

SIMULAÇÃO DE UM SISTEMA MULTIPORTADORA PARA COMUNICAÇÃO DIGITAL EM AMBIENTES INTERIORES DE BAIXA COMPLEXIDADE

IZABEL CRISTINA O. DIONÍSIO FRANCISCO M. DE ASSIS

Laboratório de Comunicações – Departamento de Engenharia Elétrica – Universidade Federal da Paraíba
58.109-970 - Campina Grande, PB, Brasil Phone: +55 83 3101410 Fax: +55 83 3101418
{izabel,fmarcos}@dee.ufpb.br

RESUMO

Este trabalho apresenta resultados da simulação de um sistema para comunicação digital de baixa complexidade para ambientes interiores utilizando multiportadora. Um código binário não linear é usado para especificar as constelações de multiportadora. A modulação OOK nos subcanais e a demodulação não coerente proporcionam menor complexidade ao sistema.

1. INTRODUÇÃO

O rápido crescimento das Comunicações Pessoais sem fio provocou grande interesse em se desenvolver sistemas para comunicações em ambientes fechados, tais como: fábricas e escritórios. O desvanecimento por multipercursos é a principal característica deste tipo de canal. A estrutura interna do edifício e o movimento de pessoas entre o transmissor e o receptor são fatores que provocam a propagação do sinal por diferentes caminhos com ganho, fase e atraso distintos. Estes sinais se recombinaem no receptor de forma que o sinal recebido é uma versão distorcida do sinal transmitido. Para compensar estes efeitos é necessário projetar o transmissor e o receptor utilizando técnicas que minimizem este tipo de distorção.

Pesquisas recentes [1] [2] [3] [4] têm focado a implementação da diversidade em frequência com o uso de multiportadora que oferece muitas vantagens em canais com desvanecimento por multipercursos. Esta técnica, basicamente, ao invés de transmitir o sinal modulado fazendo uso de uma única portadora, várias portadoras transportam paralelamente um determinado número de bits, sendo que a taxa de transmissão em cada portadora é reduzida e a taxa total tem possibilidade de superar aquela atingível com uma única portadora. Porém, existe um compromisso a ser atendido entre a eficiência espectral de um tipo de modulação e a sua eficiência de potência. Um valor elevado para essa potência faz com que as baterias dos terminais portáteis tenham vida reduzida e tamanho elevado, além de tornar complexos os estágios de amplificação dos transmissores, elevando os custos de aquisição e operação do sistema.

Neste trabalho será utilizada a técnica de multiportadora obtida utilizando um código binário não linear para especificar as constelações de multiportadora.

O texto está organizado da seguinte maneira: Na Seção 2 terá uma descrição detalhada do sistema simulado. Na Seção 3, o dispositivo de decisão de máxima verossimilhan-

ça e três demoduladores de baixa complexidade são apresentados. A análise dos resultados são apresentados na Seção 4 e as conclusões e sugestões para trabalhos futuros estão descritos na Seção 5.

2. MODELO DO SISTEMA

O diagrama em bloco do sistema simulado está ilustrado na Figura 1. No transmissor os dados de informação são divididos em blocos de K bits que são mapeados pelo codificador de multiportadora em N bits (Figura 2). Este sistema fará a detecção pela energia do sinal, assim, é necessário que o codificador de multiportadora tenha um código com peso aproximadamente constante. Foi demonstrado em [1] que os códigos não lineares obtidos pela inversão de bits de códigos com boas propriedades de distância possuem desempenho superior aos códigos de peso constante. O sistema será avaliado utilizando códigos lineares e não lineares para mapear as constelações de multiportadora para posterior comparação.

Para um dado pacote de dados a j -ésima palavra código produzida pelo codificador de multiportadora é representado por:

$$c_j = (C_{1j}, C_{2j}, \dots, C_{Nj}).$$

As palavras código deste pacote são convertidas em um sinal modulado. A modulação utilizada nos subcanais é a modulação OOK (*On-Off Keying*) [5], na qual se $C_{ij} = 1$, uma certa quantidade de energia será transmitida, caso contrário, nenhuma energia será transmitida. O sinal modulado é dado por:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_t}{T}} \sum_{i=1}^N C_{ij} \cos(2\pi f_i t) \quad (1)$$

em que:

E_t é a energia por portadora,

f_i é a frequência do j -ésimo subcanal,

T é a duração do tom e

C_{ij} representa o bit i da palavra código j . Em que $C_{ij} = 1$ se $bit = 1$, caso contrário, $bit = 0$.

