

# Detecção Ótima por Grupos em Sistemas com Transmissão em Blocos

Byron Maza, Raimundo Sampaio Neto e César A. Medina

**Resumo**—Os sistemas de transmissão em blocos, permitem a transmissão de  $N$  símbolos de forma simultânea, seja em modulação de portadora única ou multiportadora. A recepção ótima, no sentido de máxima verossimilhança em canais com multipercursos apresenta um custo computacional elevado de  $\mathcal{A}^N$ , onde  $\mathcal{A}$  é a ordem da constelação ( $\mathcal{A} = 2$  para BPSK). Para evitar este alto custo computacional é usual fazer a detecção símbolo a símbolo após a equalização. Neste trabalho é proposto um receptor com detecção por grupos que apresenta um bom compromisso entre complexidade computacional e desempenho em termos de taxa de erro médio de bit.

**Palavras-Chave**—OFDM, sistemas de portadora única, detecção por grupos, detecção ML

**Abstract**—Block transmission system, allows transmissions of  $N$  symbols simultaneously, with single carrier or multi-carrier modulation. Maximum likelihood optimal reception in multipath channels have a high computational cost of  $\mathcal{A}^N$ , where  $\mathcal{A}$  is the constellation order ( $\mathcal{A} = 2$  for BPSK). To avoid this cost is usual to make symbol by symbol detection after equalization. In this work we propose a receiver with group detection having a good trade of between computation complexity and bit error rate performance.

**Keywords**—OFDM, single carrier systems, groups detection, ML detection

## I. INTRODUÇÃO

A presença de canais multipercurso em um sistema de comunicação limita severamente o seu desempenho. Um dos efeitos deletérios deste tipo de canal quando sistemas convencionais de transmissão serial dos símbolos de informação são utilizados, é o surgimento da interferência entre símbolos (ISI). Uma alternativa para lidar com este problema é a adoção de transmissão por blocos (de símbolos), que dá lugar à presença de interferência entre blocos (IBI), mas que pode ser evitada por meio da inserção de um intervalo de guarda. A inserção de um intervalo de guarda apropriado permite também uma significativa simplificação do processo de estimação de canal/equalização na recepção, com este procedimento sendo realizado no domínio da frequência [1]-[3]. Após a inserção do intervalo de guarda, os blocos de símbolos resultantes podem ser transmitidos em forma de portadora única (SC-*Single Carrier Block Transmission*) [1] ou multiportadora (MC-*Multi Carrier Block Transmission*). Um esquema eficiente de transmissão multiportadora por blocos utiliza sub-portadoras mutuamente ortogonais dando lugar ao surgimento do OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*).

Byron Maza, Raimundo Sampaio Neto e César A. Medina Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro-RJ, Brasil, E-mails: bpmaza@utpl.edu.ec, raimundo@cetuc.puc-rio.br, csmolina@cetuc.puc-rio.br

Uma das técnicas mais utilizadas na equalização de sinais, em sistemas com transmissão em blocos é a assim chamada Zero-Forcing (ZF) [4] que consiste em uma transformação linear apropriada aplicada ao bloco recebido com o intuito de eliminar a interferência entre símbolos existente nas componentes deste bloco provocada pelo canal. Após a equalização os símbolos do bloco resultante são detectados símbolo-a-símbolo de forma independente. Para alguns tipos de transmissão em blocos, no entanto, a detecção independente símbolo-a-símbolo realizada após a equalização ZF, embora simples, é sub-ótima. O receptor ótimo, que detecta conjuntamente todos os símbolos do bloco resultante, tem entretanto uma complexidade que cresce exponencialmente com o número de símbolos do bloco, o que inviabiliza a sua utilização em sistemas práticos com um número elevado de símbolos transmitidos por bloco.

Neste artigo é proposto um receptor com detecção por grupos que apresenta uma complexidade intermediária entre o receptor ótimo e os receptores que utilizam detecção símbolo-a-símbolo em sistemas com transmissão em blocos. O tipo de estrutura idealizada agrupa as componentes do bloco equalizado em sub-grupos e realiza detecção conjunta ótima dos símbolos em cada sub-grupo [5]-[8].

Este artigo esta estruturado da seguinte forma. Secção II descreve o modelo dos sistemas de transmissão em blocos. A detecção ótima por grupos é descrita na Secção III. A Secção IV aborda a estratégia de agrupamento. A Secção V apresenta os resultados de experiencias realizadas e finalmente a Secção VI apresenta as conclusões.

