

Anexo II

Desempenho das modulações mais empregadas em enlaces via satélite em condição geo-estacionária

II.1. Introdução

Como as distâncias dos enlaces via satélite são muito grandes, faz-se necessário o uso de potências elevadas, para que seja possível operar com taxas de erro menores do que as máximas exigidas. Por esta razão as modulações empregadas em satélite são as mais robustas, ou melhor, as que operam com os menores valores de relação (E_b/N_0).

Além disso a não linearidade dos *transponders* torna mais apropriada a utilização de modulações de envelope constante, ou seja, as baseadas em variação de fase ou frequência. Esta característica justifica o fato de não se utilizar em larga escala modulações *AM* e *M-QAM*. Nos enlaces via satélite as modulações mais comuns são *FM* e *M-PSK*.

II.2. Modulação em frequência

As aplicações voltadas para o mercado de dados e voz via satélite estão todas fundamentadas em tecnologia digital. A única aplicação analógica é a de transmissão de sinais de TV, que é mantida no Brasil em função do grande número de estações de recepção para uso residencial. Esta condição permite às emissoras nacionais suprir algumas deficiências de cobertura das redes terrestres.

A equação (II.1) oferece a relação sinal/ruído do sinal de vídeo demodulado, para um enlace via satélite com modulação FM^{1,2,3}:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_V} \cdot \left(\frac{\Delta_f}{f_V}\right)^2 \cdot C \quad (\text{II.1})$$

onde P_{RX} é a potência de recepção [W], N é o ruído térmico [W], B é a largura de faixa do canal em frequência intermediária (FI), f_V é a máxima frequência do sinal modulante [Hz], Δ_f é o desvio de pico da portadora provocado pelo sinal modulante [Hz] e C_{pe} é a constante que depende da ponderação e da de-ênfase.

Tabela II.1. Valores da constante C_{pe} .

C_{pe}	C_{pe} [dB]	Recurso empregado na demodulação
1	0	Sem rede de ponderação e de-ênfase.
14,125	11,5	Com apenas rede de ponderação.
1,413	1,5	Com apenas de-ênfase.
19,953	13	Com rede de ponderação e de-ênfase.

Para sinais de TV a relação (S/N) deve ser expressa em função da potência do sinal de luminância com amplitude de pico a pico em relação a potência RMS de ruído. Esta condição é demonstrada na equação (II.2)

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = [2 \cdot \sqrt{2}]^2 \cdot \left(\frac{S}{N}\right) = 8 \cdot \left(\frac{S}{N}\right) \quad (\text{II.2})$$

Trabalhando com as equações (II.1) e (II.2), tem-se:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = 12 \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_V} \cdot \left(\frac{\Delta_f}{f_V}\right)^2 \cdot C_{pe} \quad (\text{II.3})$$

Deve-se levar em consideração a resolução CCIR 405-1 que recomenda que o desvio de pico a pico provocado por um sinal padrão de vídeo com IV_{pp} , deve satisfazer $\Delta_{jpp} = 8\text{MHz}$. Deve-se ainda considerar que a excursão do sinal de luminância, corresponde a 71,4% do sinal de vídeo. Sendo assim a equação (II.3) pode ser expressa em função do desvio de pico a pico, como apresentado na equação (II.4)⁴:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} = 12 \cdot \frac{P_{RX}}{N} \cdot \frac{B}{f_V} \cdot \left(\frac{0,714 \cdot \Delta_{jpp} \cdot 1}{2 \cdot f_V}\right)^2 \cdot C_{pe} \quad (\text{II.4a})$$

Na escala logarítmica, teremos:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TV} [dB] = -58,8 + \left(\frac{C}{N}\right) [dB] + 10 \cdot \log(B) + C_{pe} [dB] \quad (\text{II.4b})$$

Onde (C/N) é a relação portadora/ruído e igual a relação (P_{RX}/N) .

O gráfico da Figura II.1, apresenta o comportamento da relação (S/N) em função da relação (C/N) , considerando $B = 20\text{MHz}$ e $C_{pe} = 13\text{dB}$.

