

SIMULAÇÃO DE UM CANAL AWGN M-PSK

Francisco Marcos de Assis¹, Ricardo Gouveia do Monte², Luiz Guedes Caldeira³

1 - Universidade Federal da Paraíba - UFPB
Av. Aprígio Veloso, 882 - Campina Grande - 10053
e-mail: Fmarcos@dee.ufpb.br

2 - Universidade Federal da Paraíba - UFPB
Av. Aprígio Veloso, 882 - Campina Grande - 10053
e-mail: Gouveia@dee.ufpb.br

3 - Escola Técnica Federal da Paraíba - ETEFPB
Av. 1º de Maio, 720, João Pessoa - 58015-430
e-mail: Guedes@jpa.etfpb.br

Resumo

Este trabalho tem por objetivo a simulação de um canal M-PSK em computador para avaliação destas famílias de modulação quando submetidas a ruído aditivo branco Gaussiano - AWGN.

1. Introdução

Os esquemas de modulação digitais empregando as famílias M-PSK têm-se mostrado bastante eficientes relativo a restrição de potência e largura de faixa do canal, ficando assim a meio termo entre as famílias M-ASK e M-FSK.

Como a aplicabilidade de modulação PSK é muito grande em comunicações torna-se interessante a produção de *software* de simulação destas famílias, onde pode ser analisado o desempenho perante a ação ruidosa do canal, aqui considerado o ruído Gaussiano aditivo branco AWGN.

O *software* foi desenvolvido em linguagem C onde o canal simulado, não codificado, sem interferência intersimbólica (ISI) e admitido perfeito sincronismo de bit e/ou símbolo, tem uma geração de parâmetros aleatórios com precisão muito boa, as famílias simuladas são: BPSK, QPSK e 8-PSK, para finalidades de avaliação é utilizado como produto final da simulação uma curva de Relação Sinal-Ruído (SNR) x Taxa de Erro

de Bit (BER) e/ou Taxa de Erro de Símbolo (SER), empregado o Método de Monte Carlo [1] onde, por exemplo, para a obtenção de um BER de 10^{-k} são necessárias pelo menos 10^{k+1} interações para termos uma validação ótima da simulação, a única desvantagem deste método é o excessivo esforço computacional para baixo BER.

2. Modelo básico de um Sistema de Comunicações Digitais não codificado.

O modelo empregado [2] é o da fig. 1 onde temos a fonte binária de informação, o buffer que insere uma quebra na sequência gerada para compatibilizar a entrada do modulador.

Aqui o modulador é implementado considerando o sinal modulado no seu equivalente passa-baixa onde tem-se os sinais em fase S_I e quadratura S_Q . O canal é corrompido pela ação do ruído Gaussiano com média zero e variância unitária com suas componentes em fase e quadratura, n_I e n_Q respectivamente, sendo estas geradas estatisticamente independentes dando como resultado na entrada do receptor os vetores recebidos R_I e R_Q , o demodulador é do tipo correlator [3] e aplica a regra da decisão suave (máxima verossimilhança), onde a escolha do possível sinal transmitido $s_i(t)$, $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$, que mais se assemelha ao vetor recebido $r(t)$, conforme a medida de um parâmetro chamado *métrica* [3], resultando a

seqüência estimada \tilde{b}_k dado que foi transmitida a seqüência b_k .

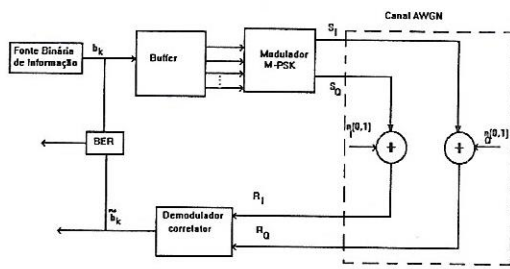


Fig. 1 - Modelo de um canal passa-baixas não codificado .

3. Fonte de Informação

A fonte de informação binária é simulada através de um gerador de seqüência pseudo-aleatória [2] de 29 elementos, cuja seqüência gerada é de comprimento $2^{29} - 1$, os bits de de informação gerados $a_j, j = 0, 1, \dots, 28$, são de distribuição uniforme com seqüência também uniforme $b_k = a_{28} \otimes a_0, k = 0, 1, \dots$, onde o símbolo \otimes indica operação de soma módulo 2.

