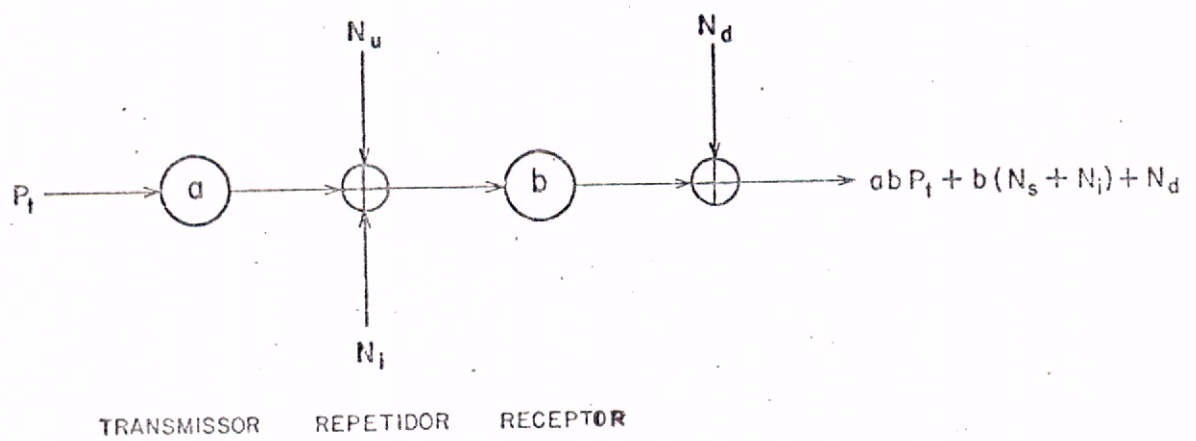


Fig. III.1 - Modelo Linear para um Enlace.

te e N_d é a potência do ruído térmico do lance de descida isolado. Os ganhos de potência a e b são dados pelas expressões

$$a = \frac{G_{tu} L_u \lambda_u^2 G_{su}}{16\pi^2 D_u^2} \quad b = \frac{HG_{sd} L_d \lambda_d^2 G_{td}}{16\pi^2 D_d^2}$$

onde G indica ganhos de antenas, L indica perdas, λ indica comprimentos de onda, D indica distâncias, os subscritos u, d, s, t referem-se, respectivamente, ao lance de subida, ao lance de descida, ao satélite e às estações terrenas e, finalmente, H é o ganho do repetidor do satélite, que depende do ponto de operação. Temos ainda $N_u = kT_u B$, $N_i = kT_i B$ e $N_d = kT_d B$, onde k é a constante de Boltzmann, T indica temperaturas de ruído e B é a faixa de um canal.

A temperatura de ruído de intermodulação, T_i , é uma constante em nosso modelo linear simplificado, determinada pelo nível de recuo no repetidor, que praticamente não é afetado por variações na potência de uma única portadora. Esta temperatura varia um pouco com a localização do canal, sendo ligeiramente mais alta no centro do que nos extremos da faixa do repetidor. O ruído térmico à entrada do repetidor, que também passa pelo amplificador não-linear do satélite, contribui com uma parcela adicional de ruído de intermodulação, que se leva em conta ao estipular o valor de T_i . Note-se ainda que, havendo amplificação não-linear de várias portadoras em um mesmo HPA de estação terrena, como possivelmente haverá, nas estações com muitos canais, aparece mais ruído de intermodulação, que pode ser referido à entrada do satélite. Esta última parcela não é considerada nos cálculos preliminares deste documento.

A hipótese de que o ruído de intermodulação tem densidade constante, na faixa de um canal, não é válida para o sistema FM, a não ser que se module a portadora com um sinal para dispersão de energia. Ao contrário do caso digital, o espectro de FM modulado por voz tem quase toda sua potência concentrada bem junto à portadora. O efeito disto é que os produtos de intermodulação concentram-se mais em certos pontos, que tendem a cair sobre as próprias portadoras, no caso de

de espaçamento regular entre canais. Essa concentração de espectro causa um ruído demodulado maior, para uma mesma potência de ruído na entrada.

A temperatura T_d refere-se ao ruído térmico de recepção da estação terrena, inclusive ruído de antena e alimentador.

O ganho do repetidor, H , nas condições nominais, pode ser estimado por

$$H = p_o/p_i$$

onde a potência de saída do repetidor, p_o , é igual à EIRP do satélite, levando em conta o recuo, dividida por G_{sd} . Não está incluída neste cálculo a potência de ruído de intermodulação, de acordo com a definição usual de recuo. A potência à entrada do repetidor, excluindo a potência de ruído de intermodulação, é dada por

$$p_i = 400 \frac{G_{su} \lambda_u^2}{4\pi} \phi_{u\max} + n_u,$$

onde n_u é a potência de ruído térmico para o repetidor inteiro. Em um cálculo metuculoso, os valores de G_{su} e λ_u nesta fórmula se refeririam a um ponto intermediário da faixa de frequências de subida. Nas demais fórmulas, devem ser usadas as frequências, distâncias e perdas no enlace específico considerado.

Podemos agora escrever uma expressão para a relação portadora/ruído do enlace:

$$C/N = \frac{a b P_t}{b (N_u + N_i) + N_d}$$

$$abP_t = \frac{E_t L_u \lambda_u^2 G_{su} H G_{sd} L_d \lambda_d^2 G_{td}}{64\pi^4 D_u^2 D_d^2}$$

$$b(N_u + N_i) = \frac{H G_{sd} L_d \lambda_d^2 G_{td} k (T_u + T_i) B}{16\pi^2 D_d^2}$$

$$C/N = \frac{E_t L_u \lambda_u^2 G_{su}}{16\pi^2 D_u^2 k B} \left[T_u + T_i + \frac{16\pi^2 D_d^2 T_d}{H G_{sd} L_d \lambda_d^2 G_{td}} \right]^{-1}$$

Implícita, nesta expressão, está a relação ganho/ temperatura, G_{td}/T_d , necessária às estações terrenas para que se obtenha a relação C/N especificada.

Estamos supondo que todas as estações terrenas têm a mesma EIRP por canal e a mesma relação G/T, determinadas pelo método acima. Exceção deveria ser feita para as estações situadas fora da área "primária" de serviço, no caso do Satélite A, que necessitariam de valores mais elevados de EIRP e G/T. Usando agora as fórmulas

$$G_{tu} = \eta_{tu} \left(\frac{\pi d}{\lambda_u} \right)^2 \quad G_{td} = \eta_{td} \left(\frac{\pi d}{\lambda_d} \right)^2$$

para os ganhos da antena de uma estação, onde os rendimentos η_{tu} e η_{td} levam em conta as perdas desde a saída do HPA, na transmissão, e até a entrada do LNA, na recepção, respectivamente, podemos determinar, para cada valor escolhido de diâmetro da antena, d , os correspondentes valores de potência transmitida por canal, P_t , e de temperatura de ruído do térmico na recepção, T_d .

CAPÍTULO IV
ESTUDO DOS SISTEMAS DE CODIFICAÇÃO E
MODULAÇÃO

Neste capítulo fazemos uma descrição analítica de alguns sistemas de codificação e modulação de sinais, que poderão ser usados pela RCS. Maior atenção é dada à transmissão de sinais de voz, com apenas referência aos sinais de telegrafia e de dados.

No caso de canais destinados à transmissão de voz, os sistemas considerados são os seguintes:

SISTEMA 1 : Codificação da voz por modulação delta de inclinação variável (VSDM), codificação diferencial dos dados e modulação PSK, a duas fases, com demodulação coerente (CBPSK).

SISTEMA 2 : Codificação da voz por modulação delta de inclinação variável (VSDM) e modulação PSK diferencial, a duas fases, com demodulação diferencialmente coerente (DBPSK).

SISTEMA 3 : Codificação da voz por modulação delta de inclinação variável (VSDM), codificação diferencial seguida de codificação convolucional dos dados e modulação PSK, a quatro fases, com demodulação coerente (CQPSK).

SISTEMA 4 : Compansão e preênfase da voz e modulação FM, com demodulação por discriminador simples, com limiar em $C/N = 10$ dB.

SISTEMA 5 : Compansão e preênfase da voz e modulação FM, com demodulação por malha de rastreamento de fase (PLL), com limiar em $C/N = 7,5$ dB.

A referência básica utilizada neste capítulo, sobre o desempenho dos sistemas de modulação delta e FM, é o artigo "FM and VSDM in SCPC satellite transmission", de Campanella, Suyderhoud e Wachs (1977).

4.1 - MODULAÇÃO DELTA

A Figura IV.1 mostra os diagramas de blocos de um modulador e demodulador delta. Para conseguir bom desempenho, é usada uma rede de dupla integração na malha de realimentação, como a da Figura IV.2. O diagrama de Bode da rede de dupla integração está apresentado na Figura IV.3, onde as frequências f_1 e f_2 , nas quais se iniciam a integração simples (6 dB/oitava) e a dupla (12 dB/oitava), respectivamente, são escolhidas levando em conta o espectro da voz humana. Na frequência f_0 está o zero da função de transferência, que faz a resposta da rede voltar a cair a 6 dB/oitava. Este comportamento é necessário por razões de estabilidade.