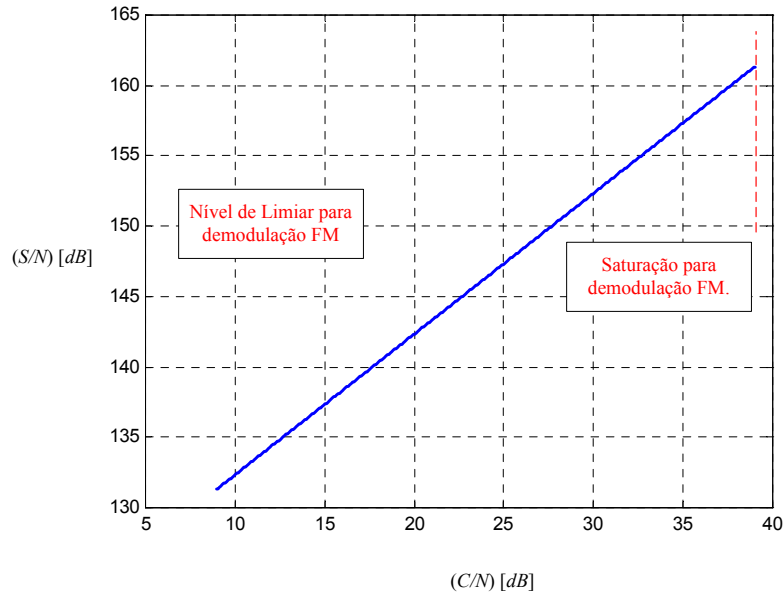


Figura II.1. Curva de desempenho da demodulação FM.

II.3. Modulação PSK

As modulações *PSK* (*Phase Shift Keying*) se baseiam na alteração de fase em função do sinal digital modulante. Para o sistema *BPSK*, temos cada bit de entrada provocando uma variação de fase, como apresentado na Figura II.2.

Através da forma de onda no domínio do tempo é possível perceber que existem duas fases atreladas aos símbolos binários. Para o nível lógico alto a fase é 0° e para o nível lógico baixo a fase é 180° . Esta condição é visualizada de forma direta através do diagrama de constelação apresentado na Figura II.3.

A modulação *BPSK* trabalha com duas posições no diagrama de constelação e cada posição de fase representa um símbolo. Desta forma pode-se concluir que neste caso é transmitido um *bit* por símbolo.

Nas modulações de ordens mais elevadas existe um aumento no número de símbolos e consequentemente o aumento do número de *bits* por símbolo.

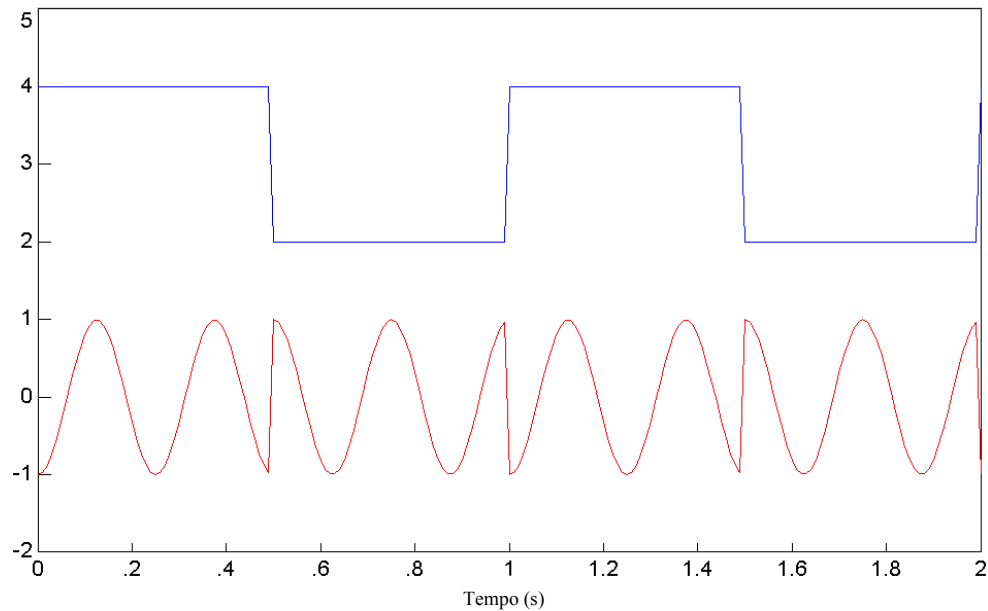


Figura II.2. Forma de onda de um sinal modulado em BPSK.