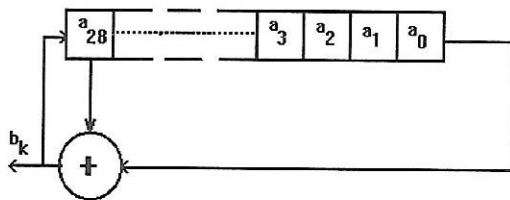


Fig. 2 - Fonte Binária de Informação.

4. Modulador

O modulador, aqui exemplificado o 8-PSK, recebe da fonte binária de informação uma seqüência de bits paralelos $b_k^i, i = 0, 1, 2, e k = 0, 1, \dots$, via um buffer e mapeia para uma fase da constelação mostrada na fig. 3.1, cuja forma de onda modulada na entrada do canal é do tipo:

$$s(t) = \cos(\omega t + \phi)(1) ,$$

onde ϕ é a fase(símbolo) contendo a informação do sinal transmitido de amplitude unitária. Durante a simulação da forma de onda foi

utilizada o equivalente passa-baixa do sinal[4] a partir do desenvolvimento de (1):

$$s(t) = \cos \omega t \cos \phi - \text{sen } \omega t \text{ sen } \phi(2) ,$$

onde os termos do lado direito de (2) são as componentes em fase (I) e quadratura(Q) respectivamente conforme fig. 3.2, porém o canal simulado não é contínuo e sim discreto e o equivalente passa-baixa discretizado[1] de (2) é:

$$I(n) = \cos\left(\frac{2\pi\phi}{M}\right) , \text{ onde :}$$

$$n = 0, 1, \dots, N - 1 .$$

$$Q(n) = \text{sen}\left(\frac{2\pi\phi}{M}\right) \quad N = \text{números de amostras do sinal.}$$

$I(n)$ = vetor do sinal discretizado em fase.

$Q(n)$ = vetor do sinal discretizado em quadratura.

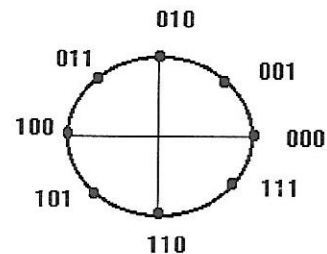


Fig. 3.1 - Constelação 8-PSK.

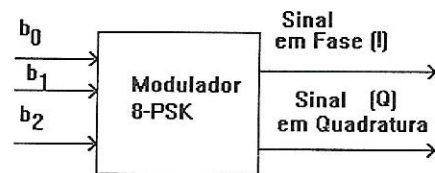


Fig. 3.2 - Modulador 8-PSK.

5. Demodulador

O demodulador empregado é do tipo correlator que utiliza a regra máxima verossimilhança[4], ML, onde dentre a coleção dos $s_i(t), i = 0, 1, \dots, M-1$, possíveis sinais transmitidos é escolhido o que mais se aproxima do sinal recebido $r(t)$ tendo como parâmetro de decisão uma medida, a métrica μ

Para uma compreensão de como é avaliada esta métrica, vamos considerar o canal Gaussiano simples[5] da fig. 4, onde temos um conjunto de $\{m_i\}$ mensagens de entrada, aqui admitidas equiprováveis, mapeadas pelo

transmissor nos possíveis $\{s_i\}$ vetores de formas de onda que são acometidos pelo vetor n , AWGN, no canal resultando um vetor corrompido r .

Resta então descobrir uma regra de decisão que estime o melhor possível qual dos possíveis $\{m_i\}$ foi transmitido dado que recebeu-se r .

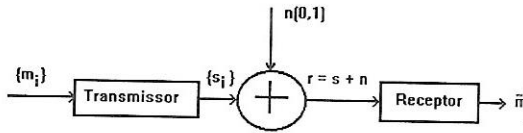


Fig. 4 - Canal de comunicações simples.

Utilizando a Regra de Bayes mista[5], temos a expressão da fdp de r condicionada a s_i :

$$f_R(r_1, r_2, \dots, r_j / s_i)$$

$$\prod_{j=1}^j \frac{\exp\left[-(r_j - s_{ij})^2 / N_0\right]}{(\pi N_0)^{1/2}} = \frac{\exp\left[-\sum_{j=1}^j (r_j - s_{ij})^2 / N_0\right]}{(\pi N_0)^{j/2}}$$

Com isso verificamos que para maximizar a função acima, basta minimizarmos o termo dependente de i :

$$\sum_{j=1}^j (r_j - s_{ij})^2,$$

que utilizando a identidade de Parseval, pode ser demonstrado que para esquemas de modulação de envoltória constante como M -PSK esta expressão é igual a $\int [r(t) - s_i(t)]^2 dt$, que é a norma quadrada de $r(t) - s_i(t)$ também comumente chamada de distância