A relação sinal/ruído ótima, para um sistema delta com rede de dupla integração, é dada por

$$\frac{T}{N} = \frac{f_1 f_p f_c / f_s^2 f_2}{8\pi [(P_e/2) + 20\pi f_c^2 f_2 f_1 / f_p^4]},$$

onde o sinal é um tom de teste senoidal de frequência f_s , o ruído engloba os efeitos causados pela quantização e pelos erros de transmissão, P_e é a taxa de erros por bit, f_p é a frequência de amostragem e f_c está definida na Figura IV.3, onde $f_m = 3400$ Hz.

Considerando que, no caso da voz humana, a faixa de frequências de maior interesse se estende de 300 a 3400 Hz, a frequência f_1 , onde se inicia a primeira integração, pode ser feita igual a 200 Hz. Quanto a f_2 , deve ser a mínima frequência que permita ao modulador funcionar sem distorção por excesso de inclinação do sinal de entrada (slope overload). Como o espectro médio de voz decai rapidamente a partir de 1800 Hz, podemos usar este valor para f_2 . A frequência f_0 pode ser feita igual à de amostragem, f_p .

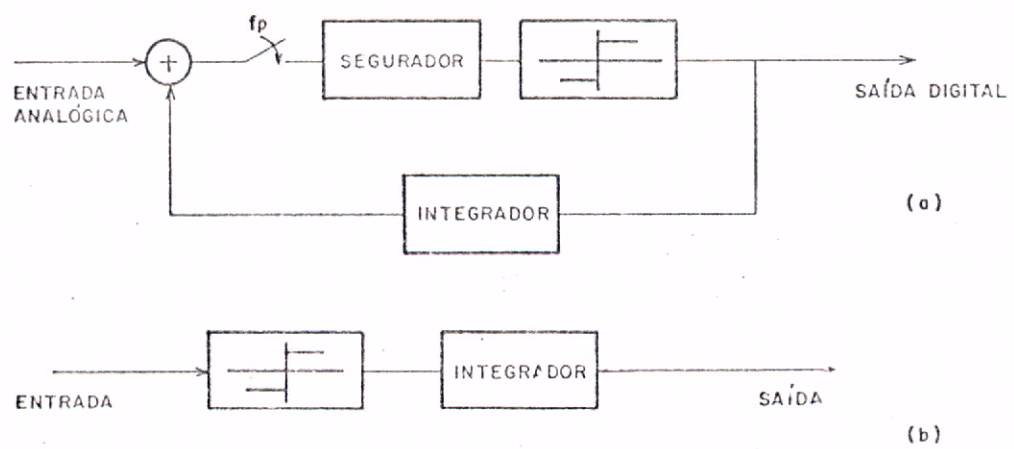


Fig. IV.1 - Diagramas de Bloco de um Modulador (a)
e Demodulador (b) Delta

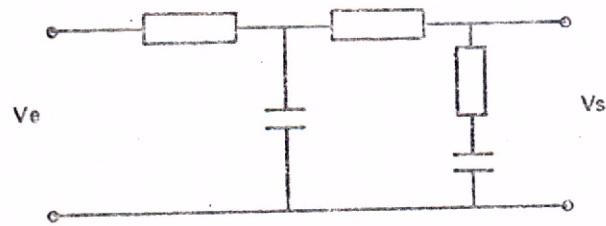


Fig. IV.2 - Rede de Dupla Integração

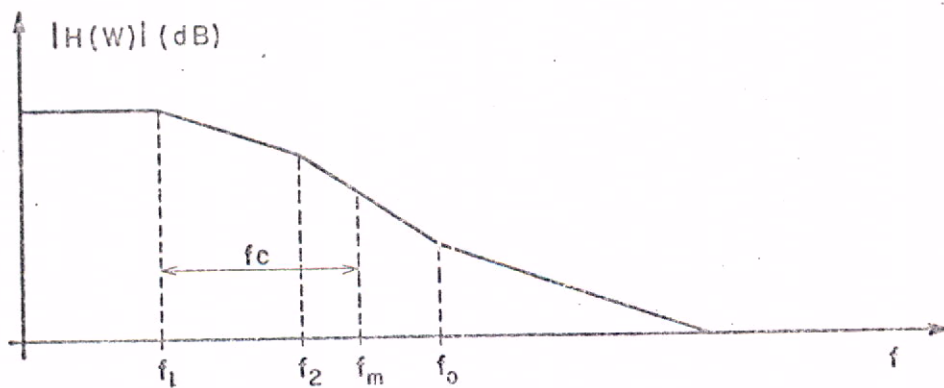


Fig. IV.3 - Diagrama de Bode da Rede de Dupla Integração.

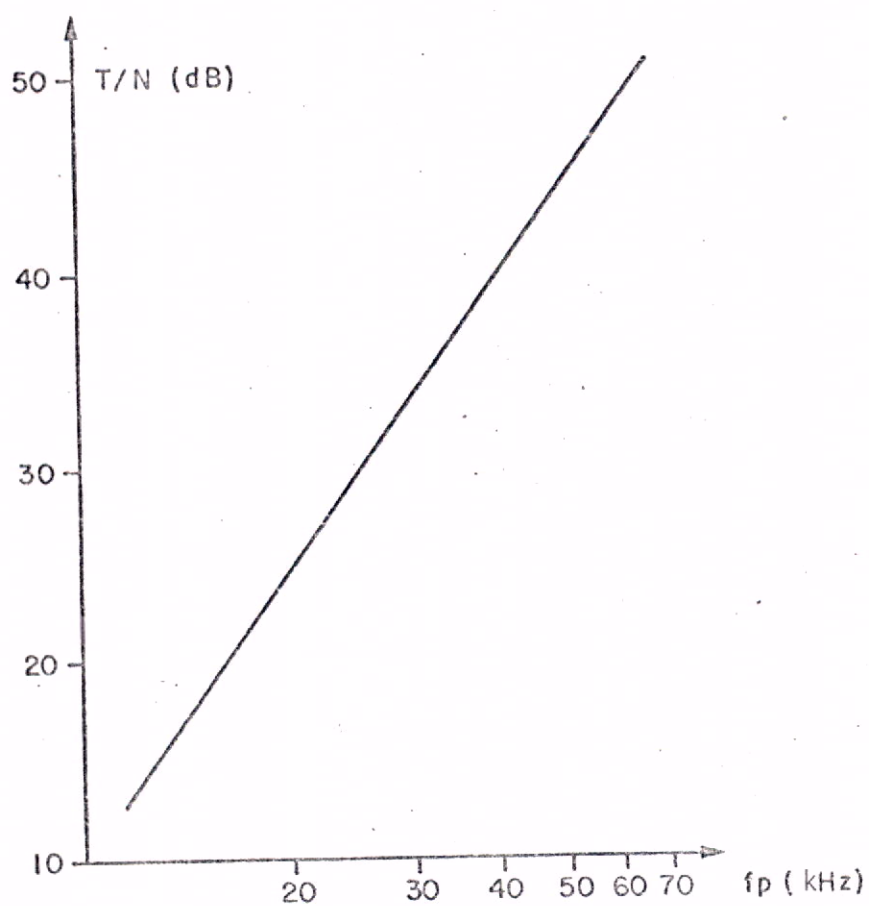


Fig.IV.4 - Gráfico da Relação Tom de Teste/Ruído de Quantização em Função da Frequência de Amostragem

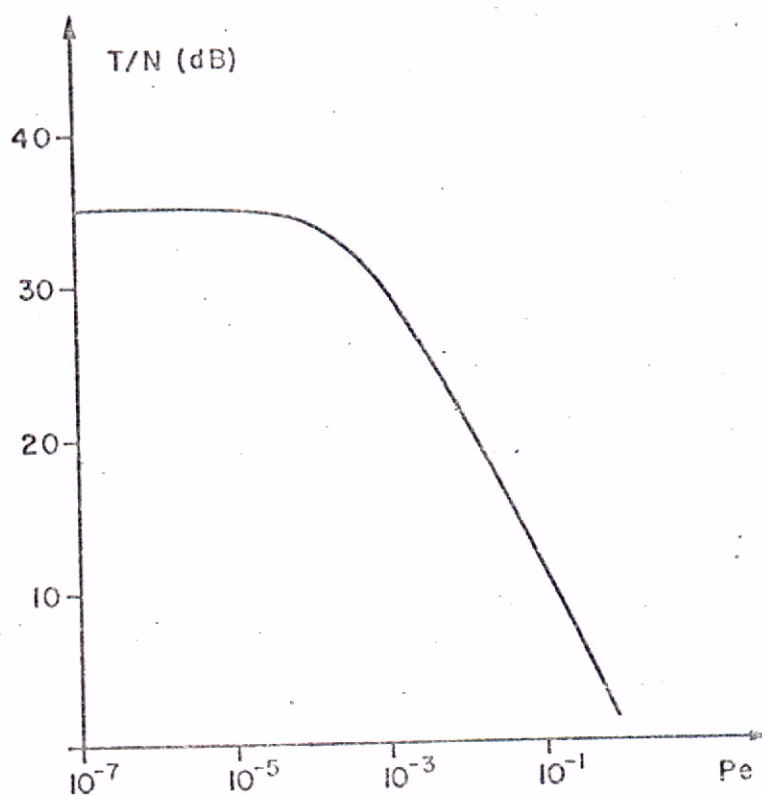


Fig. IV.5 - Gráfico da Relação T/N em Função da Taxa de Erros.