A energia por portadora é constante e a energia por símbolo é proporcional ao número de $C_{ij} = 1$ da palavra código correspondente.

A largura de faixa do canal é considerada pequena comparada a frequência de coerência do canal, de modo que podemos considerar que o desvanecimento afeta todos os subcanais igualmente, ou seja, o desvanecimento é não seletivo em frequência ou plano. Esta consideração possibilita

Expressamos nossos agradecimentos a CAPES pelo apoio financeiro ao trabalho.

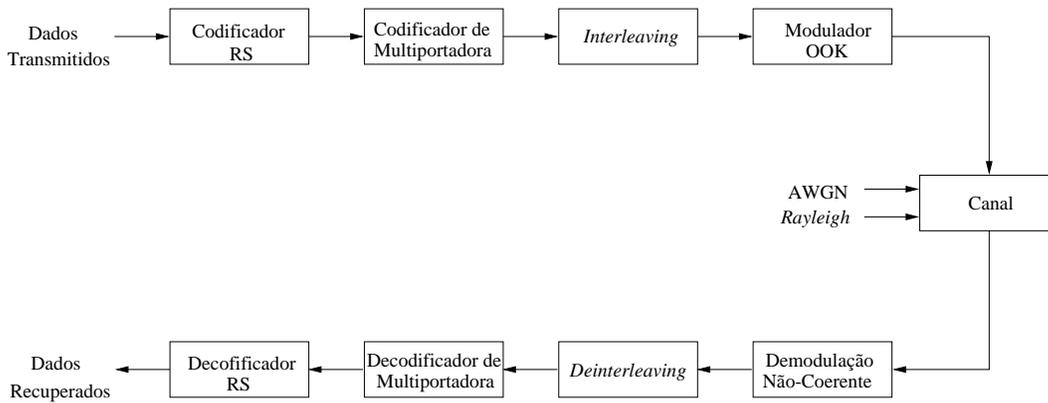


Fig. 1 - Diagrama em bloco do sistema para comunicação digital.

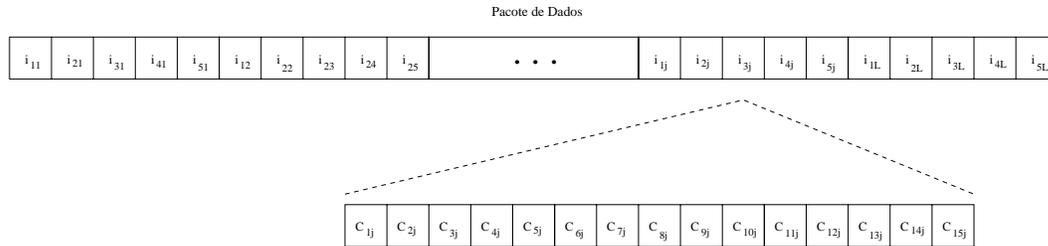


Fig. 2 - Representação da informação em palavras código.

uma simulação simples de um canal em interior [6] no qual as características do canal muda lentamente com o tempo e o efeito *Doppler* pode ser desprezado. Consideramos também, o canal AWGN (*Aditive White Gaussian Noise*) com densidade espectral de potência $\frac{N_0}{2}$.

O sinal recebido do canal será expresso por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{2E_t}{T}} C_{ij} \alpha \cos(2\pi f_i t) + n(t) \quad (2)$$

em que:

α é uma v.a. com distribuição de *Rayleigh* representa a amplitude do desvanecimento.

$n(t)$ representa o ruído térmico com distribuição Gaussiana.