## II. MODELO DOS SISTEMAS SC E MC

Considera-se a transmissão de símbolos BPSK,  $b_n \in \{\pm 1\}$ , i.i.d. (independentes identicamente distribuídos). O transmissor primeiro agrupa os símbolos em um vetor de tamanho  $N$ ,  $\mathbf{b}(i) = [b_0(iN), b_1(iN), \dots, b_{N-1}(iN)]^T$ , onde  $b_n(iN) = b(iN + n)$ ;  $n = 0, \dots, N - 1$ . Em seguida uma matriz  $\mathbf{F}$  de dimensão  $N \times N$ , é aplicada ao vetor  $\mathbf{b}(i)$ , onde  $\mathbf{F}$  é igual à matriz identidade  $\mathbf{I}_N$  no caso de modulação em portadora única (SC), ou  $\mathbf{F} = \mathbf{W}_N^H$  no caso multiportadora (OFDM), onde  $\mathbf{W}_N$  é a matriz que implementa a transformada discreta de Fourier normalizada, sendo que  $\mathbf{W}_N \mathbf{W}_N^H = \mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$ , e  $(\cdot)^H$  denota o operador hermitiano. Antes da transmissão, um intervalo de guarda é inserido no bloco de informação de forma a permitir a eliminação da interferência entre blocos sucessivos após o processamento no receptor. Os tipos de intervalo de guarda mais utilizados na literatura são ZP (*Zero-Padding*) e CP (*Cyclic-Prefix*) [9]. A inserção deste intervalo

é representada pela matriz  $\mathbf{T}$ , de tamanho  $M \times N$ :

$$\mathbf{T}_{zp} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \mathbf{0}_{L \times N} \end{bmatrix}, \text{ e } \mathbf{T}_{cp} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{cp} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix}, \quad (1)$$

onde  $\mathbf{0}_{L \times N}$  é uma matriz de zeros de dimensão  $L \times N$  e  $\mathbf{I}_{cp}$  de tamanho  $L \times N$  é a matriz que contém as últimas  $L$  linhas da matriz identidade de  $\mathbf{I}_N$ .

O modelo discreto do sinal recebido  $\mathbf{r}(i)$  de dimensão  $M \times 1$  é representado por:

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{H}(i)\mathbf{T}\mathbf{f}\mathbf{b}(i) + \mathbf{q}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (2)$$

onde  $\mathbf{q}(i)$  representa a interferência entre blocos,  $\mathbf{n}(i)$  é vetor de ruído complexo gaussiano branco com média nula e matriz covariância  $\mathbb{E}[\mathbf{n}(i)\mathbf{n}^H(i)] = \sigma^2\mathbf{I}_M$ , e  $\mathbf{H}(i)$  é uma matriz Toeplitz triangular inferior de tamanho  $M \times M$ , que representa a convolução entre o sinal transmitido e o canal de transmissão, modelado neste caso como um filtro FIR  $\mathbf{h}(i) = [h_0, h_1, \dots, h_{P-1}]^T$ , de tamanho  $P$  (ordem  $P - 1$ ).

No receptor, como é indicado na Figura 1, é realizado o processamento do intervalo de guarda por meio da matriz  $\mathbf{R}$ . No caso CP o intervalo de guarda é retirado do sinal recebido em (2), esta operação é representada pela matriz

$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{cp} = [\mathbf{0}_{N \times L}; \mathbf{I}_N]$  de tamanho  $N \times M$ . No caso do intervalo de guarda ser do tipo ZP, ele é mantido, e portanto,  $\mathbf{R} = \mathbf{R}_{zp} = \mathbf{I}_M$ . Em ambos casos, CP e ZP,  $\mathbf{R}\mathbf{q}(i) = \mathbf{0}$ . No caso CP a inserção e a remoção da faixa de guarda faz com que a matriz  $\mathbf{H}(i)$  em (2), se torne numa matriz circulante de tamanho  $N \times N$ , isto é,  $\mathbf{H}_c(i) = \mathbf{R}_{cp}\mathbf{H}(i)\mathbf{T}_{cp}$ . Por outro lado, no caso ZP a estrutura de  $\mathbf{T}_{zp}$  e  $\mathbf{H}(i)$  fazem com que a multiplicação  $\mathbf{H}(i)\mathbf{T}_{zp}$  seja equivalente a  $\mathbf{H}_c(i)\mathbf{T}_{zp}$ , onde  $\mathbf{H}_c(i)$  é uma matriz circulante de tamanho  $M \times M$ . O vetor  $\mathbf{R}\mathbf{r}(i)$ , é então transformado para o domínio da frequência, de forma a simplificar o processo de equalização. Esta transformação é realizada por meio da multiplicação pela matriz  $\mathbf{W}$  (com as dimensões apropriadas) que implementa a transformada discreta de Fourier. Considerando que uma matriz circulante pode ser decomposta na forma  $\mathbf{H}_c(i) = \mathbf{W}^H\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}$ , onde  $\tilde{\mathbf{H}}_d(i)$  é uma matriz diagonal que contém em sua diagonal a resposta de frequência do canal discreto e após manipulações algébricas, o vetor resultante pode ser escrito, para cada caso, como:

- 1) Caso SC-CP, vetor observado de dimensão  $N \times 1$

$$\mathbf{y}(i) = \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}_N}_{\mathbf{v}}\mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{W}_N\mathbf{R}_{cp}\mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \quad (3)$$

- 2) Caso SC-ZP, vetor observado de dimensão  $M \times 1$

$$\mathbf{y}(i) = \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}_M\mathbf{T}_{zp}}_{\mathbf{v}}\mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{W}_M\mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \quad (4)$$

- 3) Caso MC-CP, vetor observado de dimensão  $N \times 1$

$$\mathbf{y}(i) = \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{I}_N}_{\mathbf{v}}\mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{W}_N\mathbf{R}_{cp}\mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \quad (5)$$

- 4) Caso MC-ZP, vetor observado de dimensão  $M \times 1$

$$\mathbf{y}(i) = \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}_M\mathbf{T}_{zp}\mathbf{W}_N^H}_{\mathbf{v}}\mathbf{b}(i) + \underbrace{\mathbf{W}_M\mathbf{n}(i)}_{\tilde{\mathbf{n}}(i)} \quad (6)$$

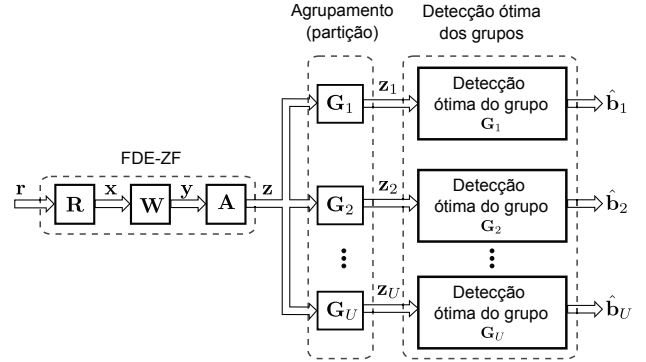


Fig. 1. Esquema de detecção em grupos

Após equalização, a detecção convencional é realizada símbolo a símbolo por meio de:

$$\begin{aligned} \hat{b}_n(i) &= \text{sign}[\Re\{(\mathbf{A}(i)\mathbf{y}(i))_n\}] \\ &= \text{sign}[\Re\{(\mathbf{z}(i))_n\}]; \quad n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (7)$$

onde  $\text{sign}(\cdot)$  é a função *signum*,  $\Re\{c\}$  retorna a parte real do complexo  $c$  e  $(\mathbf{x})_n$  denota o  $n$ -ésimo elemento do vector  $\mathbf{x}$ . Este trabalho considera o equalizador ZF,  $\mathbf{A}(i) = (\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{V})^\dagger$  e  $(\cdot)^\dagger$  representa a operação pseudo-inversa e o vetor  $\mathbf{z}(i)$  de dimensão  $N \times 1$  é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(i) &= \mathbf{A}(i)\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{V}\mathbf{b}(i) + \tilde{\mathbf{n}}(i) \\ &= \mathbf{b}(i) + \mathbf{A}(i)\tilde{\mathbf{n}}(i) \\ &= \mathbf{b}(i) + \mathbf{n}_z(i) \end{aligned} \quad (8)$$

onde  $\mathbf{n}_z(i)$  é o vetor de ruído após a equalização, cuja matriz covariância  $\mathbf{K}_{\mathbf{n}_z} = \mathbf{A}(i)\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}}\mathbf{A}^H(i)$  de dimensão  $N \times N$ , depende do sistema empregado, resultando para cada caso:

$$\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{zp}}^{sc} = \sigma^2[\mathbf{W}_{MN}^H\tilde{\mathbf{H}}_d^H(i)\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}_{MN}]^{-1} \quad (9)$$

$$\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{zp}}^{mc} = \sigma^2\mathbf{W}_N[\mathbf{W}_{MN}^H\tilde{\mathbf{H}}_d^H(i)\tilde{\mathbf{H}}_d(i)\mathbf{W}_{MN}]^{-1}\mathbf{W}_N^H \quad (10)$$