É usual um tom de teste de 800 Hz para estimar o ruído de quantização característico para um sinal de voz. A escolha desta frequência baseia-se no espectro médio da voz humana. Como o espectro de potência cai aproximadamente 6 dB/oitava entre 800 a 1800 Hz, e 12 dB/oitava a partir de 1800 Hz, nenhuma componente espectral da voz apresenta inclinação maior que a de 800 Hz.

A Figura IV.4 é um gráfico da relação de teste/ruído de quantização, T/N_q , em função de f_p . A Figura IV.5 apresenta a relação tom de teste/ruído total, T/N , em função da probabilidade de erro na transmissão, P_e , para $f_p = 32$ kbit/seg. Notar que os erros de transmissão são praticamente não afetam T/N quando P_e não excede 10^{-4} .

A melhor relação sinal/ruído é obtida quando o tom de teste está no máximo nível que não causa distorção por excesso de inclinação. Os moduladores delta com inclinação variável (VSDM), devido a seu comportamento adaptativo, mantêm operação ótima em uma grande faixa dinâmica. O diagrama de blocos de um modulador deste tipo está na Figura IV.6. O controle de inclinação do VSDM faz com ela varie com o nível do sinal, que é estimado pelos 3 ou 4 últimos bits produzidos pelo modulador. Isto provoca o surgimento de um ruído adicional, devido ao efeito dos erros de transmissão no controle de inclinação do modulador, mas este efeito só se torna significativo para baixos níveis de sinal de voz (abaixo de -25dBm0) e altas taxas de erros (acima de 10^{-3}).

A relação sinal de voz/ruído pode ser inferida da relação tom de teste/ruído, subtraindo desta a relação potência de pico/potência média, G , para a qual se projeta o VSDM. O valor de G não deve ser excessivamente pequeno, devido à distorção que resultaria para o sinal de voz. Um bom valor é $G = 15$ dB. A adaptabilidade do sistema VSDM mantém a potência de ruído de quantização abaixo da potência de sinal, numa razão aproximadamente constante, em ampla gama dinâmica. O nível do ruído é controlado pelo nível do sinal, num efeito semelhante ao da compensação usada em FM, que discutiremos na Seção IV.2.

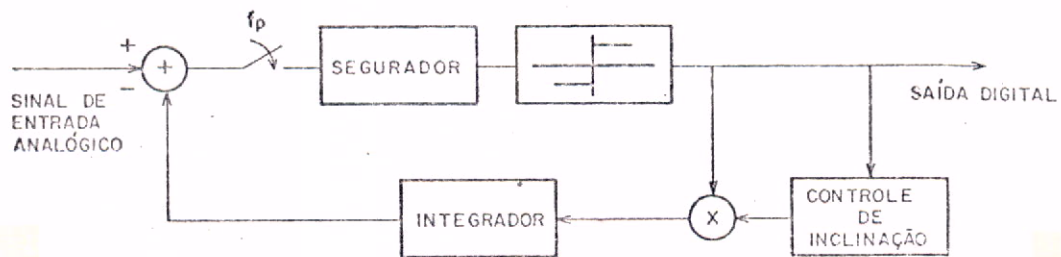


Fig. IV.6 - Diagrama de Blocos de um Modulador Delta com Inclinação Variável

Testes subjetivos, realizados para comparar o sinal obtido de um sistema VSDM com um sinal de referência, perturbado por ruído gaussiano, com ponderação psfométrica, quantificam a vantagem conseguida pelo efeito acima mencionado. A expressão empírica obtida por Richards,

$$(S/N)_{eq} = 1.07 + 0.285 Q + 0.0602 Q^2,$$

citada por Campanella et al (1977), dá a relação sinal/ruído equivalente (subjetiva) do VSDM, expressa em dB, em função da relação sinal da voz/ruído, Q , também em dB. No caso de um sistema delta a 32 kbit/seg, com $P_e = 10^{-4}$, temos:

$$T/N = 34 \text{ dB}$$

$$Q = (34 - 15) \text{ dB} = 19 \text{ dB}$$

$$(S/N)_{eq} = 28 \text{ dB}$$

$$N_{eq} = -54 \text{ dBmOp.}$$

As experiências de Richards foram feitas para um nível de voz baixo, -26 dBm0. Foi verificado, porém que o ruído equivalente ou subjetivo, N_{eq} , permanece abaixo de -53 dBmOp para um nível de voz entre -16 e -26 dBm0, nas condições acima especificadas, o que satisfaz a recomendação do CCIR (-50 dBmOp para o ruído).

Vários circuitos VSDM foram construídos e testados com algoritmos ou técnicas diferentes de controle da inclinação, e os re

sultados mostraram que é possível realizar comunicações de voz, de boa qualidade, a 32 kbit/seg (Greefkes e Riemans, 1970; Su et al, 1976). O desempenho a taxas de erros em torno de 10^{-3} e mais altas mostra-se melhor que o previsto na teoria.

Os bits produzidos pelo VSDM devem ser transmitidos por modulação, em fase, de uma portadora (PSK), de acordo com os três primeiros sistemas sugeridos no início deste capítulo. No sistema 1, usamos BPSK com demodulação coerente. O demodulador está esquematizado na Figura IV.7. Seu funcionamento depende do conhecimento da frequência e da fase da portadora não-modulada. Em condições ideais, a probabilidade de erro por bit é (Carlson, 1975)

$$P_e = \frac{1}{2} (1 - \text{erf} \sqrt{E_b/N_0}) ,$$

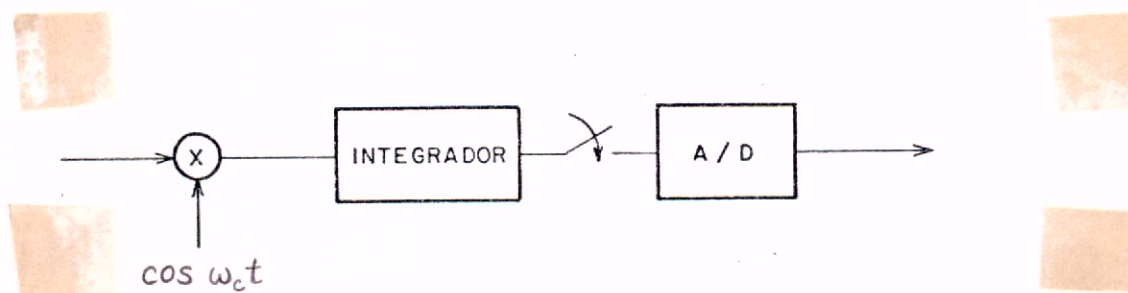


Fig. IV.7 - Demodulador BPSK

onde E_b/N_0 é a relação entre a energia por bit de informação e a densidade espectral de ruído de transmissão no canal. Decorre, desta expressão, que $E_b/N_0 = 8.4$ dB é suficiente para conseguir $P_e = 10^{-4}$. Na prática, este desempenho não é conseguido, devido à limitação de faixa, interferência entre canais adjacentes e outros problemas, que afetam todos os sistemas SCPC discutidos neste relatório. Além destes, ocorre ainda, no presente caso, que a referência de fase da portadora, obtida através de um circuito a parte, além de imprecisa, tem uma ambiguidade de 180° , o problema da ambiguidade pode ser contornado, pela

codificação diferencial dos dados, antes da modulação, e inversão do processo, após a demodulação, conforme indicado na Figura IV.8. Infelizmente, o uso de codificação diferencial faz com que a incidência de erros seja aproximadamente dobrada: quando ocorre um erro isolado no canal, resultam dois erros à saída do decodificador diferencial. Em razão disto, para manter $P_e = 10^{-4}$, é necessário elevar E_b/N_0 para 8.8 dB.

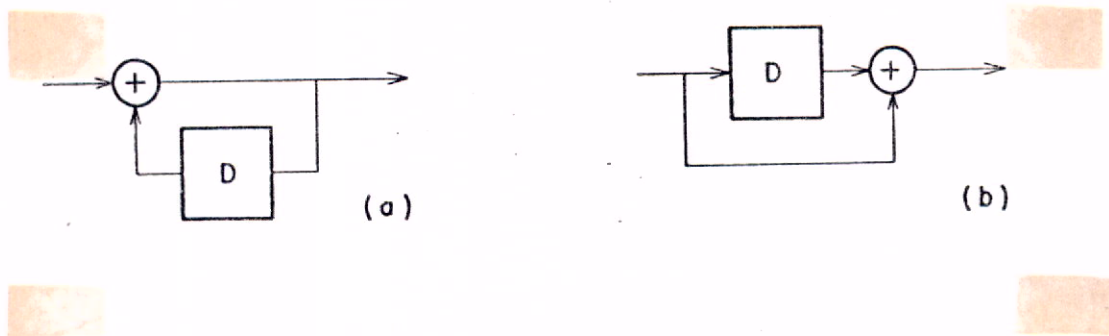


Fig. IV.8 - Codificador (a) e Decodificador (b) Diferenciais

Outra maneira de eliminar a ambiguidade de fase é utilizar modulação PSK diferencial (Sistema 2) que, no caso binário, inverte a fase da portadora transmitida se o bit de entrada for zero, por exemplo, e não a inverte no caso contrário. O demodulador diferencial (DBPSK), como mostra a Figura IV.9, tem a vantagem de não necessitar de circuito separado para rastrear a portadora. Sua realização é mais simples que a de um demodulador coerente. O funcionamento é baseado no uso do intervalo da sinalização anterior como referência de fase para o intervalo presente. A probabilidade de erro do DBPSK é dada por (Carlson, 1975)