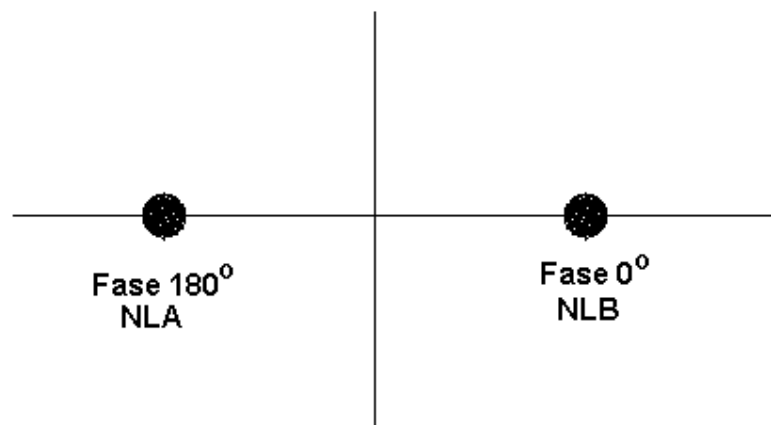


Figura II.3. Diagrama de Constelação da modulação BPSK.

Para modulação *QPSK* existem quatro símbolos com quatro posições de fase em quadratura, como pode ser visualizado na Figura II.4. Cada símbolo é composto por dois *bits*, fazendo com que esta modulação ofereça maior capacidade de transmissão do que a *BPSK*, ocupando a mesma largura de faixa.

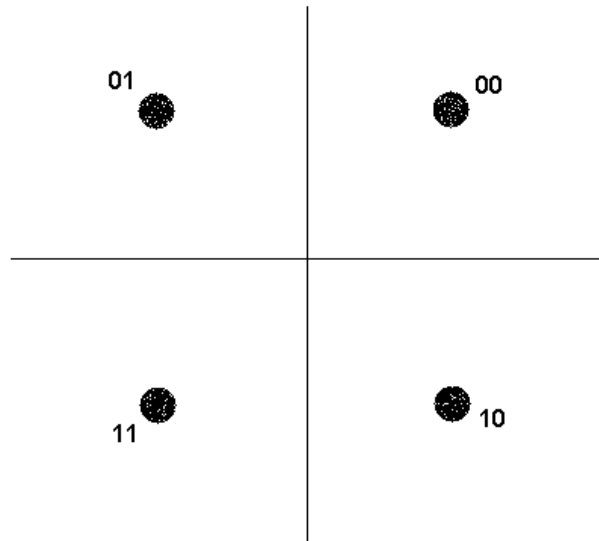


Figura II.4. Diagrama de constelação da modulação QPSK.

Para modulação 8PSK tem-se três bits por símbolo e conseqüentemente oito posições de fase no diagrama de constelação, como pode ser visualizado na Figura II.5.

