

# Sistema de Comunicação com Múltiplas Portadoras $m$ -QAM Não-Ortogonais

Daniel Costa Araújo<sup>1</sup>, Antônio Macilio Pereira de Lucena<sup>2</sup>, João César Moura Mota<sup>1</sup>

**Resumo**— Neste trabalho, são propostas três arquiteturas de receptor para detecção de  $N$  sinais  $m$ -QAM não-ortogonais através do canal AWGN: receptor de máxima verossimilhança, receptor de erro quadrático médio mínimo e o receptor de forçagem a zero. É apresentado o desenvolvimento analítico do projeto de cada uma das arquiteturas propostas. O desempenho dos receptores propostos é avaliado em diferentes condições de número de portadoras e de grau de superposição espectral através de simulação computacional. Outra contribuição deste trabalho é a determinação da distância mínima entre sinais não-ortogonais em função do grau de superposição para  $N = 5$ . Por fim, são discutidos os resultados obtidos, assim como as perspectivas futuras de pesquisa.

**Palavras-Chave**— Portadoras Não-Ortogonais, detector de Máxima Verossimilhança, MMSE, Forçagem a zero.

**Abstract**— This article presents three architectures of receiver to detect  $N$  non-orthogonal  $m$ -QAM signals with through AWGN channel: maximum likelihood receiver, minimum mean square error receiver and zero-forcing receiver. It is made a analytical development of the project from each one of the proposed architecture. The performance of the proposed receiver and it is measured to different conditions of carrier number and spectral overlapping using computational simulation. Another contribution, it is the determination of the minimum distance among non-orthogonal signals according to spectral overlapping considering  $N = 5$ . Finally, the results are discussed as well as our future prospects of research.

**Keywords**— Non-Orthogonal carriers, Maximum Likelihood detector, MMSE, Zero-forcing.

## I. INTRODUÇÃO

A ortogonalidade entre sinais pode trazer grandes vantagens ao sistema de comunicação em termos de eficiência espectral e redução de potência. Exemplo disto é a modulação QAM (do inglês Quadrature Amplitude Modulation) que utiliza dois sinais PAM (do inglês Pulse Amplitude Modulation) ortogonais, na mesma frequência, para dobrar a eficiência espectral em relação ao sinal PAM. Outros sistemas de comunicação, tais como o OFDM (do inglês Orthogonal Frequency Division Multiplexing), também conseguem aumentar sua eficiência espectral usando sinais ortogonais [1], [2].

O OFDM é uma modulação eficiente para atingir altas taxas de transmissão em canais móveis [1], [2]. No entanto, o OFDM clássico com um pulso formatador retangular e suas portadoras ortogonais não é a melhor escolha para canais

dispersivos no tempo e na frequência [4], já que haverá a perda de ortogonalidade entre as portadoras e conseqüentemente interferência entre elas, resultando na queda de desempenho do sistema [3].

Apesar de sistemas que adotam sinais ortogonais para transmitir informação proporcionarem vantagens, como as mencionadas anteriormente, há canais em que não é possível manter a ortogonalidade, como os canais duplamente dispersivos. Por isso, os sinais não-ortogonais também estão presentes em muitos sistemas de comunicação [3], [5], [6].

Sistemas de transmissão com sinais não-ortogonais foram apresentados em [3], [4] e demonstram vantagens quando comparado com o OFDM clássico em canais duplamente dispersivos. Uma característica comum dos sistemas propostos naqueles trabalhos é que  $\Delta f \geq 1/T$ , em que  $\Delta f$  representa a separação em frequência entre as portadoras e  $T$  o período de símbolo.

Diferentemente dos sistemas descritos em [3] e [4], um outro sistema com sinais não-ortogonais foi proposto na literatura [7], em que duas portadoras  $m$ -QAM não-ortogonais, com  $\Delta f \leq 1/T$ , são transmitidas em um canal AWGN. Usando o detector de máxima verossimilhança, o sistema proposto, na condição de  $1 \geq \Delta f T > 0,6$ , tem uma taxa de erro de bits semelhante ao caso de duas portadoras ortogonais. Portanto, o sistema descrito em [7] apresenta um aumento na eficiência espectral quando comparado ao caso ortogonal.