$$P_e = \frac{1}{2} \exp(-E_b/N_0) ,$$

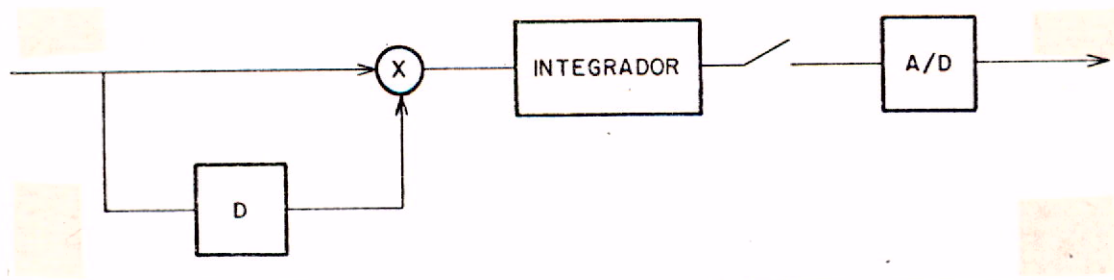


Fig. IV.9 - Demodulador DBPSK

de modo que a relação E_b/N_0 , teoricamente necessária para $P_e = 10^{-4}$, é 9.3 dB. Em DBPSK também há uma tendência a ocorrerem erros aos pares, porém menor que no caso anteriormente descrito.

O outro tipo de modulação digital que pretendemos considerar é o QPSK, com uso de código convolucional corretor de erros de razão 1/2 (Sistema 3). A Figura IV.10 mostra o demodulador coerente QPSK, que pode ser visto como dois demoduladores coerentes BPSK paralelos e independentes. O par de bits recebidos forma um *ramo* no processo de decodificação, correspondendo a um bit de informação decodificada. Na demodulação do QPSK surge uma dupla ambiguidade na fase da portadora recuperada, que pode estar a 0, +90, -90 ou 180 graus da fase correta.

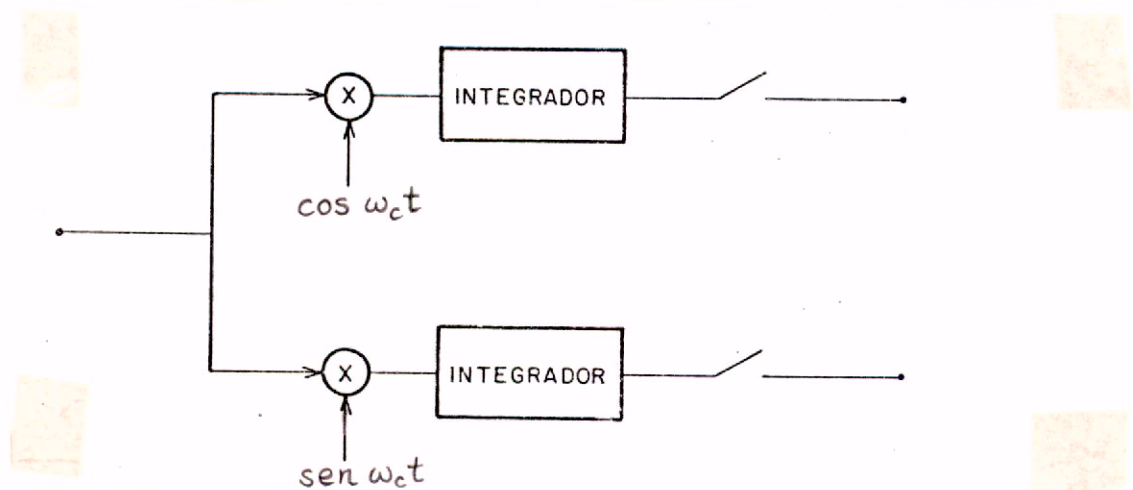


Fig. IV.10 - Demodulador QPSK

A ambiguidade de 180° pode ser resolvida fazendo uma pré-codificação diferencial dos dados e escolhendo um código convolucional transparente a inversões de fase. Nesse tipo de código, se complementarmos a sequência de bits à entrada do decodificador, a sequência de bits decodificados também resulta complementada (Huth e Weber, 1973). A montagem está ilustrada na Figura IV.11. Outra maneira de resolver a ambiguidade de 180° seria fazer a codificação diferencial depois da convolucional, que, neste caso, não precisaria ser do tipo transparente. No entanto, esta alternativa não é recomendada, por duplicar a taxa de erros à entrada do decodificador convolucional, ocasionando grande aumento na taxa de erros à saída. A outra ambiguidade, de 90° , normalmente é resolvida usando a redundância do código convolucional, da seguinte maneira: o decodificador convolucional, ao constatar que o processo de decodificação está sujeito a excessiva quantidade de erros, passa a inverter a ordem dos bits em um ramo e complementar um deles. Isto posto, pelo uso do esquema da Figura IV.11, com um código convolucional transparente de 32 estados, podemos verificar que a relação E_b/N_0 teoricamente necessária para $P_e = 10^{-4}$ é 4.2 dB (Heller e Jacobs, 1971), supondo que o uso de codificação diferencial dobre a taxa de erros. Esta última hipótese é um pouco mais pessimista, no presente caso, do que no Sistema 1.

Em 1976, foi testada no INPE uma montagem experimental de decodificador convolucional simples, de oito estados (Kono, 1977). Mais recentemente, foi feito um projeto completo de decodificador de 32 estados, capaz de operar à taxa de informação de 32 kbit/seg, utilizando maior integração eletrônica (circuitos LSI) e controle por memórias de leitura programáveis (PROM). Ambos decodificadores foram projetados para códigos transparentes e utilizam o algoritmo de Viterbi, com quantização em oito níveis para o sinal demodulado.

Em todos os sistemas descritos, os erros na saída tendem a ocorrer um tanto agrupados, em vez de uniformemente distribuídos, aumentando a incidência de impulsos de ruído no sinal de voz. Apesar disto, à taxa média de erros de 10^{-4} , a ocorrência de impulsos de ruído significativos (e.g., 4 bits errados consecutivos à entrada do

demodulador delta) é muito rara.

A relação portadora/ruído na entrada do receptor, para uma dada relação E_b/N_0 , é

$$C/N = (E_b/N_0) (r/B),$$

onde r é a taxa de transmissão de informação (em nosso caso, 32 kbit/seg) e B é a faixa de ruído do receptor. No caso de modulação PSK, a faixa de transmissão necessária é de cerca de 1.2 vezes a taxa de símbolos (Weinberger e Kanehira, 1975), ou seja, $B = 38.4$ kHz nos três sistemas considerados. Consequentemente, a relação portadora/ruído necessária, em cada caso, é

$C/N = 8.0$ dB para o Sistema 1

$C/N = 8.5$ dB para o Sistema 2

$C/N = 3.4$ dB para o Sistema 3

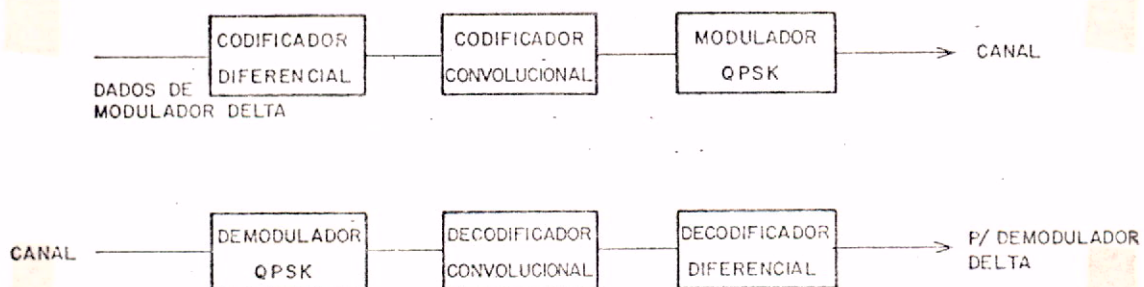


Fig. IV.11 - Diagrama de Blocos de um Sistema Empregando Codificação Convolutiva e Modulação QPSK.

4.2 - MODULAÇÃO EM FREQUÊNCIA (FM)

Num canal com ruído gaussiano branco, a relação sinal/ruído na saída de um discriminador de FM (FMD) é dada pela expressão seguinte, quando o sinal modulador é um tom de teste senoidal cuja amplitude produz um desvio de pico f_d na frequência da portadora

$$\frac{T}{N} = \frac{3\beta^2\delta\gamma}{1 + 3.91 \left[(\delta^2 \sqrt{\gamma} e^{-\gamma}) / (1 - e^{-\gamma})^2 \right] \left[1 + 3 \gamma (\beta/\delta)^2 \right]},$$

onde

$$\beta = f_d / f_m, \quad \delta = B_{IF} / 2f_m, \quad \gamma = C/N$$

e

$$B_{IF} = 2 (f_d + f_m).$$

A figura IV.12 mostra T/N em função de C/N, para $B_{IF} = 38.4$ kHz, $f_m = 3.4$ kHz e $f_d = 15.6$ kHz.