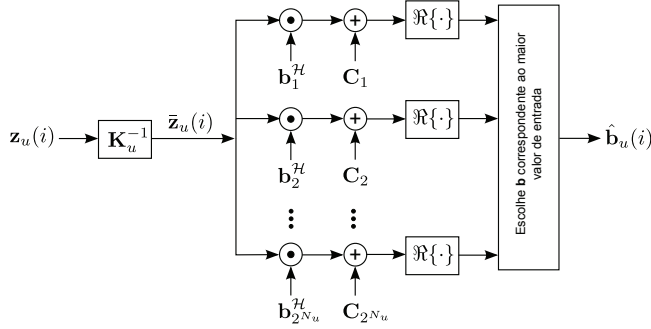
$$\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{cp}}^{sc} = \sigma^2\mathbf{W}_N^H\tilde{\mathbf{H}}_d^{-1}(i)(\tilde{\mathbf{H}}_d^{-1})^H(i)\mathbf{W}_N \quad (11)$$

$$\mathbf{K}_{\mathbf{n}_{cp}}^{mc} = \sigma^2\tilde{\mathbf{H}}_d^{-1}(i)(\tilde{\mathbf{H}}_d^{-1})^H(i), \quad (12)$$

onde  $\mathbf{W}_{MN}$  é a matriz que contém as  $N$  primeiras colunas de  $\mathbf{W}_M$ . Note-se que apenas no caso MC-CP a matriz covariância do ruído em (8) é diagonal, ou seja o ruído possui componentes descorrelatadas. A detecção ótima reduz-se, neste caso, à detecção símbolo-a-símbolo usual. Já para os outros casos, onde o ruído tem componentes correlatadas, a detecção símbolo-a-símbolo, embora simples, é sub-ótima.

### III. DETECÇÃO ÓTIMA POR GRUPOS

Esta seção considera, para os casos SC-CP, SC-ZP e MC-ZP, um receptor com detecção por grupos que apresenta uma complexidade intermediária entre o receptor ótimo e os receptores que utilizam detecção símbolo-a-símbolo em sistemas com transmissão em blocos. O tipo de estrutura idealizada agrupa as componentes do bloco equalizado em sub-grupos e realiza detecção conjunta ótima dos símbolos em cada sub-grupo. Este procedimento é descrito com detalhes a seguir.



$$C_j = -\frac{1}{2} \|\mathbf{K}_u^{-\frac{1}{2}} \mathbf{b}_j\|^2 = -\frac{1}{2} \mathbf{b}_j^H \mathbf{K}_u^{-1} \mathbf{b}_j \quad j = 1, 2, 3, \dots, 2^{N_u}$$

 Fig. 2. Estrutura do estágio de detecção ótima do  $u$ -ésimo grupo

### A. Agrupamento

Neste estágio o bloco de  $N$  símbolos  $\mathbf{z}(i)$  em (8), é particionado em  $U$  grupos. O agrupamento dos símbolos de cada grupo é feito baseado num critério que será apresentado na secção seguinte. O  $u$ -ésimo vetor do grupo com  $N_u$  símbolos,  $\mathbf{z}_u(i)$  ao final do estágio de agrupamento é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_u(i) &= \mathbf{G}_u \mathbf{z}(i) \\ &= \mathbf{b}_u(i) + \mathbf{n}_u(i) \end{aligned} \quad (13)$$

onde  $u \in \{1, 2, \dots, U\}$  é o índice do grupo, e  $U$  é o número total dos grupos formados tal que  $\sum_{u=1}^U N_u = N$ .  $\mathbf{G}_u$  é uma matriz de dimensão  $N_u \times N$  que forma o  $u$ -ésimo grupo através da concatenação das linhas da matriz identidade  $N \times N$  correspondente aos símbolos que se deseja agrupar. O  $u$ -ésimo vetor de símbolos de informação transmitido é  $\mathbf{b}_u(i) = \mathbf{G}_u \mathbf{b}(i)$ , e o  $u$ -ésimo vetor de ruído colorido é  $\mathbf{n}_u(i) = \mathbf{G}_u \mathbf{n}_z(i)$ , cuja matriz de covariância é

$$\mathbf{K}_u = \mathbf{G}_u \mathbf{K}_{\mathbf{n}_z} \mathbf{G}_u^T \quad (14)$$