Os resultados apresentados em [7] e [8] motivaram este trabalho que estuda um sistema de comunicação com  $N$  portadoras não-ortogonais e com superposição espectral. Desenvolve-se e compara-se três diferentes arquiteturas de receptores: um receptor baseado no critério de máxima verossimilhança (ML, do inglês Maximum Likelihood), outro receptor que minimiza o erro quadrático médio (MMSE, do inglês Minimum Mean Square Error) e um terceiro que se baseia na forçagem a zero (ZF, do inglês Zero Forcing) da interferência interportadoras.

A organização deste trabalho está da seguinte forma: na seção II apresenta-se o modelo de sistema, na Seção III, projeta-se o receptor de máxima verossimilhança e desenvolve-se o modelo do sistema discreto, na Seção IV, deriva-se os receptores MMSE e ZF. Por fim nas seções V e VI expõe-se os resultados e conclusões respectivamente.

## II. MODELO DO SISTEMA

No transmissor,  $N$  sinais  $m$ -QAM são combinados para formar  $M = m^N$  possíveis formas de ondas. A  $i$ -ésima forma de onda corresponde ao sinal equivalente em banda-básica expresso por:

Os autores são integrantes do Grupo de Processamento de Sinais e Informação (GPSI)<sup>1,2</sup>, Departamento de Engenharia de Teleinformática (DETI) da Universidade Federal do Ceará (UFC)<sup>1</sup> e Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE-Eusébio CE)<sup>2</sup>, Brasil, e-mails: {araujo,mota}@gtel.ufc.br, macilio@roen.inpe.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq, CAPES e FUNCAP.

$$s_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{i,n}(k) e^{j2\pi n \Delta f t} p(t - kT) \quad (1)$$

em que,  $i = 1, 2, \dots, M$ ,  $(k-1)T \leq t \leq kT$  é o intervalo de tempo correspondente ao  $k$ -ésimo símbolo transmitido,  $x_{i,n}(k)$  é o  $k$ -ésimo subsímbolo associado à  $n$ -ésima portadora  $m$ -QAM e é estatisticamente independente  $\forall n$  e  $k$ . O pulso formatador  $p(u)$  é retangular com amplitude unitária e  $u \in [0, T]$ . A variável  $\Delta f$  define o espaçamento entre as portadoras e  $\Delta f < 1/T$ . Nesta condição, há uma superposição espectral entre os lóbulos principais das subportadoras que compõe  $s_i(t)$  da Eq. (1).

O canal é considerado AWGN e o sinal no receptor é dado por:

$$r(t) = s_i(t) + q(t), \quad (2)$$

em que,  $q(t)$  representa o sinal de ruído equivalente em banda-básica, que é suposto branco, complexo, com distribuição gaussiana e densidade espectral de potência  $2N_o$  e média nula.

Este trabalho objetiva estudar diferentes configurações de receptor para detecção dos símbolos  $x_{i,n}(k)$ . Na próxima seção, apresenta-se a detecção de máxima verossimilhança.

### III. RECEPTOR DE MÁXIMA VEROSSIMILHANÇA

O receptor de máxima verossimilhança visa maximizar a função de densidade de probabilidade de  $r(t)$  condicionada ao conhecimento do sinal transmitido  $s_i(t)$ , denotada por  $f[r(t)/s_i(t)]$ . Esta estratégia de detecção é ótima para canais AWGN e pode ser implementada através do cálculo da distância mínima  $D_k[r(t), s_i(t)]$  para cada instante  $kT$ , representada pela Eq. (3) [9]

$$D_k[r(t), s_i(t)] = \int_{(k-1)T}^{kT} |r(t) - s_i(t)|^2 dt, \quad (3)$$

em que,  $i \in [1, M]$  e  $k \in \mathbb{N}$ .

Outra maneira de implementar o critério de máxima verossimilhança é através da maximização das  $M$  métricas de correlação  $C_k[r(t), s_i(t)]$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, M$ , representada pela Eq. (4) [9]:

$$C_k[r(t), s_i(t)] = 2Re \left\{ \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) s_i^*(t) dt \right\} - \int_{(k-1)T}^{kT} |s_i(t)|^2 dt. \quad (4)$$