Notar, no gráfico da figura IV.12, a existência de um limiar, próximo de $C/N = 10$ dB, abaixo do qual o desempenho do demodulador piora rapidamente. A operação abaixo do limiar não é recomendada, havendo nessa região a ocorrência de ruído impulsivo. Notar ainda que, acima do limiar, T/N cresce linearmente com C/N, contrastando com o caso da modulação delta, onde T/N tende para um valor máximo, determinado pelo ruído de quantização, que depende da frequência de amostragem.

O uso de demoduladores com malha de rastreamento de fase (PLL) permite obter cerca de 2.5 dB de extensão do limiar, ou seja, prolongar a parte linear do gráfico, de modo a permitir operação satisfatória com $C/N = 7.5$ dB, para valores de β próximos de 3.

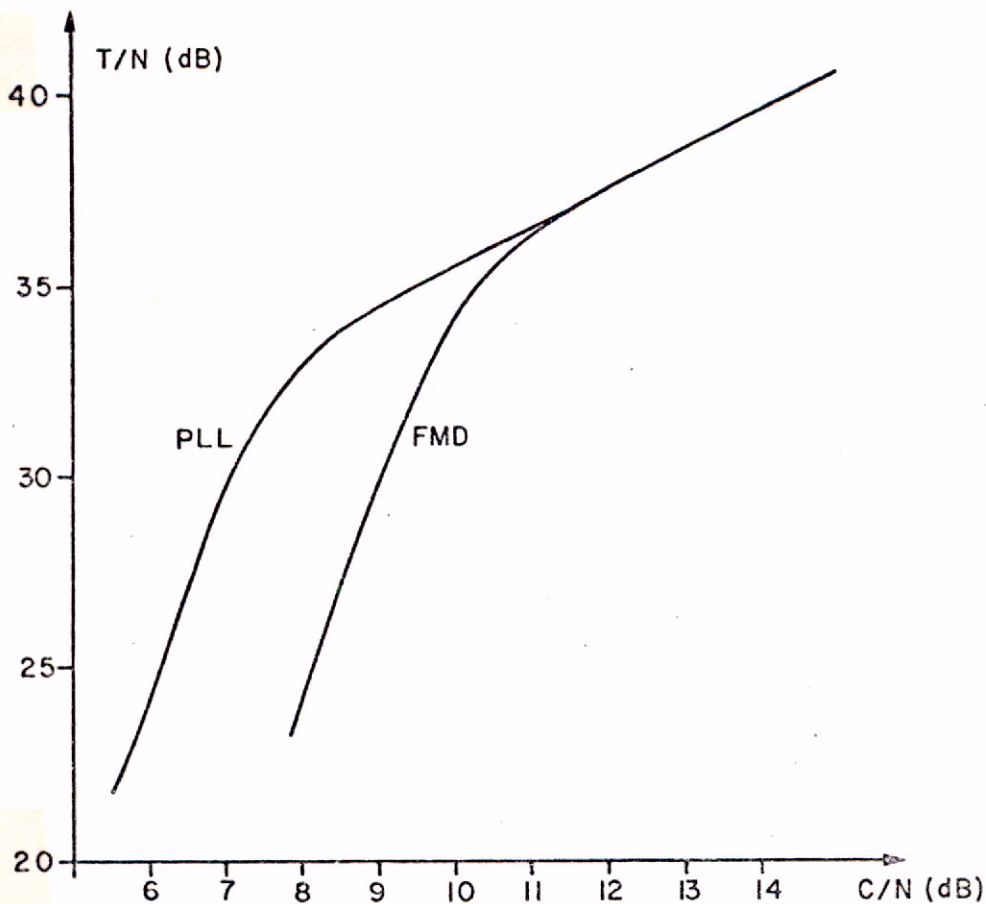


Fig. IV.12 - Gráfico da Relação Tom de Teste/Ruído em Função de C/N, para Dois Tipos de Demodulação de FM.

A equação para T/N é válida para o ruído térmico, que é branco, mas não é válida para o ruído de intermodulação. Supondo que a forma do espectro do ruído de intermodulação, em um canal, seja gaussiana (ver Apêndice A), centrada na frequência da portadora e com desvio padrão σ , foi calculada a relação entre o ruído demodulado causado por ruído de intermodulação e o ruído demodulado causado por ruído térmico, com a mesma potência de ruído à entrada do demodulador nos dois casos. O resultado, dado a seguir, é normalmente maior que 1, pois a concentração do espectro de ruído de intermodulação em torno da portadora traduz-se numa maior potência de ruído demodulado (exceto quando σ é muito pequeno):

$$\frac{N_i}{N_t} = \frac{3}{f_m^3 - f_1^3} \cdot \frac{B_{FI}^2}{2} \left\{ \text{erf}(a) - \text{erf}(b) - \right. \\ \left. - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left[a \cdot \exp(-a^2) - b \cdot \exp(-b^2) \right] \right\},$$

onde

$$a = f_m / \sqrt{2\sigma}, \quad b = f_1 / \sqrt{2\sigma}, \quad f_m = 3400 \text{ Hz},$$

$$f_1 = 300 \text{ Hz}$$

e B_{IF} é a largura de faixa do canal. Para $B_{IF} = 38\text{kHz}$, o valor da relação é aproximadamente 3 dB, para $\sigma = 9 \text{ kHz}$, e atinge o máximo de 6 dB, para $\sigma = 2\text{kHz}$

No projeto de um canal FM, é necessário especificar o nível $T_{\max}$ do tom de teste que produz o máximo desvio aceitável (desvio de pico), na frequência da portadora. Os sinais de entrada cujos níveis excederem $T_{\max}$ serão limitados, para que não ocorra excesso de desvio (sobredesvio) de frequência, com conseqüente interferência em canais adjacentes. Quanto menor for a diferença (em dBm0) entre $T_{\max}$ e o nível médio de voz, menor será o nível de ruído no ponto de referência, mas o valor escolhido de $T_{\max}$ deve ser tal que não haja excessiva distorção, por corte, dos picos do sinal de entrada. Para a voz humana, um valor de $T_{\max}$ 15 dB acima do nível médio causa muito pouca degradação de qualidade. A distribuição dos níveis médios de voz das pessoas, em dB, é aproximadamente gaussiana, com média -20 dBm0 e desvio padrão 6 dBm0. Levando isto em conta, $T_{\max} = 5 \text{ dBm0}$ pode ser considerado um bom valor para projeto.

Devemos mencionar ainda a ponderação psfométrica do ruído, que, em nosso caso, encerra uma redução de 2.6 dB na potência de ruído, no ponto de referência:

$$N \text{ (dBmOp)} = N \text{ (dBmO)} - 2.6 \text{ dB.}$$

São usadas duas técnicas em FM que oferecem uma melhora na relação sinal/ruído: a preênfase e a compansão (compressão e expansão, "companding" em inglês).

a) Preênfase

A densidade espectral de potência de ruído, na saída de um demodulador FM, aumenta com o quadrado da frequência, de modo que a relação sinal/ruído cai rapidamente nas altas frequências. Para corrigir esta situação, é feita a preênfase do sinal, no transmissor, à razão de 6 dB/oitava. O receptor restabelece o sinal, por deênfase a 6 dB/oitava, rebaixando, no processo, o nível de ruído nas altas frequências. Supondo que a potência de sinal, à entrada do modulador, seja a mesma com ou sem preênfase (para assegurar a mesma largura de faixa ao sinal modulado), a melhora devida à preênfase e a melhora referente à ponderação psfométrica, combinadas, totalizam cerca de 8.0 dB.

O efeito da preênfase sobre outros tipos de ruído que não o térmico pode ser desfavorável, por não terem espectro de potência quadrático com a frequência. Por exemplo, o chamado ruído FM, causado por flutuações de frequências nos osciladores, tem espectro plano após a demodulação, e fica acentuado nas baixas frequências quando se usa preênfase.

b) Compansão

Um compansor compreende um compressor e um expensor de nível de sinal, controlado à taxa silábica (resposta lenta). O ganho do compressor é controlado pelo nível de entrada, de modo a obter uma redução de 2:1, em dB, na faixa dinâmica do sinal. Por exemplo, um sinal com faixa dinâmica de -45 a + 5 dBmO (50dB) passa a ter uma gama de -20 a +5 dBmO (25dB) na saída do compressor, aumentando o desvio médio de frequência da portadora. O ganho do expensor é controlado pelo

nível de potência do sinal recebido, para produzir uma expansão de 1:2, em dB, na variação de nível, de forma a reestabelecer a faixa dinâmica original do sinal. A ação do expensor faz com que o nível de ruído sofra maior atenuação quando o nível de sinal é baixo, de modo que, durante os períodos de silêncio (intervalos entre palavras e pausas intersilábicas), o nível de ruído fica bastante reduzido. Isto produz uma boa melhora subjetiva na qualidade do sinal. A melhora produzida pelo compansor varia com o nível do sinal. Vamos utilizar 17 dB nos cálculos, que corresponde a um nível médio de voz (Weinberger e Kanehira, 1975).