### B. Detecção de máxima verossimilhança (ML) por grupo

Neste estágio, os símbolos pertencentes ao mesmo grupo são detectados de forma ótima no sentido ML. O vetor  $\mathbf{n}_u(i)$  de ruído do  $u$ -ésimo grupo é colorido, assim o detetor ótimo do  $u$ -ésimo grupo realiza a detecção de máxima verossimilhança em presença de ruído complexo gaussiano colorido:

$$\hat{\mathbf{b}}_u(i) = \arg \min_{\mathbf{b} \in \mathcal{B}_u} \left[ \|\mathbf{K}_u^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{z}_u(i) - \mathbf{b})\|^2 \right] \quad (15)$$

$$\begin{aligned} &= \arg \max_{\mathbf{b} \in \mathcal{B}_u} \left[ \Re\{\mathbf{b}^H \mathbf{K}_u^{-1} \mathbf{z}_u(i)\} \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \|\mathbf{K}_u^{-\frac{1}{2}} \mathbf{b}\|^2 \right] \end{aligned} \quad (16)$$

onde  $\mathcal{B}_u = \{-1, +1\}^{N_u}$ . Observe-se que em (15)  $\mathbf{K}_u^{-\frac{1}{2}}$  atua como uma matriz de branqueamento do ruído, então (15) pode ser vista como um detetor de mínima distância aos novos pontos  $\mathbf{K}_u^{-\frac{1}{2}} \mathbf{b}_u$  da constelação. A estrutura de detecção de blocos é mostrada na Figura 2.

## IV. ESTRATÉGIAS DE AGRUPAMENTO

Neste trabalho utiliza-se um critério de agrupamento tal que a probabilidade de erro de bit do símbolo com pior desempenho seja minimizada [5], [8]. A configuração ou conjunto das matrizes transformação de grupo

$$\mathcal{G}(U, N_1, \dots, N_U) = \{\mathbf{G}_1 \mid \mathbf{G}_2 \mid \dots \mid \mathbf{G}_U\}$$

define as possíveis partições dos símbolos. Para uma tupla dada  $(U, N_1, \dots, N_U)$ , tem-se que o número total de possíveis configurações do estágio de agrupamento é dado por [5], [8]:

$$\Omega = \frac{\prod_{i=1}^U \binom{N - s_i}{N_i}}{N_u^{max}} \prod_{n=1}^U \Delta(n)! \quad (17)$$

onde  $\binom{n}{k}$  é o coeficiente binomial para  $n$  e  $k$ ,  $U$  o número total de grupos em uma configuração dada  $\Pi_\omega$ ,  $N$  o número total de símbolos do sistema,  $s_i$  satisfaz

$$s_i = \sum_{u=0}^{i-1} N_u, \text{ com } N_0 \triangleq 0; \quad (18)$$

onde  $N_u$  é o número de linhas da matriz  $\mathbf{G}_u$ , para uma configuração dada. Finalmente em (17),  $\Delta(n)$  é o número de grupos com  $n$  símbolos e  $N_u^{max} = \max_{1 \leq u \leq U} (N_u)$ . Definida a configuração do estágio de agrupamento, o número de grupos e o tamanho da configuração do grupo, aplica-se o critério para a formação dos grupos. Neste trabalho o critério consiste na escolha da configuração  $\Pi_\omega$ , tal que a probabilidade de erro de bit do símbolo com pior desempenho seja minimizada. A configuração  $\Pi_{escolhida}$  que satisfaz este critério pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \Pi_{escolhida} &= \arg \min_{1 \leq \omega \leq \Omega} \left[ \max_{\substack{1 \leq u \leq U \\ 1 \leq n \leq N_U}} P_n(\mathbf{G}_u) \right] \\ &= \arg \min_{1 \leq \omega \leq \Omega} f(\Pi_\omega) \end{aligned} \quad (19)$$

Nota-se que em (19), para uma dada configuração  $\Pi_\omega$ ,  $f(\cdot)$  retorna o valor da probabilidade de erro de bit associado ao símbolo com pior desempenho. A probabilidade de erro de bit para o  $n$ -ésimo símbolo do  $u$ -ésimo grupo,  $\mathbf{G}_u$ , pode ser aproximada por [5], [8]:

$$P_n(\mathbf{G}_u) \sim Q \left( \sqrt{\frac{d_n^2(\mathbf{G}_u)}{\sigma^2}} \right) \quad (20)$$

onde

$$d_n^2(\mathbf{G}_u) = \min_{\mathbf{e} \in \mathcal{E}_{n,u}} \mathbf{e}^T \mathbf{K}_u^{-1} \mathbf{e} \quad (21)$$

é definida como a distância mínima para o  $n$ -ésimo símbolo com

$$\mathcal{E}_{n,u} = \{\mathbf{e} \in \{-1, 0, +1\}^{N_u} : e_n = 1\}.$$

Assim, o problema da procura do símbolo com pior desempenho na configuração dada é equivalente ao problema de procurar o símbolo que conduz ao mínimo valor de  $d_n^2(\mathbf{G}_u)$  para  $1 \leq u \leq U$  em (20). Para se identificar o grupo e em