Observe que o segundo termo da Eq. (4) representa a energia  $E_i(k)$  do sinal  $s_i(t)$  transmitido no intervalo de tempo  $(k-1)T \leq t \leq kT$ , e dada por:

$$E_i(k) = \int_{(k-1)T}^{kT} |s_i(t)|^2 dt = E_p \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} |x_{i,n}(k)|^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N-1} x_{i,n}(k) x_{i,m}^*(k) h_{n,m}(\Delta f T, k) \right\}, \quad (5)$$

em que,

$$h_{n,m}(\Delta f T, k) = \text{sinc}((n-m)\Delta f T) e^{j2\pi(n-m)\Delta f T(k-1/2)},$$

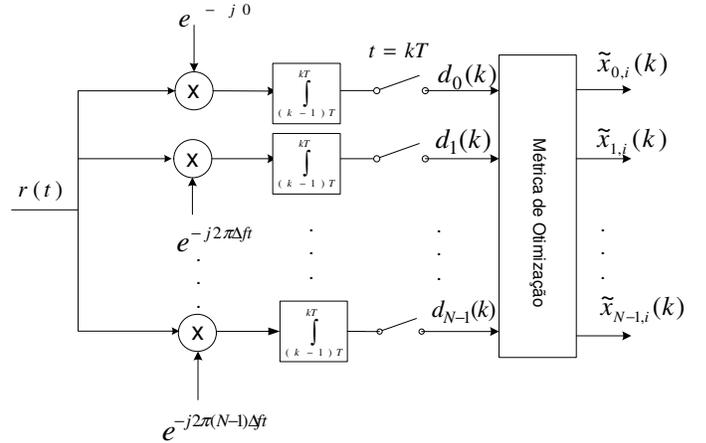


Fig. 1. Arquitetura do receptor de máxima verossimilhança.

e  $E_p = \int_0^T |p(t)|^2 dt$  é a energia do pulso  $p(t)$ . Note que,  $E_i(k)$  é uma função que depende dos símbolos  $m$ -QAM, do instante  $k$  e do fator  $\Delta f T$ , o qual indica o grau de superposição entre as portadoras.

Analisando o primeiro termo do segundo membro da Eq. (4) e substituindo  $s_i(t)$ , a métrica de correlação entre  $r(t)$  e  $s_i(t)$ , é dada por :

$$C_k[r(t), s_i(t)] = 2Re \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} x_{i,n}^*(k) \int_{(k-1)T}^{kT} r(t) e^{-j2\pi n \Delta f t} dt \right\} - E_i(k). \quad (6)$$

O receptor de máxima verossimilhança deve calcular a métrica de correlação expressa pela Eq. (6) para todas as possíveis formas de ondas transmitidas e decidir pelo conjunto de subsímbolos  $[x_{0,i}(k), x_{1,i}(k), \dots, x_{N-1,i}(k)]$  que maximiza tal métrica. A Fig. 1 mostra a arquitetura do receptor ML

É importante observar na Fig. 1 que as amostras na saída do integrador e do circuito amostrador possuem estatísticas suficientes para a detecção dos símbolos [7], [9].

A complexidade do detector de máxima verossimilhança cresce exponencialmente na forma de  $M = m^N$  sequências de símbolos. Tomando como exemplo um sistema 4-QAM com 16 portadoras, o detector deverá calcular  $4^{16}$  métricas de correlação  $C_k[r(t), s_i(t)]$ , um custo computacional elevado.

#### A. Modelo discreto do sinal

A arquitetura de máxima verossimilhança apresentada na seção anterior permite a derivação de um modelo discreto do sistema que apresenta-se em seguida. O sinal amostrado na saída do integrador na  $l$ -ésima frequência pode ser expresso por:

$$d_l(k) = T \{ x_l(k) + \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l}}^{N-1} x_n(k) h_{l,n}(\Delta f T, k) \} + z_l(k) \quad (7)$$

em que,  $d_l(k)$ ,  $x_l(k)$  e  $z_l(k) = \int_{(k-1)T}^{kT} q(t) e^{j2\pi l \Delta f t} dt$  representam respectivamente, as amostras dos sinais na saída do

integrador, os subsímbolos complexos transmitidos e o ruído presente na  $l$ -ésima portadora no instante  $k$ . Note que, na Eq. (7), o subsímbolo transmitido pela  $l$ -ésima portadora sofre interferência dos símbolos transmitidos nas outras  $(N - 1)$  portadoras e o grau de interferência aumenta a medida que  $\Delta fT$  se aproxima de zero.