O ruído equivalente percebido, quando se emprega préênfase e compensação, é

$$N_{eq} \text{ (dBmOp)} = N \text{ (dBmO)} - 25.0 \text{ dB},$$

onde 8.0 dB de melhora são devidos à préênfase e à ponderação psfométrica, e 17.0 dB à compensação. Resulta, então, que a relação tom de teste/ruído, necessária para que o ruído equivalente N_{eq} seja 10000 pWOp (-50 dBmOp), supondo $T_{max} = 5 \text{ dBmO}$, é

$$\frac{T}{N} = 30 \text{ dB}.$$

Num canal com ruído gaussiano branco, a relação T/N na saída de um discriminador simples (FMD), que opera no limiar $C/N=10\text{dB}$, é $T/N = 34.1 \text{ dB}$, com o valor de desvio que estamos usando. Entretanto, como o ruído na entrada contém uma parcela de ruído de intermodulação, que não é branco, resulta efetivamente um valor um pouco menor para T/N no Sistema 4. Mesmo assim, este valor se mantém, normalmente, acima de 30 dB, nas configurações de sistema de maior interesse, onde a parcela de ruído de intermodulação é bem menor que a de ruído térmico.

A situação é semelhante, no caso de demodulação de FM com PLL (Sistema 5), mas a operação no limiar ($C/N = 7.5 \text{ dB}$) leva a uma relação $T/N = 31.6 \text{ dB}$, inferior à do Sistema 4. Levando em conta a

concentração do espectro de intermodulação e a fração correspondente a este ruído no total do sistema, pode ser necessário operar um pouco acima do limiar, para que a relação T/N efetivamente percebida não caia abaixo de 30 dB.

Vimos, portanto, que é possível fazer comunicações de boa qualidade tanto com um sistema utilizando modulação delta de inclinação variável (VSDM), a 32 kbit/s, operando com taxa de erros de 10^{-4} , como com um sistema FM de mesma largura de faixa (38.4 kHz) usando preênfase e compensação.

4.3 - TELEGRAFIA E DADOS

Outros sinais de interesse para a RCS, além dos sinais de voz, são os de telegrafia e os de dados. Aqui vamos apenas mencionar alguns meios que podem ser utilizados para transmiti-los.

Há duas alternativas básicas para essa transmissão: utilizar os canais de voz, com a vantagem de manter certa uniformidade no sistema, ou projetar canais de largura diferente, específicos para telegrafia e dados.

Os sinais de telegrafia são, em geral, de baixa velocidade (50 a 110 baud). A dedicação de um canal de 45 kHz para a transmissão de um único sinal telegráfico normalmente seria ineficiente. Podem ser multiplexados vários sinais telegráficos em um canal de voz (até 30 sinais de 50 baud em FDM, no caso da modulação FM, e até 600 sinais de 50 baud em TDM, no caso da modulação QPSK) (Edelson e Werth, 1972). A outra possibilidade é modular uma portadora diretamente com um sinal telegráfico, ocupando uma faixa de RF bem mais estreita do que a correspondente aos canais de voz. O problema da precisão de frequência, determinada por tolerâncias nos osciladores das estações terrenas e do satélite, torna-se mais crítico para canais de faixa muito estreita. Por outro lado, a potência de transmissão, necessária ao canal telegráfico singelo, seria bem menor que a usada para transmissão de voz, o que possibilita utilizar no sistema estações terrenas mais

simples, destinadas exclusivamente a sinais de faixa estreita.

Para a transmissão de dados digitais, dependendo das taxas escolhidas, poderiam também ser usadas canais de 45 kHz, ou de outras larguras de faixa. A modulação digital, naturalmente, leva vantagem sobre a FM, nesta aplicação, devido à natureza digital dos dados. Em uma faixa de 38.4 kHz, os sistemas PSK aqui descritos transmitiriam 32 kbit/s, e o FM talvez até 9600 kbit/s, com taxa de erros 10^{-4} . Com pequena redução da taxa de transmissão, pela introdução de codificação apropriada, a taxa de erros poderia ser reduzida para 10^{-7} , ou menos, conforme a necessidade.

CAPÍTULO V

RESULTADOS DOS CÁLCULOS

Utilizando as equações desenvolvidas no Capítulo III, escrevemos um programa de computador (Apêndice B), com a finalidade de calcular parâmetros para estações terrenas correspondentes ao desempenho desejado para os canais de voz, com base nos quatro sistemas de codificação e modulação propostos no Capítulo IV.

Os cálculos foram feitos para um enlace entre duas estações terrenas em situação desfavorável quanto à localização e perdas, supondo o sistema submetido à máxima demanda, conforme discutido no Capítulo III. Os dados utilizados nos cálculos, além das especificações dos satélites, que constam da Tabela II.1 , são os seguintes:

Distâncias entre o satélite e as estações terrenas:

	<u>Satélite A</u>	<u>Satélite B</u>
média	36 500 km	37 000 km
máxima	37 200 km	38 000 km

Perdas:

lance de subida , 2.5 dB

lance de descida, 1.0 dB

Relação C/N necessária e perdas de implementação:

	<u>C/N necessária</u>	<u>perdas de implementação</u>
Sistema 1	8.0 dB	2.0 dB
Sistema 2	8.5 dB	2.0 dB
Sistema 3	3.4 dB	2.5 dB
Sistema 4	10.0 dB	1.0 dB
Sistema 5	7.5 dB	1.0 dB

Rendimentos das antenas das estações terrenas:

transmissão: 0.60

recepção: 0.65

Os valores das perdas nos lances de subida e descida compreendem erros de apontamento das antenas e atenuação atmosférica, esta última principalmente devida a chuvas. Foram estimados, com vistas ao funcionamento do sistema dentro dos níveis especificados, 99.9% do tempo. A relação C/N indicada corresponde ao limiar, no caso dos sistemas 4 e 5, podendo eventualmente ser requerido um valor um pouco maior. As perdas de implementação estão estimadas de acordo com Weinberger e Kanehira (1975). Os rendimentos das antenas foram estipulados com base em estudos teóricos e experimentais feitos no INPE, e incluem perdas do alimentador.

Os resultados dos cálculos estão resumidos nas tabelas a seguir, que fornecem o recuo de entrada $B0_i$ mais conveniente; a EIRP e a relação G/T da estação terrena; e algumas possíveis combinações de valores de potência de transmissão, P_t , diâmetro da antena, d , e temperatura de ruído do amplificador de baixo ruído (LNA) da estação terrena, T_r , que dão os valores necessários de EIRP e G/T. A temperatura T_r refere-se apenas ao LNA, sem incluir os ruídos de antena, guias de onda e estágios posteriores do receptor. Foi estipulada a tem

peratura de 65 K para o total desta outras fontes de ruído na estação terrena.

No caso dos sistemas FM, as tabelas informam também a potência de ruído demodulado equivalente, supondo o pior caso de degradação, devida a concentração de espectro de intermodulação (6dB).

As combinações de valores listadas nas tabelas são tais que $P_t \leq 5W$, $d \leq 10m$ e $T_r \geq 100K$. Estes limites foram estabelecidos por razões práticas e econômicas. Sistemas que atingem o desempenho especificado, mas não satisfazem aos limites, não foram listados.

TABELA V.1

SATÉLITE A. SISTEMA 1

$$BO_i = 7.0 \text{ dB} , \text{ EIRP} = 46.2 \text{ dBW} , \text{ G/T} = 23.5 \text{ dB/K}$$

$P_t (W)$	$d(m)$	$T_r (K)$
0.28	7.66	232
0.32	7.23	200
0.36	6.83	171
0.40	6.45	145
0.45	6.09	122
0.50	5.75	102

TABELA V.II

SATÉLITE A. SISTEMA 2

$BO_i = 7.0 \text{ dB}$, $EIRP = 46.2 \text{ dBW}$, $G/T = 24.3 \text{ dB/K}$

$P_t \text{ (W)}$	$d(m)$	$T_r(K)$
0.22	8.60	245
0.25	8.12	211
0.28	7.66	181
0.32	7.23	155
0.36	6.83	131
0.40	6.45	109

TABELA V.III

SATÉLITE A. SISTEMA 3

$BO_i = 7.0 \text{ dB}$, $EIRP = 46.2 \text{ dBW}$, $G/T = 18.2 \text{ dB/K}$

$P_t \text{ (W)}$	$D(m)$	$T_r \text{ (K)}$
0.71	4.83	343
0.79	4.56	299
0.89	4.31	259
1.00	4.07	224
1.12	3.84	193
1.26	3.63	164
1.41	3.42	140
1.59	3.23	117

TABELA V.IV

SATÉLITE A. SISTEMA 4

$BO_i = 7.0 \text{ dB}$, $EIRP = 46.2 \text{ dBW}$, $G/T = 25.2 \text{ dB/K}$, $N = 8460 \text{ pWOp}$

$P_t \text{ (W)}$	$D(m)$	$T_r \text{ (K)}$
0.18	9.65	254
0.20	9.11	219
0.22	8.60	189
0.25	8.12	161
0.28	7.66	136
0.32	7.23	114

TABELA V.V

SATÉLITE A. SISTEMA 5

$BO_i = 7.0 \text{ dB}$, $EIRP = 46.2 \text{ dBW}$, $G/T = 21.4 \text{ dB/K}$, $N = 11500 \text{ pWOp}$

$P_t \text{ (W)}$	$D(m)$	$T_r \text{ (K)}$
0.45	6.09	243
0.50	5.75	209
0.56	5.42	180
0.63	5.12	153
0.71	4.83	129
0.79	4.56	108

TABELA V.VI

SATÉLITE B. SISTEMA 3

$BO_i = 6.0 \text{ dB}$, $EIRP = 56.4 \text{ dBW}$, $G/T = 27.1 \text{ dB/K}$

$P_t \text{ (W)}$	$D \text{ (m)}$	$T_r \text{ (K)}$
1.78	9.83	149
2.00	9.28	126
2.24	8.76	105