O demodulador consiste de n detetores de envoltória [7], cuja saída é definida pelo vetor:

$$\mathbf{Y} = (y_1, y_2, \dots, y_N)$$

em que:

$$y_i = \sqrt{\left[\int_T r(t) \cos(2\pi f_i t) dt \right]^2 + \left[\int_T r(t) \sen(2\pi f_i t) dt \right]^2}$$

e

$$i = 1, 2, \dots, N.$$

A saída \mathbf{Y} é utilizada pelo dispositivo de decisão para estimar o símbolo enviado. As características deste dispositivo serão descritas na próxima seção.

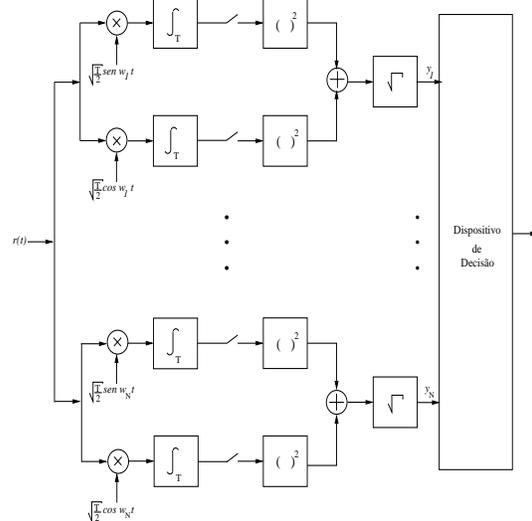


Fig. 3 - Modelo do receptor.

O codificador de *Reed Solomon*(RS) [8] [9] é utilizado em conjunto com o *interleaving* com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema.

3. DISPOSITIVO DE DECISÃO

Nesta seção será descrito o dispositivo de decisão da Figura 3, na suposição de que os símbolos na entrada do canal sejam equiprováveis.

Considerando que o sistema possui n subcanais distintos, a representação dos N sinais modulados será: $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$.

Em geral, o sinal recebido em um subcanal é considerado estatisticamente independente dos demais, é representado por:

$$r_i(t) = \alpha_i s_i(t) + n_i(t),$$

em que:

$n_i(t)$ representa o ruído térmico definido pelo processo gaussiano com densidade espectral de potência igual a $\frac{N_0}{2}$ e

α_i é uma v.a. com distribuição de *Rayleigh* que representa a amplitude do desvanecimento no subcanal i .

Visto que a modulação é OOK para cada subcanal será:

$$\begin{cases} H_1 : r_i(t) = \alpha_i s_i(t) + n_i(t) & \text{se } C_{ij} = 1 \\ H_2 : r_i(t) = n_i(t) & \text{se } C_{ij} = 0 \end{cases}$$

em que:

$$i = 1, 2, \dots, N$$

Neste caso, a função de verossimilhança do canal pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \lambda(\mathbf{r}) &= \frac{p_1(r_1) p_1(r_2) \cdots p_1(r_N)}{p_0(r_1) p_0(r_2) \cdots p_0(r_N)}, \\ \lambda(\mathbf{r}) &= \prod_{i=1}^N \frac{p_1(r_i)}{p_0(r_i)} = \prod_{i=1}^N \lambda_i(r_i). \end{aligned} \quad (3)$$

em que:

$\prod_{i=1}^N$ representa o produtório de 1 a N e

$\lambda_i(r_i)$ representa a razão de verossimilhança do i -ésimo subcanal.

A Equação 3 mostra que a razão de verossimilhança de N subcanais estatisticamente independentes é o produto das N razões individuais.

A razão de verossimilhança [10] do canal é definida por:

$$\lambda(\mathbf{r}) = \prod_{i=1}^N e^{-\frac{1}{N_0} \int_T s_i^2(t) dt + \frac{2}{N_0} \int_T r_i(t) s_i(t) dt} \quad (4)$$

A palavra código c_m será selecionada se

$$p(y/c_m) = \max_j \{p(y/c_j)\},$$

em que:

$$j = 1, 2, \dots, 2^K$$

e

$$p(y/c_j) = \prod_{i=1}^N \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-\frac{1}{N_0} \int_T s_{ji}^2(t) dt} \cdot e^{\frac{2}{N_0} \int_T r_{ji}(t) s_{ji}(t) dt} p_{\mathbf{a}} d\mathbf{a}. \quad (5)$$

Após o cálculo das integrais, a equação anterior é reduzida para:

$$p(y/c_m) = \max_j \left\{ \prod_{i=1}^N \left[e^{-\frac{\sqrt{E_t} C_{ij}}{N_0}} J_0 \left(\frac{2 \sqrt{E_t} C_{ij} y_i}{N_0} \right) \right] \right\}.$$

em que J_0 é a função de Bessel modificada de ordem zero.