Na Eq. (7), tem-se apenas a representação discreta da informação na  $l$ -ésima frequência, no entanto é desejável que o detector estime conjuntamente todos  $N$  símbolos  $m$ -QAM transmitidos. Para tal, utiliza-se a abordagem de transformação linear para expressar todas as equações, considerando os símbolos QAM desejados no instante de tempo  $kT$  conforme mostrado a seguir:

$$\mathbf{d}(k) = T\mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{z}(k) \quad (8)$$

em que,  $\mathbf{x}(k)$  é o vetor coluna dos  $N$  símbolos complexos transmitidos no instante discreto  $k$ ,  $\mathbf{H}(k)$  é a matriz de transformação definida por:

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 1 & \dots & h_{1,N-1}(\Delta fT, k) \\ h_{2,1}(\Delta fT, k) & \dots & h_{2,N-1}(\Delta fT, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N-1,1}(\Delta fT, k) & \dots & 1 \end{bmatrix},$$

e o vetor  $\mathbf{z}(k)$  representa a parcela de ruído complexo para cada um das  $N$  portadoras, sendo sua média nula e a matriz de correlação entre as amostras do sinal de ruído em cada uma das portadoras no instante  $kT$  dado por  $E\{\mathbf{z}(k)\mathbf{z}(k)^H\} = TN_o\mathbf{H}(k)$ .

Se o parâmetro  $\Delta fT = 1$ , então  $\mathbf{H}(k)$  torna-se diagonal, o ruído passa a ser branco e o problema se reduz a detecção de sinais ortogonais. Mas se  $\Delta fT < 1$ , observa-se que o sistema passa a ser variante no tempo.

A seguir é apresentada as metodologias de detecção ótima baseado na filtragem linear ótima.

#### IV. DETECÇÃO UTILIZANDO EQUALIZAÇÃO LINEAR

##### A. Receptor de erro quadrático médio mínimo

O detector de erro quadrático médio mínimo combina linearmente os sinais recebidos  $\{d_n(k), 0 \leq n \leq N - 1\}$  para realizar uma estimativa dos sinais transmitidos  $\{x_n(k), 0 \leq n \leq N - 1\}$  [9], [10]. A combinação linear é representada na forma matricial como se segue:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{W}^H(k)\mathbf{d}(k) \quad (9)$$

em que,  $\mathbf{W}(k)$  é uma matriz de filtragem  $N \times N$  no instante  $k$ , que minimiza o erro quadrático médio e é definida por  $\mathbf{W}(k) = [\mathbf{w}_0(k)\mathbf{w}_1(k)\mathbf{w}_2(k)\dots\mathbf{w}_{N-1}(k)]$ , em que as colunas e  $\mathbf{w}_n(k) = [w_{n,0}w_{n,1}w_{n,2}\dots w_{n,N-1}]^H$ ,  $n = \{0, 1, \dots, N - 1\}$ , são filtros com resposta ao impulso finitas associados a cada portadora. A função custo é dada por:

$$J[\mathbf{W}(k)] = E\{\|\mathbf{e}(k)\|^2\} = \|\mathbf{x}(k) - \mathbf{W}^H(k)\mathbf{d}(k)\|^2. \quad (10)$$

Minimizando a função custo  $J[\mathbf{W}(k)]$  em relação aos vetores  $\mathbf{w}_n(k)$ , temos que:

$$\frac{\partial J[\mathbf{W}(k)]}{\partial \mathbf{w}_n(k)} = -2E\{x_n^*(k)\mathbf{d}(k)\} + 2\mathbf{R}_{dd}\mathbf{w}_n(k)$$

$$\frac{\partial J[\mathbf{W}_o(k)]}{\partial \mathbf{w}_n(k)} = 0$$

$$\mathbf{w}_{o,l}(k) = \mathbf{R}_{dd}^{-1}\mathbf{p}_l(k) \quad (11)$$

em que,  $\mathbf{w}_{o,l}(k)$  é o filtro que minimiza o erro quadrático médio referente a  $l$ -ésima portadora,  $\mathbf{R}_{dd} = E\{\mathbf{d}(k)\mathbf{d}(k)^H\} = \mathbf{H}(k)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{H}(k)^H + N_oT\mathbf{H}(k)$ ,  $\mathbf{R}_{xx} = E\{\mathbf{x}(k)\mathbf{x}(k)^H\}$ ,  $\mathbf{p}_l(k) = E\{x_n^*(k)\mathbf{d}(k)\}$  e  $E\{\mathbf{z}(k)\mathbf{z}(k)^H\} = N_oT\mathbf{H}(k)$ . Portanto,

$$\mathbf{W}_o(k) = [\mathbf{w}_{o,0}(k) \quad \mathbf{w}_{o,1}(k) \quad \mathbf{w}_{o,2}(k) \quad \dots \quad \mathbf{w}_{o,N-1}(k)] ,$$

representa a matriz transformação ótima que combina linearmente as amostras recebidas como mostrado na Eq. (9).