BIBLIOGRAFIA

- CAMPANELLA, S.J.; SUYDERHOUD, H.G.; WACHS, M. FM and VSDM in Single Channel per Carrier Satellite Transmission. *Proceedings of the IEEE*, 65 (3), March 1977.
- CARLSON, A.B. *Communication Systems*, 2. ed. New York, McGraw-Hill, 1975.
- EDELSON, B.I.; WERTH, A.M. Spade System Progress and Application. *COMSAT Technical Review*, 2 (1), Spring 1972.
- FUENZALIDA, F.C.; SHIMBO, O.; COOK, W.L. Time-Domain Analysis of Intermodulation Effects Caused by Non-Linear Amplifiers. *COMSAT Technical Review*, 3 (1), Spring 1973.
- FUENZALIDA, J.C.; RIVALAN, P.; WEISS, H.J. Summary of the Intelsat V Communications Performance Specifications. *COMSAT Technical Review*, 7 (1), Spring 1977.
- GREEFKES, J.A.; RIEMENS, K. Code Modulation with Digitally Controlled Companding for Speech Transmission. *Philips Technical Review*, 31 (11-12), 1970.
- HELLER, J.A.; JACOB, I.M. Viterbi Decoding for Satellite and Space Communication. *IEEE Trans. on Communication Technology*, 19 (5), Oct., 1971.
- HORNSTEIN, M.; LA FLAME, D.T. Intermodulation Spectra for Two SCPC Systems. *IEEE Trans. on Communications Technology*, 25 (9), September, 1977.
- HUTH, G.K.; WEBER, C.L. *Notes on Convolutional Codes*, University of Southern California, 1973.
- INSTITUTO DE PESQUISAS ESPACIAIS. *Proposta Referente ao Programa Tecnologia de Estações Terrenas*. São José dos Campos, INPE, 1978 (INPE 1188-PPPr/031)
- KONO, J. *Decodificador de Máxima Verossimilhança para Código Convolutional Binário*. São José dos Campos, INPE, julho 1977. (INPE-1051 -NTE/090).

SU, J.C.; Suyderhoud, H.G.; CAMPANELLA, S.J. A Strategy for Delta Modulation in Speech Reconstruction. *COMSAT Technical Review*, 6 (2), Fall 1976.

WEINBERGER, H.L.; KANEHIRA, E.M. Single Channel per Carrier Satellite Repeater Capacity. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 11 (5) , Sep., 1975.

WESTCOTT, R.J. Investigation of Multiple FM/FDM Carriers through a Satellite TWT Operating near to Saturation. *Proceedings of the IEEE*, 55 (6), June 1967.

APÊNDICE A

INTERMODULAÇÃO

A potência e o desvio relativo de fase, na saída de uma válvula de ondas progressivas (TWT) de um repetidor de satélite, são funções não-lineares da potência de entrada (Westcott, 1967). Consequentemente, quando várias portadoras são amplificadas pelo mesmo repetidor, surgem produtos de intermodulação. Se as portadoras forem regularmente espaçadas, os produtos de intermodulação caem sobre as próprias frequências das portadoras, sendo que um número maior de produtos cai sobre as portadoras centrais (Hornstein e La Flame, 1977). Neste caso, a relação portadora/ruído de intermodulação C/N_i , total, do repetidor depende, essencialmente, do recuo da potência de entrada (input backoff) em relação ao nível de saturação.

A Embratel, empregando o programa de computador "Intermodulation Analyzer Program" (Fuenzalida et al, 1973), obteve os resultados mostrados nas Figuras A.1 e A.2, para um amplificador TWT típico (do satélite Intelsat IV), supondo todas as portadoras com a mesma potência. A Figura A.1 mostra o recuo da potência de saída em função do recuo na entrada, para uma única portadora e para um grande número de portadoras. A Figura A.2 mostra a relação C/N_i , total, em função do recuo de entrada.

No caso de portadoras ativadas por voz, a relação portadora/ruído de intermodulação aumenta com a queda do nível de atividade. O valor médio de C/N_i fica multiplicado pelo inverso do coeficiente médio de atividade. Para um coeficiente de 40%, a melhora seria de 4 dB.

A forma do espectro de intermodulação depende do espectro das portadoras moduladas. No caso da modulação PSK, o espectro de cada portadora modulada é bastante bem distribuído dentro da faixa de espectro do respectivo canal, de sorte que o espectro de intermodula

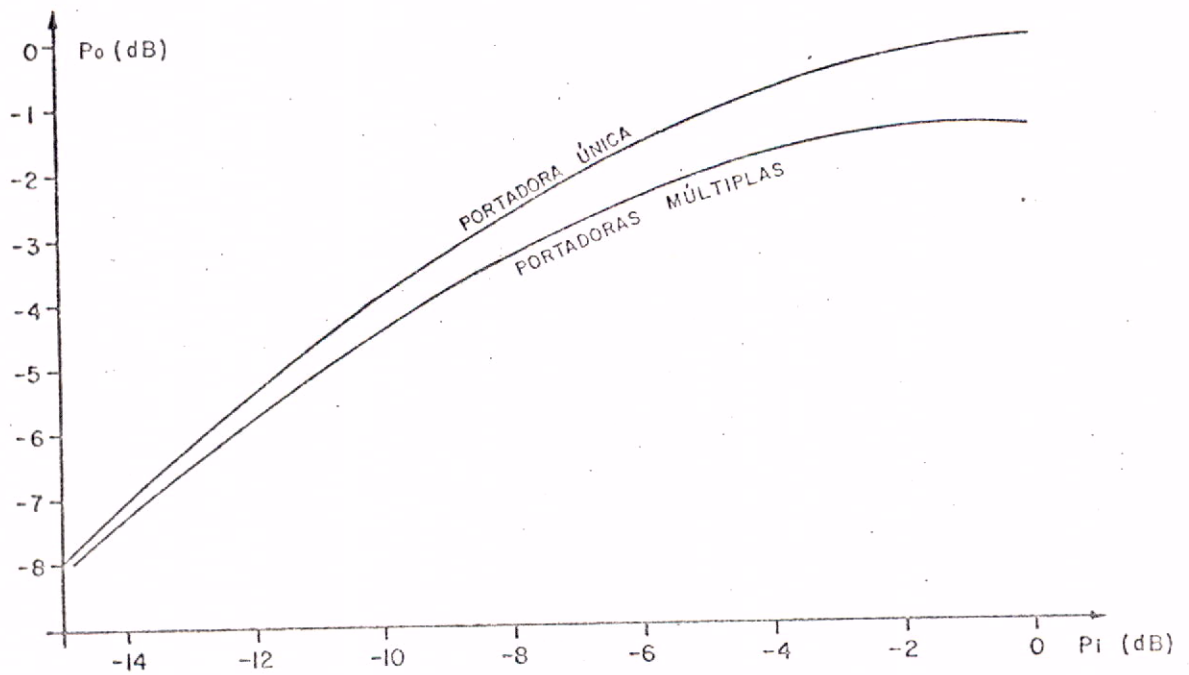


Fig. A.1 - Recuo de Potência de Saída, em Função do Recuo de Potência de Entrada, para um TWT do Intelsat IV.

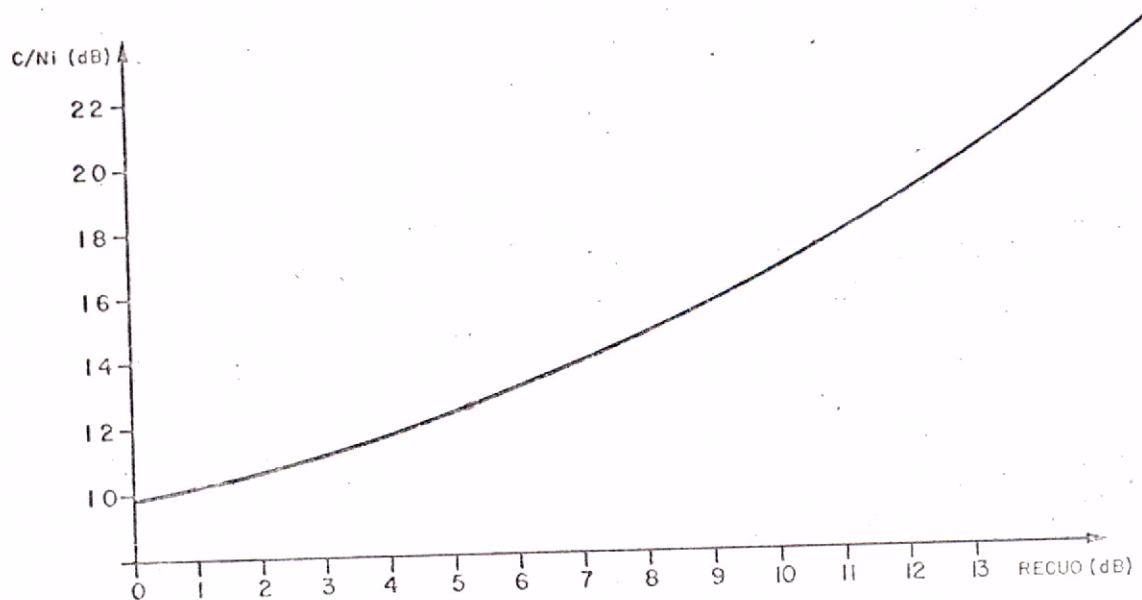


Fig. A.2 - Relação Portadora/Ruído de Intermodulação, em Função do Recuo de Potência de Entrada, para um TWT do Intelsat IV.