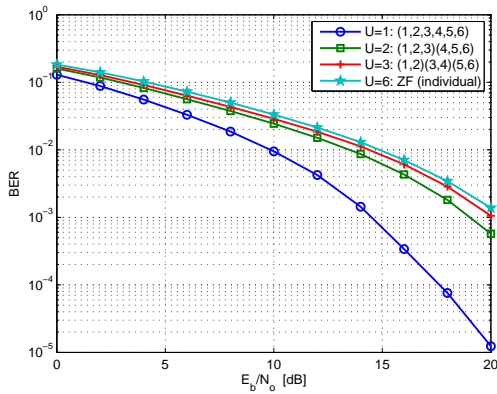


Fig. 3. Taxa de erro de bit (BER) versus  $\frac{E_b}{N_0}$  (dB) para SC-CP com detecção por grupos

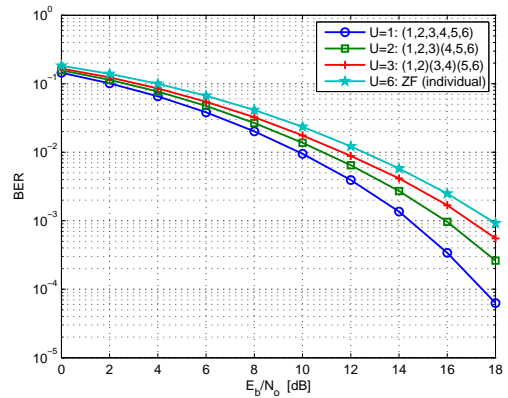


Fig. 4. Taxa de erro de bit (BER) versus  $\frac{E_b}{N_0}$  (dB) para SC-ZP com detecção por grupos

consequência o símbolo com pior desempenho dentro de uma determinada configuração  $\Pi_\omega$ , a expressão utilizada é:

$$g(\Pi_\omega) = \min_{1 \leq u \leq U} \{d_{min}^2(\mathbf{G}_u)\}, \quad (22)$$

com

$$d_{min}^2(\mathbf{G}_u) = \min_{1 \leq i \leq N_u} \{d_i^2(\mathbf{G}_u)\} \quad (23)$$

denotando o menor valor de  $d_i^2(\mathbf{G}_u)$  dentre os símbolos pertencentes ao grupo  $\mathbf{G}_u$ . Uma vez identificado o símbolo com pior desempenho em cada uma das possíveis configurações definidas para o estágio de agrupamento, a configuração que minimiza a probabilidade de erro do símbolo com pior desempenho no sistema é:

$$\Pi_{escolhida} = \arg \max_{1 \leq \omega \leq \Omega} g(\Pi_\omega). \quad (24)$$

Depois de realizado o processo de procura, o receptor adota a configuração  $\Pi_{escolhida}$  e os grupos são sequencialmente detectados no estágio de detecção de máxima verossimilhança. O procedimento para encontrar a configuração  $\Pi_{escolhida}$  é resumido na Tabela I.

## V. RESULTADOS

Para avaliar a estratégia de detecção ótima por grupos proposto para os sistemas SC-CP, SC-ZP e MC-ZP, considera-se a transmissão de blocos de  $N = 6$  símbolos BPKS, i.i.d. Em todos os casos o canal é modelado como um filtro FIR de tamanho  $P = 4$ , o tamanho da faixa de guarda é  $L = 4$ . O desempenho é obtido em termos de taxa de erro de bit (BER) média do bloco recuperado versus  $E_b/N_0$ , onde  $E_b$  é a energia de bit transmitido e  $N_0/2$  é a densidade espectral de ruído. Os resultados são a média de 100 simulações cada uma com 10000 blocos de símbolos transmitidos.

### A. Experimento 1

No primeiro experimento considera-se um canal *fixo aleatório*. O canal neste caso é modelado como um filtro FIR,  $\mathbf{h}(i) = [\alpha_1 p_1, \dots, \alpha_4 p_4]$ , onde  $\alpha_k$ ,  $k = 1, 2, 3, 4$ , são variáveis aleatórias i.i.d., complexas gaussianas com média nula e  $\mathbb{E}[|\alpha_k|^2] = 1$ , e  $p_k$  são os pesos fixos (perfil de