No caso específico deste trabalho,  $\mathbf{R}_{xx} = \sigma_{xx}^2\mathbf{I}$ , em que  $\sigma_{xx}^2$  é a potência de cada subsímbolo transmitido,  $\mathbf{I}$  é a matriz identidade,  $\mathbf{H}(k)^H = \mathbf{H}(k)$ , portanto  $\mathbf{R}_{dd} = \sigma_{xx}^2\mathbf{H}(k)\mathbf{H}(k) + N_oT\mathbf{H}(k)$ . O vetor  $\mathbf{p}_l(k)$  é dado por:

$$\mathbf{p}_l(k) = [E\{x_l^*(k)d_1(k)\} \quad \dots \quad E\{x_l^*(k)d_{N-1}(k)\}]^T,$$

para calcular  $E\{x_l^*(k)d_n(k)\}$ , usa-se a Eq. (7), de maneira que:

$$E\{x_l^*(k)d_n(k)\} = \sum_{m=0}^{N-1} E\{x_l^*(k)x_m(k)\}h_{n,m}(\Delta fT, k) + E\{x_l^*(k)z_n(k)\}$$

$$E\{x_l^*(k)d_n(k)\} = \sigma_{xx}^2h_{n,l}(\Delta fT, k) \quad (12)$$

analisando a Eq. (12) é fácil notar que:

$$\mathbf{p}_l(k) = \sigma_{xx}^2 [h_{0,l}(\Delta fT, k) \quad \dots \quad h_{l-1,l}(\Delta fT, k) \quad 1 \\ h_{l+1,l}(\Delta fT, k) \quad \dots \quad h_{N-1,l}(\Delta fT, k)]^T.$$

Usando a Eq. (11), a matriz ótima  $\mathbf{W}_o(k)$  é

$$\mathbf{W}_o(k) = [\mathbf{R}_{dd}^{-1}\mathbf{p}_0(k) \quad \mathbf{R}_{dd}^{-1}\mathbf{p}_1(k) \quad \dots \quad \mathbf{R}_{dd}^{-1}\mathbf{p}_{N-1}(k)] ,$$

colcando  $\mathbf{R}_{dd}^{-1}(k)$  em evidência tem-se que:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_o(k) &= \sigma_{xx}^2\mathbf{R}_{dd}^{-1}\mathbf{H}(k) \\ \mathbf{W}_o(k) &= \sigma_{xx}^2(\sigma_{xx}^2)^{-1}(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}(k) + \frac{N_oT}{\sigma_{xx}^2}\mathbf{H}(k))^{-1}\mathbf{H}(k) \\ \mathbf{W}_o(k) &= (\mathbf{H}(k)\mathbf{H}(k) + \frac{T}{SNR}\mathbf{H}(k))^{-1}\mathbf{H}(k) \end{aligned} \quad (13)$$

em que,  $SNR = \frac{\sigma_{xx}^2}{N_o}$  define a relação sinal-ruído. A Fig. 2 representa a arquitetura do receptor com equalização de erro quadrático médio mínimo.

##### B. Detector com equalização de forçagem a zero.

Um equalizador de forçagem a zero também efetua uma transformação linear sobre os sinais recebidos  $\{d_n(k), 0 \leq n \leq N - 1\}$  de modo a estimar os subsímbolos transmitidos  $\{x_n(k), 0 \leq n \leq N - 1\}$ . A matriz  $\mathbf{W}(k)$  é selecionada de