Aplicando o logaritmo, tem-se:

$$p(y/c_m) = \max_j \left\{ \sum_{i=1}^n \ln \left[J_0 \left(\frac{2 \sqrt{E_t} C_{ij} y_i}{N_0} \right) \right] - \frac{\sqrt{E_t} C_{ij}}{N_0} \right\}$$

Portanto, o critério de máxima verossimilhança (ML) escolherá o símbolo correspondente a palavra código c_j que maximize a métrica $d^{(j)}$, dada por:

$$d_o^{(j)} = \sum_{i=1}^n \left\{ \ln \left[J_0 \left(\frac{2 \sqrt{E_t} C_{ij} y_i}{N_0} \right) \right] - \frac{\sqrt{E_t} C_{ij}}{N_0} \right\}. \quad (6)$$

Para um canal sujeito a desvanecimento, o critério ML é mais complexo. Considerando um caso especial, no qual a largura de faixa de frequência do canal é muito maior do que a largura de faixa de coerência do canal, as portadoras são consideradas igualmente desvanecidas. Então, a densidade conjunta $p(y/c_m)$ dos N subcanais pode ser obtida primeiramente condicionando no valor da variável de desvanecimento e depois integrando com relação a densidade de desvanecimento que é *Rayleigh*. O critério ML, neste caso, escolhe o símbolo que corresponde a palavra código c_m que maximiza a métrica definida por:

$$d^{(j)} = \ln \left[\int_0^\infty \frac{\rho}{\tau^2} e^{-\frac{\rho^2}{2\tau^2}} \prod_{i=1}^n e^{-\frac{C_{im}\rho^2}{2\sigma^2}} J_0 \left(\frac{C_{im} y_i \rho}{\sigma^2} \right) d\rho \right], \quad (7)$$

em que:

τ^2 e σ^2 são as variâncias de *Rayleigh* e do ruído gaussiano branco, respectivamente; e

$$\frac{\tau^2}{\sigma^2} = \frac{E_t}{N_0}.$$

O cálculo desta métrica, para sistemas reais é impraticável. Para solucionar este problema, Baum [1] sugeriu três métricas que determinam o símbolo estimado a partir de simples cálculos e sem necessitar do conhecimento dos valores das potências do sinal nem do ruído. Estas métricas são:

$$d_1^{(m)} = \frac{\mathbf{z} \cdot \mathbf{c}_m}{\|\mathbf{c}_m\|} \quad (8)$$

$$d_2^{(m)} = \frac{\mathbf{z} \cdot (\mathbf{c}_m - \bar{\mathbf{c}}_m)}{\|\mathbf{c}_m\|} \quad (9)$$

$$d_3^{(m)} = \frac{\mathbf{z} \cdot \mathbf{c}_m}{\|\mathbf{c}_m\|} - \frac{\mathbf{z} \cdot \bar{\mathbf{c}}_m}{\|\bar{\mathbf{c}}_m\|} \quad (10)$$

em que:

$\bar{\mathbf{c}}_m$ é o complemento de um de c_m ,
 $\|\cdot\|$ representa o peso de *Hamming* e
 $\mathbf{z} = (y_1^2, y_2^2, \dots, y_N^2)$.

Nas Equações 8, 9 e 10 é considerado:

$$\frac{\mathbf{z} \cdot \mathbf{0}}{\|\mathbf{0}\|} = 0.$$

4. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesta seção, o desempenho do sistema de multiportadora é apresentado e avaliado.