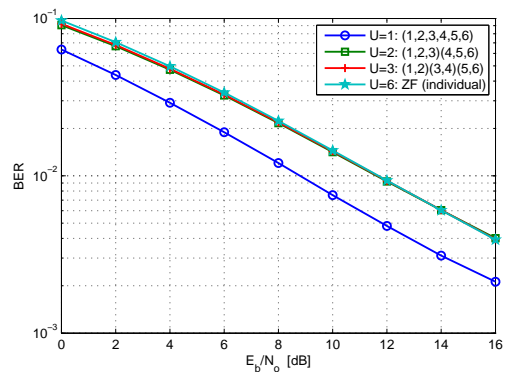


Fig. 5. Taxa de erro de bit (BER) versus  $\frac{E_b}{N_0}$  (dB) para OFDM-ZP com detecção por grupos

potência dos retardos), tal que  $\sum_{l=0}^{P-1} p_l^2 = 1$ , para este caso utilizou-se  $p_1 = 0,86$ ,  $p_2 = 0,43$ ,  $p_3 = 0,21$  e  $p_4 = 0,10$ . As figuras 3, 4 e 5, apresentam a taxa de erro média de bit versus  $E_b/N_0$  para os sistemas considerados. Quatro agrupamentos diferentes foram utilizados:  $U = 1$ : (1, 2, 3, 4, 5, 6),  $U = 2$ : (1, 2, 3)(4, 5, 6),  $U = 3$ : (1, 2)(3, 4)(5, 6) e  $U = 6$ : (1)(2)(3)(4)(5)(6),  $U$  indica o número total de grupos de uma configuração dada, sendo que quando  $U = 1$  a detecção é realizada em um grupo formado por todos os  $N$  símbolos (detecção ótima global), enquanto que com  $U = 6$  a detecção é realizada símbolo-a-símbolo, e corresponde portanto, ao receptor ZF convencional. Observa-se que a medida que  $U$  aumenta o desempenho do receptor piora. A complexidade do receptor pode ser superficialmente avaliada por  $U \times 2^{N_u}$ , assim, para os receptores com  $U = 1$ ,  $U = 2$ ,  $U = 3$  e  $U = 6$  a complexidade é 64, 16, 12 e 12 respectivamente. No caso SC-ZP, por exemplo, o ganho de potência referido ao receptor convencional, para uma BER  $10^{-3}$  dos receptores com  $U = 2$  e  $U = 3$  é de 2 e 1 dB respectivamente. Para este caso os receptores propostos apresentam um bom compromisso entre a complexidade e a BER. Da Figura 5 observa-se que o sistema MC-ZP apresentou ganho de desempenho quando todos os  $N$  símbolos do bloco foram agrupados.

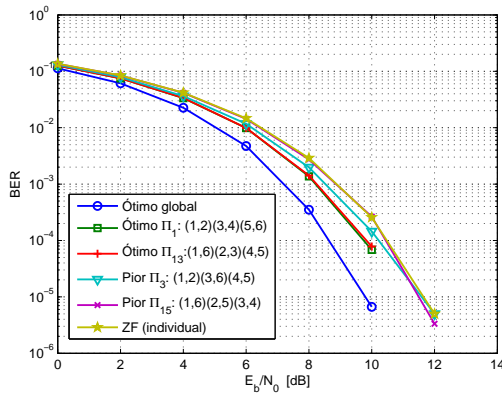


Fig. 6. Taxa de erro de bit (BER) versus  $\frac{E_b}{N_0}$  (dB) para SC-CP com detecção ótima por grupos

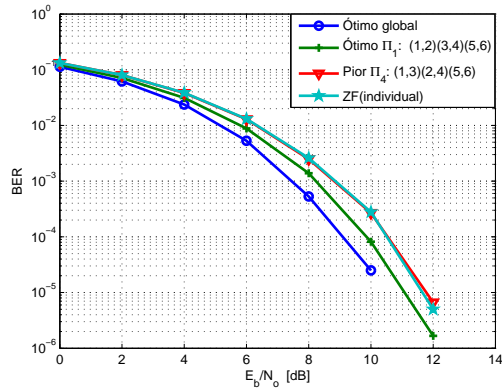


Fig. 7. Taxa de erro de bit (BER) versus  $\frac{E_b}{N_0}$  (dB) para SC-ZP com detecção ótima por grupos

### B. Experimento 2

No segundo experimento utilizou-se um canal *fixo* modelado como um filtro  $\mathbf{h}(i) = [0, 86, 0, 43, 0, 21, 0, 10]$  a escolha dos grupos é realizada seguindo o procedimento descrito na Seção IV. Para este caso considerou-se configurações de três grupos ( $U = 3$ ), cada um deles têm dois símbolos  $N_1 = N_2 = N_3 = 2$ . Usando (17) tem-se  $\Omega = 15$  possíveis configurações. Realizado o procedimento da Tabela I, o resultado das configurações escolhidas foram:

- 1) SC-CP:  $\Pi_1 = (1, 2)(3, 4)(5, 6)$  e  $\Pi_{13} = (1, 6)(2, 3)(4, 5)$
- 2) SC-ZP:  $\Pi_1 = (1, 2)(3, 4)(5, 6)$
- 3) MC-ZP:  $\Pi_3 = (1, 2)(3, 6)(4, 5)$ ,  $\Pi_6 = (1, 3)(2, 6)(4, 5)$  e  $\Pi_{13} = (1, 6)(2, 3)(4, 5)$ .