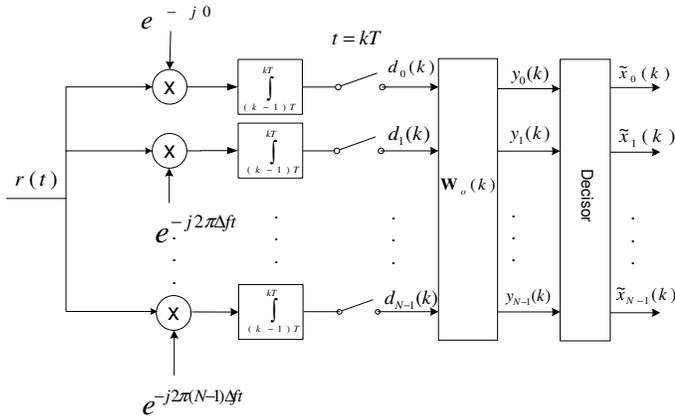


Fig. 2. Arquitetura do receptor com equalização de erro quadrático médio mínimo.

forma a cancelar completamente a interferência entre portadoras. Portanto  $\mathbf{W}^H(\mathbf{k}) = \mathbf{H}(\mathbf{k})^{-1}$  e o sinal transformado é [9], [10]:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}(k) &= \mathbf{H}(k)^{-1} \mathbf{d}(k) \\ &= \mathbf{x}(k) + \mathbf{H}(k)^{-1} \mathbf{z}(k). \end{aligned} \quad (14)$$

Note que, em  $\mathbf{y}(k)$ , não há interferência entre portadoras, no entanto, dependendo de  $\mathbf{H}(k)^{-1}$  pode haver amplificação da potência do ruído.

É importante ressaltar que existe uma relação entre o detector de erro quadrático médio mínimo e de forçagem a zero. Observe que na condição  $SNR \rightarrow \infty$ , o que significa dizer ausência de ruído, a Eq. (13) se reduz à:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_o(k) &= [\mathbf{H}(k)\mathbf{H}(k)]^{-1} \mathbf{H}(k) \\ \mathbf{W}_o(k) &= [\mathbf{H}(k)]^{-1}. \end{aligned} \quad (15)$$

Portanto, na condição de ausência de ruído o filtro de erro quadrático médio mínimo é igual ao filtro de forçagem a zero. Isso demonstra que a estratégia de forçagem a zero não leva em consideração a potência do ruído.

## V. RESULTADOS E SIMULAÇÕES

Utilizando o detector de máxima verossimilhança, apresentado na seção III, foi traçado na Fig. 3 a taxa de erro de bits (BER, *Bit Error Rate*) do sistema 4-QAM para duas portadoras, considerando o grau de superposição  $\Delta fT = 1; 0,8; 0,65; 0,6$  e  $0,5$ , medido na forma de taxa de erro de bits.

Nota-se que, o desempenho do sistema se manteve o mesmo para  $\Delta fT = 1; 0,8; 0,65$  e  $0,6$ . Isso significa dizer que, houve um aumento da superposição espectral sem nenhum aumento na BER. Esse resultado é promissor pois, considerando  $\Delta fT = 0,6$ , o sistema apresenta uma economia de banda de 40%, quando comparado ao 4-QAM com duas portadoras ortogonais.

A princípio o resultado apresentado na Fig. 3 pode parecer estranho, mas a explicação foi apresentada em [7] e [8] e

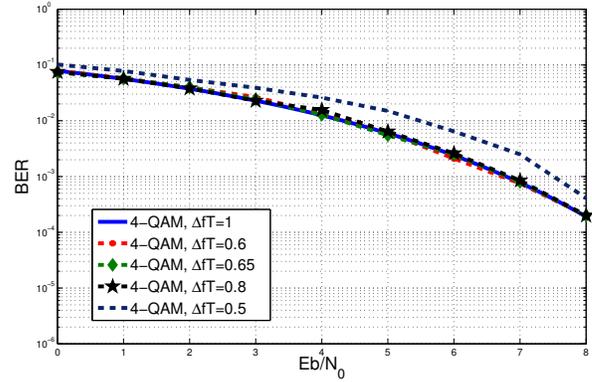


Fig. 3. Gráfico de desempenho do sistema 4-QAM com duas portadoras.

está relacionada a distância mínima entre os símbolos da constelação do sistema 4-QAM com duas portadoras não-ortogonais. É mostrado que para  $\Delta fT = 1$  até  $\Delta fT = 0,6$ , a distância mínima é  $2E_p$ , o qual corresponde ao mesmo valor do caso ortogonal.