Inicialmente foi utilizado um código BCH(15,5) linear e o código (15,5) não linear para especificar as constelações de multiportadora em conjunto com as métricas ML, $d1$, $d2$ e $d3$ em um canal AWGN. A Figura 4 apresenta os resultados da simulação deste sistema. Verifica-se que a métrica ML em um sistema com canal AWGN tem desempenho ótimo. Observa-se também que o desempenho das métricas $d1$, $d2$ e $d3$ não são aceitáveis devido as probabilidades de erro possuem valores acima de 0.01.

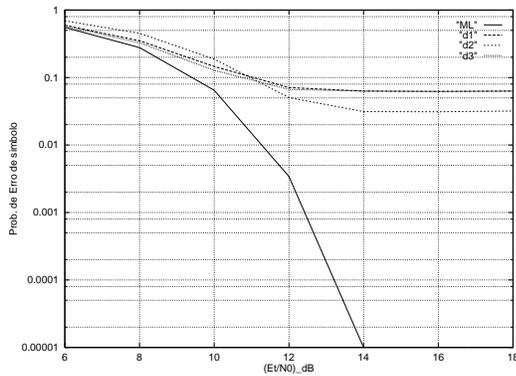


Fig. 4 - Código BCH(15,5) linear com canal AWGN.

A Figura 5 mostra o desempenho destas métricas no sistema que utiliza o código não linear. Com este código, verifica-se que o desempenho das métricas possuem valores aceitáveis. Neste caso, a diferença entre a métrica $d3$ e a ML é menor que 1 dB.

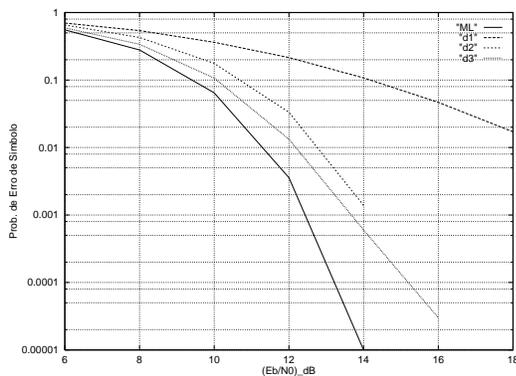


Fig. 5 - Código BCH(15,5) não linear com canal AWGN.

Verifica-se, portanto, que o código não linear e a métrica $d3$ proporcionam um desempenho satisfatório na presença do ruído gaussiano branco.

Depois foi analisado um sistema que utiliza os códigos não lineares (15,5) e (21,5) em conjunto com as métricas $d1$, $d2$ e $d3$ em um canal com desvanecimento plano e AWGN. Verifica-se, na Figura 5, que a métrica $d3$ possui melhores resultados. As demais métricas possuem probabilidades de erro menores que 2 dB comparadas com a métrica $d3$.

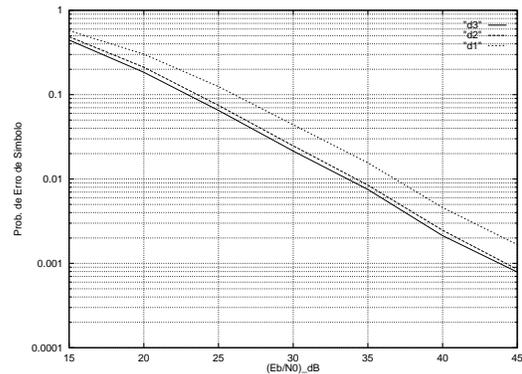


Fig. 6 - Código BCH(15,5) não linear com canal com desvanecimento Rayleigh plano.

A Figura 6, ilustra o desempenho do sistema que utiliza o código não linear (21,5). Neste sistema, é observado que a métrica $d1$ proporciona o melhor desempenho. Através dos resultados mostrados nas Figuras 5 e 6, concluímos que o desempenho das métricas está relacionado com o código de multiportadora.

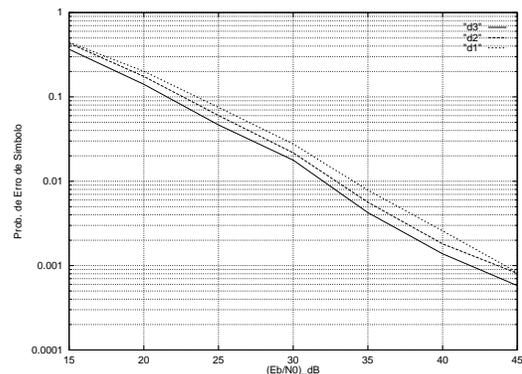


Fig. 7 - Código BCH(21,5) não linear com canal com desvanecimento Rayleigh plano.