As Figuras 6 e 7 mostram os resultados obtidos com os agrupamentos originados com a métrica proposta, observa-se que para SC-CP e SC-ZP obtém-se para o grupo ótimo um ganho de 1 dB referido ao receptor convencional. Os resultados confirmam também o desempenho inferior resultante de agrupamentos diferentes do ótimo. As curvas referentes ao caso MC-ZP não foram incluídas, uma vez que, à semelhança da Figura 5, não apresentam diferenças perceptíveis entre os desempenhos do receptor ótimo por grupos de 2 e o detector

convencional.

TABELA I

ESTRATÉGIA DE IMPLEMENTAÇÃO DE AGRUPAMENTO PROPOSTO

---

**Data:**  $U, N_1, N_2, \dots, N_U$

- 1 Compute  $\Omega$
- 2 for  $\omega = 1, 2, \dots, \Omega$  do
- 3     for  $u = 1, 2, \dots, U$  do
- 4         for  $n = 1, 2, \dots, N_U$  do
- 5             Compute  $d_n^2(\mathbf{G}_u) = \min_{\mathbf{e} \in \mathcal{E}_{n,u}} \mathbf{e}^T \mathbf{K}_u^{-1} \mathbf{e}$   
               with  $\mathcal{E}_{n,u} = \{\mathbf{e} \in \{-1, 0, +1\}^{N_u} : e_n = 1\}$
- 6             Identify  $d_{min}^2(\mathbf{G}_u) = \min_{1 \leq n \leq N_u} \{d_n^2(\mathbf{G}_u)\}$
- 7         Identify  $g(\Pi_\omega) = \min_{1 \leq u \leq U} \{d_{min}^2(\mathbf{G}_u)\}$
- 8 Identify  $\Pi_{chosen} = \max_{1 \leq \omega \leq \Omega}^{-1} g(\Pi_\omega)$

---

## VI. CONCLUSÕES

Este artigo propôs um receptor com detecção por grupos que apresenta uma complexidade intermediária entre o receptor ótimo e os receptores usuais que utilizam detecção símbolo-a-símbolo após a equalização em sistemas com transmissão em blocos. Considerando-se o compromisso entre desempenho e complexidade, os resultados obtidos, embora limitados a blocos com um número pequeno de símbolos, mostraram-se promissores. A procura por algoritmos de busca subótimos eficientes que evitem uma busca exaustiva pelo agrupamento ótimo, utilizada aqui, e a sua aplicação em sistemas com um número elevado de símbolos por bloco estão sendo realizadas.

## REFERÊNCIAS

- [1] B. R. da Costa, T. T. V. Vinhoza, R. Sampaio-Neto, and R. C. de Lamare, "Equalização Adaptativa no Domínio da Freqüência para Sistemas com Transmissão em Blocos," *XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBTr'2007)*, setembro 2007.
- [2] F. D. Backx, T. T. V. Vinhoza, and R. Sampaio-Neto, "Blind Channel Estimation for Zero-Padded OFDM Systems Based on Correlation Matching," in *Proc. VTC-2007 Fall Vehicular Technology Conf. 2007 IEEE 66th*, 2007, pp. 1308–1311.
- [3] —, "Power Techniques for Blind Channel Estimation in Zero-Padded OFDM Systems," in *Proc. IEEE 18th Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2007*, 2007, pp. 1–5.
- [4] Z. Wang and G. B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications: Where Fourier meets Shannon," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 29–47, maio 2000.
- [5] M. F. Marçal, "Recepção Multiusuário com detecção ótima por grupos em sistemas com múltiplo acesso CDMA," Master's thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Abril 2002.
- [6] F. D. Backx and R. Sampaio-Neto, "Detecção Multiusuário Ótima por Grupos em Sistemas DS/CDMA M-PSK com Codificação Convolutiva," *Anais do XXI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Belém*, setembro 2004.
- [7] —, "Detecção Multiusuário e Estimação de Canal Conjunta por Grupos em Sistemas DS/CDMA com Codificação Convolutiva," *Anais do XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Campinas, SP*, setembro 2005.
- [8] M. F. Marçal, T. T. V. Vinhoza, F. D. Backx, and R. Sampaio-Neto, "A grouping strategy for parallel group detection in synchronous gaussian CDMA channels," in *Proc. Int. Telecommunications Symp.*, 2006, pp. 426–431.
- [9] B. Muquet, Z. Wang, G. B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, "Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?" *IEEE Transactions on Communication*, vol. 50, no. 12, pp. 2136–2148, 2002.