O problema da distância é estudado para cinco portadoras. A Fig. 4 apresenta o gráfico da distância mínima para este caso. Observa-se que para o intervalo entre  $0,73 \leq \Delta fT \leq 1$  a distância mínima entre os símbolos é de  $2E_p$ . Portanto, dentro desta faixa de superposição o sistema com cinco portadoras não-ortogonais possui o desempenho igual ao caso ortogonal e representa uma economia de banda de até 27%. A determinação de uma solução analítica da distância para um número qualquer de portadoras ainda é objeto de pesquisa.

Simulou-se também o sistema com duas portadoras 4-QAM, utilizando-se as outras duas estratégias de detecção: MMSE e ZF. A Fig. 5 apresenta os resultados da simulação em que compara a BER para os três tipos de receptores, considerando  $\Delta fT = 0,6$ . Observe que comparando o detector máxima de verossimilhança com o de erro quadrático médio mínimo e o de forçagem a zero há uma perda de 1,0 dB e 1,3 dB respectivamente. Observa-se que o receptor de forçagem a zero obteve o pior desempenho, já que o detector de erro quadrático médio mínimo leva em consideração as características do ruído, enquanto que o detector de forçagem a zero não o considera.

Comparando a Fig. 5 e a Fig. 6, verifica-se um aumento na perda de desempenho entre os receptores lineares e o de máxima verossimilhança. O receptor de forçagem a zero possui uma perda de 3,5 dB, enquanto que o de erro quadrático médio mínimo perde 3 dB. Portanto, o aumento do número de portadoras causa uma degradação no desempenho dos equalizadores lineares.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi analisado o problema de portadoras não-ortogonais proposto em [7]. Desenvolveu-se um modelo para um número  $N$  de portadoras e foram propostas três arquiteturas de receptores.

Verificou-se que apesar da perda de ortogonalidade o desempenho do receptor de máxima verossimilhança se manteve

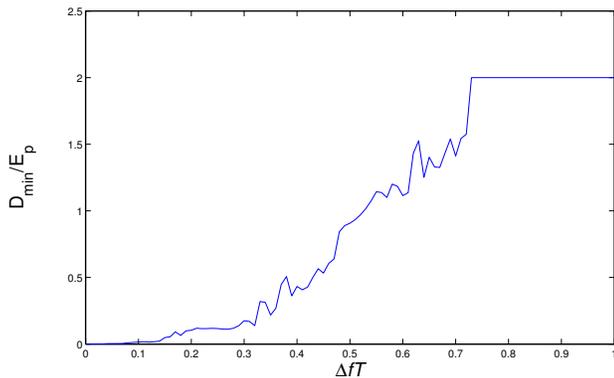


Fig. 4. Gráfico da distância mínima entre dois símbolos 4-QAM com cinco portadoras não ortogonais .

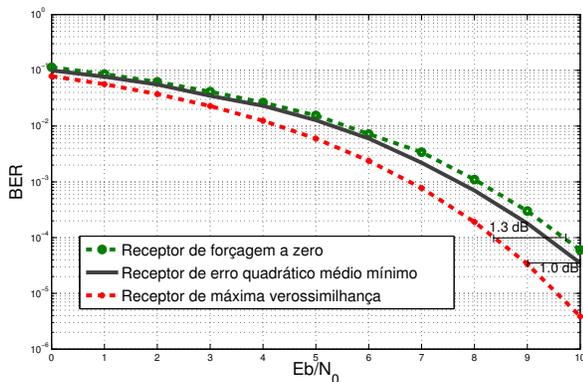


Fig. 5. Taxa de erro de bits para o detector de máxima verossimilhança, erro médio quadrático (MMSE) e o de forçagem a zero, para  $N = 2$  e  $\Delta fT = 0.6$ .