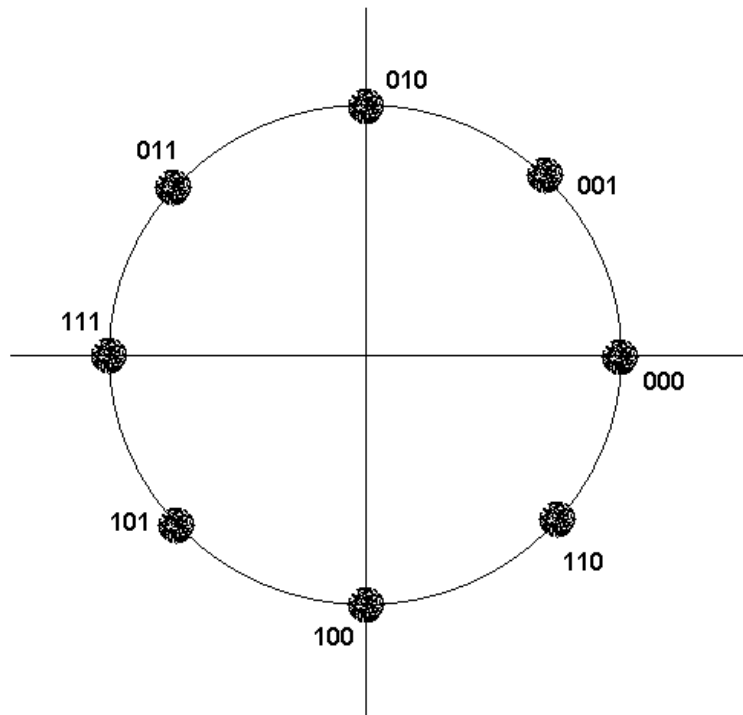


Figura II.5. Diagrama de constelação da modulação 8PSK.

Nos canais com a presença de ruído e distorções, existe a possibilidade de um símbolo ser interpretado como outro, gerando erro. Quanto maior a ordem da modulação, maior será a probabilidade de um *bit* ser confundido com outro, pois o espaçamento entre os mesmos diminui. Consequentemente, a taxa de erro aumenta se aumentarmos a ordem da modulação e mantivermos a mesma relação (E_b/N_0), como apresentado na Figura II.7^{5,6}.

II.4. Modulação 16QAM.

Na modulação *QAM* além da variação de fase existe a variação de amplitude em função do símbolo que será transmitido. O diagrama de constelação do sinal *16QAM* é apresentado na Figura II.6 e mostra que cada símbolo possui uma fase e uma amplitude no diagrama.

A variação conjunta de fase e amplitude faz a modulação *QAM* exigir menos potência para oferecer a mesma taxa de erro das modulações *PSK* de mesma ordem. Por este motivo, para modulações com ordem superior a 16, sempre se trabalha com *QAM* ao invés de se trabalhar com *PSK*, como pode ser analisado através da Figura II.7.

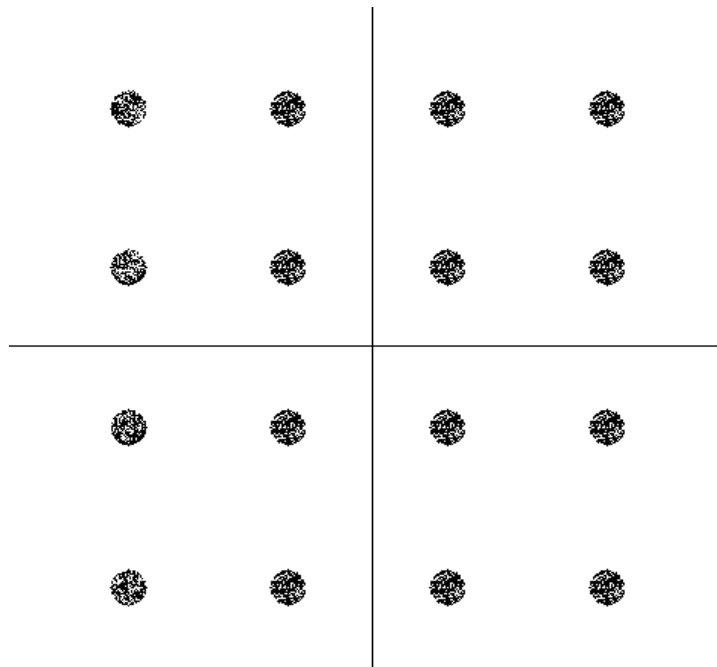


Figura II.6. Diagrama de constelação da modulação 16QAM

Com o aumento das ordens de modulação, teremos sempre a redução da largura de faixa do canal, como apresentado pela equação (II.5), mas em contrapartida existirá a necessidade de aumento no nível do sinal da portadora, para manter a mesma taxa de erro, como apresentado na Figura II.7:

$$B = \frac{R}{\log_2 M} \cdot (1 + \alpha) \quad (\text{II.5})$$

onde B é a largura de faixa do canal [Hz], R é taxa de transmissão [bps], M é a ordem da modulação e α é o fator de *roll-off* dos filtros utilizados no sistema.