Finalmente, foi simulado um sistema que utiliza o código não linear (15,5), o codificador RS(31,16) e a *interleaving*. Foi considerado que a interdependência dos níveis de desvanecimento entre os símbolos das palavras códigos RS proporciona o *interleaving* desejado. A Figura 8 apresenta os resultados desta simulação. Observa-se que as métricas neste sistema possuem melhor desempenho do que o sistema sem correção de erros. Neste sistema a métrica $d3$ também apresenta melhor desempenho em relação as demais métricas.

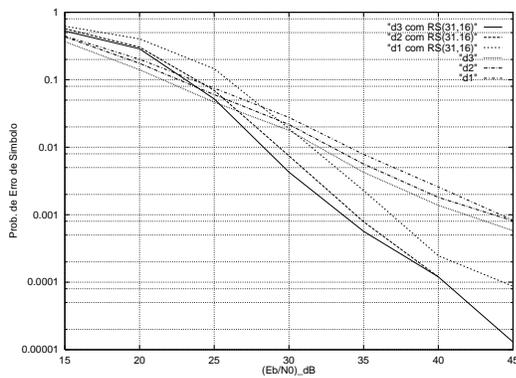


Fig. 8 - Código BCH(15,5) não linear e código RS(31,16) com canal com desvanecimento *Rayleigh* plano.

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado resultados da simulação de um sistema que utiliza multiportadora obtida a partir de um codificador binário não linear para especificar as constelações de multiportadora. A demodulação não coerente proporcionou a baixa complexidade ao sistema, utilizando para isso, a detecção por energia do sinal. O uso da técnica de multiportadora proporcionou uma melhor eficiência espectral e melhor desempenho do sistema. O melhor desempenho do sistema foi obtido com a utilização da codificação para controle de erro em canais com desvanecimento plano.

Para trabalhos futuros, é sugerido a determinação de outros códigos binário não lineares para especificar as constelações de multiportadora, como também, a determinação de outras métricas que proporcionem um melhor desempenho do sistema. Utilizar outra técnica de modulação nos subcanais é outra sugestão.

6. REFERÊNCIAS

- [1] C. W. Baum, and K. F. Conner. "A multicarrier transmission scheme for wireless local communications". *IEEE J. Selected Areas Communications*, 14:521–529, April 1996.
- [2] Essam A. Sourour, and Masao Nakagawa. "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel". *IEEE Transactions on Communications*, 44:356–367, Dec. 1996.
- [3] Qingxim Chen, Elvino S. Sousa, and Subbarayan Pasupathy. "Multicarrier CDMA with Adaptive Frequency Hopping for Mobile Radio Systems". *IEEE J. Selected Areas Communications*, 14:1852–1858, Dec. 1996.
- [4] Yukitoshi Sanada, and Masao Nakagawa. "A Multiuser Interference Cancellation Technique Utilizing Convolutional Codes and Orthogonal Multicarrier Modulation for Wireless Indoor Communications". *IEEE J. Selected Areas Communications*, 14:1500–1509, Oct. 1996.
- [5] Bernard Sklar. "Digital Communications: Fundamentals and Applications". Prentice-Hall Internacional, Inc., 1998.
- [6] H. Hashemi. "The indoor radio propagation channel". *Proceedings of the IEEE*, 81:943–968, July 1993.

- [7] J. G. Proakis. "Digital Communicatios". Mc Gra-Hill, Inc., 1995.
- [8] Richard E. Blahut. "Theory and Practice of Error Control Codes". Addison-Wesley, Inc., 1984.
- [9] Stephen B. Wicker. "Error Control Systems for Digital Communication and Storage". Ms Gra-Hill, Inc., 1995.
- [10] Anthony D. Whalen. "Detection of signals in noise". Academic Press, Inc., 1971.