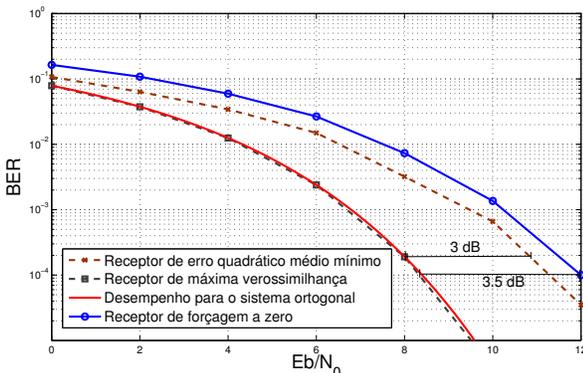


Fig. 6. Taxa de erro de bits para o detector de máxima verossimilhança, erro quadrático médio mínimo (MMSE) e o de forçagem a zero para  $N = 5$  e  $\Delta fT = 0.73$ .

o mesmo dependendo do grau de superposição. Este resultado já havia sido constatado em [7] para  $N = 2$  e foi constatado neste trabalho para  $N = 5$ . Através dos resultados demonstrados, observou-se que o sinal não-ortogonal 4-QAM possui desempenho igual ao 4-QAM ortogonal na condição de  $0,6 \leq \Delta fT \leq 1$  para  $N = 2$  e  $0,73 \leq \Delta fT \leq 1$  para  $N = 5$ . Isso significa dizer que há uma economia na largura de banda sem nenhum aumento da BER.

Os receptores de erro quadrático médio mínimo e forçagem a zero para o caso de duas portadoras demonstram uma perda de desempenho a medida que aumenta o número de portadoras. Esta perda é mais sensível no receptor de forçagem a zero, em que o problema de amplificação do ruído ficou evidente nos resultados.

O uso do receptor ótimo traz grandes vantagens como mencionado anteriormente, no entanto, o custo computacional é elevado. A complexidade do algoritmo cresce exponencialmente a medida que o número de portadoras aumenta ou a medida que a ordem da modulação cresce. Isso desperta a necessidade de pesquisar novas arquiteturas sub-ótimas de receptores, visando diminuir a complexidade computacional e aproximar-se do desempenho do receptor de máxima verossimilhança.

Como perspectivas futuras, além do estudo de receptores sub-ótimos, há a busca da solução analítica para a distância mínima entre os sinais não-ortogonais, assim como, tentar elucidar qual valor limite que  $\Delta fT$  assume para que dois sinais de  $N$  portadoras com um certo grau de superposição espectral possuam a distância mínima de  $2E_p$ .

## REFERÊNCIAS

- [1] Strohmmer, T.; Beaver, S.; , "Optimal OFDM design for time-frequency dispersive channels,"*Communications, IEEE Transactions on* , vol.51, no.7, pp. 1111- 1122, July 2003 doi: 10.1109/TCOMM.2003.814200.
- [2] Bingham J.A.C : "Multicarrier modulation data transmission: an idea whose time has come", *IEEE Trans. Commun. Mag*, 1990, vol. 28, no. 5, pp 5-14.
- [3] Kozek, W.; Molisch, A.F.; , "Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels,"*Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* , vol.16, no.8, pp.1579-1589, Oct 1998 doi: 10.1109/49.730463.
- [4] Schafhuber, D.; Matz, G.; Hlawatsch, F.; , "Pulse-shaping OFDM/BFDM systems for time-varying channels: ISI/ICI analysis, optimal pulse design, and efficient implementation,"*Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on* , vol.3, no., pp. 1012- 1016 vol.3, 15-18 Sept. 2002 doi: 10.1109/PIMRC.2002.1045180.
- [5] Varanasi, M.K.; Russ, A.; , "Noncoherent decorrelative detection for nonorthogonal multipulse modulation over the multiuser Gaussian channel,"*Communications, IEEE Transactions on* , vol.46, no.12, pp.1675-1684, Dec 1998 doi: 10.1109/26.737406.
- [6] McCloud, M.L.; Scharf, L.L.; , "MMSE multiuser detection for noncoherent non-orthogonal multipulse modulation,"*Information Theory, 2000. Proceedings. IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.356, 2000 doi: 10.1109/ISIT.2000.866654.
- [7] de Lucena, A.M.P.; Mota, J.C.M.; Cavalcante, C.C.; , "Optimum detection of non-orthogonal QAM signals with spectral overlapping,"*Communications, IET* , vol.3, no.2, pp.249-256, February 2009 doi: 10.1049/iet-com:20080157.
- [8] Lucena, A.M.P.: "Study on communication system with non-orthogonal signals overlapped in frequency", PhD Thesis, Federal University of Ceará-UFC, Brazil, 2006.
- [9] J. G. Proakis, "Digital Communications", 4rd ed. New York, McGrawHill, 2007.
- [10] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.