$\int [r(t) - s_i(t)]^2 dt = \int r(t)^2 dt + \int s_i(t)^2 dt - 2 \int r(t) s_i(t) dt$. Euclidiana quadrada entre $r(t)$ e $s_i(t)$ o que significa que devemos escolher dentre os sinais transmitidos s_i , $i = 0, 1, \dots, M - 1$,

o que mais se aproxima do vetor recebido r , em outras palavras a menor

distância, logo desenvolvendo o quadrado do colchete acima temos que:

Dos termos do lado direito da expressão acima vemos que os termos dependentes de i :

$$\int s_i(t)^2 dt,$$

que é a energia do sinal e sendo constante por tratar-se de modulação de envoltória constante e:

$$\int r(t) s_i(t) dt,$$

que nada mais é que a correlação cruzada entre o sinal recebido e o transmitido e será maior quanto mais próximo $s_i(t)$ for de $r(t)$.

Esta correlação entre o possível sinal transmitido $s_i(t)$ e o recebido $r(t)$ mede exatamente o valor da métrica μ_i , $i = 0, 1, \dots, M - 1$, calculada para cada intervalo de sinalização da fonte de informação, nT , onde $n = 0, 1, 2, \dots$.

Sendo assim o sinal escolhido $s_i(t)$ como o provável sinal transmitido será o de maior métrica.

6. Descrição do Programa

O programa implementado foi escrito em linguagem C, tendo como parâmetro de entrada o número de interações e o produto de saída é uma curva da BER(SER) em função da relação sinal ruído, SNR.

O algoritmo utilizado para geração das amostras padrões AWGN, média zero e variância unitária é o Box-Muller[6].

Os programas executáveis são os arquivos 8PSK.EXE, QPSK.EXE, BPSK.EXE e os arquivos de saída são 8PSK.OUT, QPSK.OUT, BPSK.OUT, respectivamente.

7. Conclusão

O simulador proposto é de relativa simplicidade de implementação, com a desvantagem do esforço computacional devido ao método de Monte Carlo. Esta dificuldade pode ser contornada utilizando métodos que exigem menor esforço computacional[1] da geração das amostras AWGN, aqui utilizamos o método de Monte Carlo que possui uma

maior precisão na geração destas amostras em detrimento da rapidez do processamento, exigindo um grande número de interações, o que retarda consideravelmente os resultados.

Há de considerar-se também a dificuldade de aquisição de *software* deste tipo no mercado nacional o que dificulta a implementação de um laboratório de simulação de comunicações o que incentivou esforços no sentido de produzir simuladores como este, esquemas de modulação codificada[6] podem ser implementados com facilidade exigindo pouca modificação deste programa.

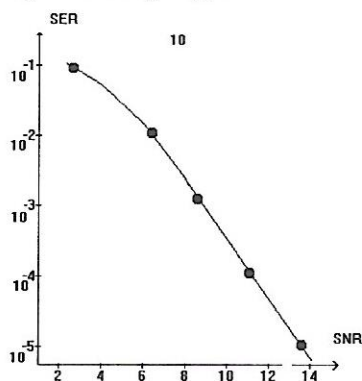


Fig. 5 - Curva SER x SNR de uma simulação de um canal 8-PSK.

8. Referências

- [JERUCHIM, M.C.;
- 1] BALABAN, P.; SHANMUGAN, K. S. Simulation of Communications Systems. New York, Plenum Press, 1992.
 - [PIMENTEL, C.J.L.;
 - 2] FINAMORE, W.A. Decodificação com Busca Restrita de Sistemas CPM Combinados com Códigos Convolucionais em Canais com Desvanecimento. Revista da SBT, Vol. 7, No. 1. p.65-94, Dez. 1992.
 - [PROAKIS, J.G. Digital
 - 3] Communications, Singapore, McGraw-Hill, 1989.
 - [BLAHUT, R.E., Digital
 - 4] Transmission of Information, Addison Wesley Publishing Company, 1990.
 - [WOZENCRAFT, J.M.;
 - 5] JACOBS, I.M. Principles of Communications Engineering, New York, Wiley, 1965.
 - [UNGERBOECK, G. Channel
 - 6] Coding with Multilevel Phase Signals. IEEE Trans. Inform. Theory, IT-28, p.55-57, Jan. 1982.