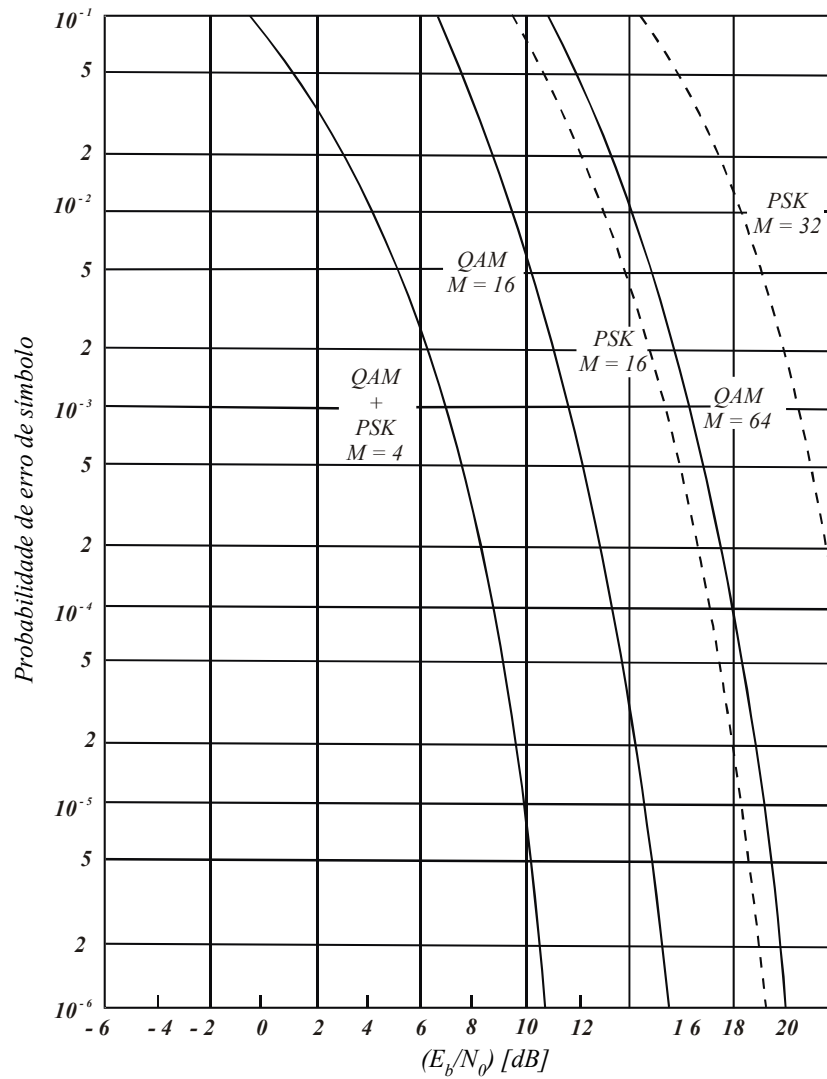


Figura II.7. Probabilidade de Erro de símbolo em função da relação (E_b/N_0) .

Referências Bibliográficas

- ¹ Carlson, A. Bruce. *Communication Systems*. McGraw-Hill, 1996.
- ² Taub, H.; Schilling, D. L. *Principles of Communication Systems*. MacGraw-Hill, 1986.
- ³ Ribeiro, M.; Barradas, O. C. M. *Sistemas Analógicos e Digitais*. Livros Técnicos e Científicos - EMBRATEL, 1980.
- ⁴ Togashi, Akira. *Métodos de Transmissão de Televisão por Satélite*. CETUC-PUC/RJ, 1975.
- ⁵ Sklar, Bernard. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd Ed. Prentice Hall, Inc. 2000.
- ⁶ Couch II, L. W. *Sistemas de comunicación digitales y analógicos*. 5^a Ed. Prentice Hall, México, 1998.