ção resulta aproximadamente plano. O ruído de intermodulação, neste caso, pode ser considerado branco. No caso FM, o espectro de uma portadora modulada por sinal de voz é bastante concentrado em torno da frequência central. A razão disto é que a potência média da voz humana é muito menor que a potência do tom de teste usado para definir a largura de faixa de transmissão. Em outras palavras, o desvio médio de frequência é muito menor que o desvio máximo. Devido à concentração espectral do sinal modulado, o espectro de intermodulação resultante não é uniforme.

Admitindo que o ruído de intermodulação é constituído principalmente pela somatória dos produtos de terceira ordem, e que o espectro de cada portadora FM (modulada por voz) cai para os lados segundo uma exponencial negativa, conclui-se que o espectro de intermodulação é aproximadamente gaussiano, em torno de cada frequência-produto. Estimou-se (Campanella et al, 1977) um valor típico de $\sigma = 9$ kHz para o desvio padrão desse espectro gaussiano, em sistemas SCPC FM atualmente em uso, com faixa de 40 kHz, levando em conta medidas experimentais de espectros de portadoras moduladas por voz e considerando as tolerâncias das frequências das portadoras em torno de seus valores nominais, com espaçamento uniforme.

APÊNDICE B

PROGRAMA DE COMPUTAÇÃO

```
DIMENSION Z(3),G(4),ROTL(20),BCOL(20),ZZL(20),ROI(20),ROO(20)  
REAL LUL,LDL,LU,LD
```

- C ESPECIFICAÇÕES DO SATELITE * DISTÂNCIAS TERRA-SATELITE
DATA FLSL,FSL,GTSL/-74.,25.,-12.6/
DATA GSURL,GSURL,GSUL,GSOL,RWS/22.,21.,22.,21.,3.6E+7/
DATA DU *DD,FU*FD /3.82E+7,3.82E+7,6.2E+9,4.0E+9/
DATA DVED,FUR,FDR/3.72E+7,6.2E+9,4.0E+9/
- C PARÂMETROS DO SISTEMA FM * FATOR DE DEGRADAÇÃO (INTERMODULAÇÃO)
DATA TMAXL,FM,DVF,FDG/5.,3.4E+3,1.56E+4,4.4/
- C NÚMERO DE CANAIS * FATOR DE ATIVIDADE * LARGURA DE FAIXA
DATA NC,ATIV,B/800.,5,38.E+3/
- C PERDAS NA SUBIDA E PERDAS NA DESCIDA
DATA LUL,LDL/-2.5,-1./
- C CONVERSÃO DE DECIMAL A DB E DB A DECIMAL
FAT(X)=10.** (X/10.)
PAR(X)=10.*ALOG10(X/1.)
- C FUNÇÃO DO CUSTO ESTIMADO DE POTÊNCIA DE TRANSMISSOR (U/K)
C(P)=.3+.6*P+.1*P**2
- C CONSTANTES
PI4=12.56637
BOLTZ=1.38E-23
- C COMPRIMENTOS DE ONDA E CANAIS ATIVOS
WLUR=3.E+8/FUR
WLDR=3.E+8/FDR
WLU=3.E+8/FU
WLD=3.E+8/FD
CANAT=NC*ATIV

GSU=FAT(GSUL)
GSD=FAT(GSDL)
LU=FAT(LUL)
LD=FAT(LDL)
FLS=FAT(FLSL)
GSUR=FAT(GSURL)
GTS=FAT(GTSL)
- C TEMPERATURA DE RUÍDO TÉRMICO DO SATELITE
TU=GSU/GTS

```

C      RUÍDO IMPULSIVO (ADICIONAL) NO LIMAR
      RIL = 1.4
C      LEITURA DOS REGISTROS DE ENTRADA * SAÍDA E C/NO DE INTERMODULACAO
      DO 40 I=1,16
      READ(5,12) B01(I),B02(I),ZL(I)
      FORMAT(1X,3F5.2)
      DO 10 J=1,5
      LEITURA DE C/N E PERDAS DE IMPLEMENTACAO
      READ(5,30) CNTL,PIMPL
      FORMAT(3,1,F2.1)
      IF(CNTL.EQ.10.) TESTE=1
      CNTL=FAT(CNTL+PIMPL)
      DO 10 I=1,10
      B01(I)=FAT(B01(I))
      KL=0
C      EIRP DA ESTACAO TERRENA
      FLRC=FLS/B01(I)
      FLMAX=FLRC/CANAL
      ET=PI4*DMED+DMED*FLMAX
      ETL=PAR(ET)
C      TEMPERATURA DE RUÍDO DE INTERMODULACAO
      CNLR=FAT(ZL(I)-PAR(BMS))
      TI=(FLS*WLP+WLUP+GSUR)/(CNLR*B01(I)*PI4*BOLTZ*BMS)
C      GANHO DO TRANSDORER
      PSAIL=ESL-ROOL(I)-GSORL
      PENIS=FLRC+GSUR*WLPUR/PI4
      PENIN=BOLTZ*TIU+BMS
      PENT=PENT+PENTN
      PENL=PAR(PENT)
      GANL=PSAIL-PENTL
      GAN=FAT(GANL)
C      RELACOES POTADORA/RUÍDO NA SUPIDA * DESCIDA E INTERMODULACAO
      CNB=(ET*LU*WLU*GSU)/(PI4*DU*DL*BOLTZ*B*TIU*PI4)
      CNI=(ET*LU*WLU*GSU)/(PI4*PI4*DU*DU*BOLTZ*B*TI)
      CNB=1./CNB-1./CNI-1./CNB
      IF(CNB.LT.0.) GO TO 10
C      G/T DA ESTACAO TERRENA
      GTL=(CND*PI4*PI4*DU*DU*PI4*PI4*DU*DU*BOLTZ*B)/(ET*LU*WLU*GSU+
      CGAN+GSU*LU*WLU*DL*LD)
      CNUL=PAR(CNUL)
      CNL=PAR(CNL)
      CNL=PAR(CNL)
      GTL=PAR(GTL)
      WRITE(6,32)
32     FORMAT(//, "-----")
      WRITE(6,29)
29     FORMAT(//, 11X,>F10.2,AX,2102,10X,2112,10X,2H2/)
      WRITE(6,13) FTL,TL,11,GANL
      FORMAT(10X,F6.2,2(F5X,F7.0)*5X,F6.2,/)
13

```

```

25      WRITE(6,25)
        FORMAT(7X,"RQI",8X,"RQD",8X,"CNT",8X,"CNU",8X,"CNI",8X,"CND",8X,
C"G/T"/)
        WRITE(6,26)RQIL(I),RQDL(I),CNTL,CAUL,CNIL,CNDL,GTTL
26      FORMAT(7(5X,F6.2),/)
        GO TO 37
38      WRITE(6,23)
23      FORMAT(11X,"P(W)",13X,"D(H)",11X,"T(K)",14X,"CUSTO 1",8X,
C"CUSTO 4",8X,"CUSTO 8"/)

C      POTENCIA DO TRANSMISSOR, DIAMETRO E TEMPERATURA DE RECEPCAO
37      DO 20 M=1,42
        PL=M/2.-10.
        P=FAT(PL)
        D=SQRT(ET/(P+.60))+(4.*WLU/PI4)
        T=((D*3.14159/WLD)**2)+.65/GTT

C      CUSTOS ESTIMADOS (USK)
        CT=(500.+20.*(290-T)+.6*(290-T)**2)/1000.
        IF(D.GT.12.) GO TO 20
        IF (T.LT.150.) GO TO 20
        KL=KL+1
        IF(KL.EQ.1) GO TO 38
        CP=.3+.6*P+.1*P**2
18      IF(T.LT.290.) GO TO 19
        CT=(80.+37800./(T-200.))/1000.
19      CD=2+.13*D**3
        CTOT=CP+CD+CT
        DO 77 J=1,3
77      Z(J)=C(P**2+(J-1))*2** (3-J)
        CP41=AMINO(Z(1),Z(2),Z(3))
        C4=CT+CD+CP41
        DO 88 J=1,4
88      Q(J)=C(P**2+(J-1))*2** (4-J)
        CPR=AMINO(Q(1),Q(2),Q(3),Q(4))
        C4=C4+CPR

C      TEMPERATURA DE RUÍDO DO LNA
        T=T-65.

        WRITE(6,14)P,CP,D,CD,T,CT,CTOT,C4 .C8
14      FORMAT(10X,F6.3,2X,F4.1,4X,F6.2,2X,F5.1,2X,F6.0,2X,F4.1, 8X,F5.1,
C10X,F5.1,10X,F5.1)
20      CONTINUE
        IF(TESTE.EQ.0.) GO TO 10

C      RUÍDO DEMODULADO FM/FM
        CNTFM=1./(1./CNU+1./CND+FDG/CNI)
        RUIDOL=TM/XI-PAF(1.5+8*OVF**2*CNTFM/FM**3)-25.+RIL +PIMPL
        RUIDO=FAT(RUIDOL)*1.F+9
        WRITE(6,43)PUID0
43      FORMAT(//,10X,F7.0,>PWDP>)
10      CONTINUE
        STOP
        END

```