

Codificação de Índice e Detecção de Sinais em Sistemas SU-MIMO-OFDM Com Pré-codificação Zero Forcing

Juan P. Mayoral Arteaga, Rodrigo P. David e Raimundo Sampaio-Neto

Resumo—O presente trabalho foca na obtenção de melhores resultados de desempenho em termos da Taxa de Erro de Bit (BER) no enlace direto de sistemas SU-MIMO-OFDM (*Single User-Multiple Input, Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) pré-codificados por meio do uso de Codificação de Índice. Apresenta-se um modelo do sistema MIMO-OFDM eficiente na geração e na posterior detecção dos sinais e identificam-se parâmetros passíveis de otimização, tais como a escolha ótima da Matriz de Codificação de Índice, MCI, com o objetivo de melhorar o desempenho.

Palavras-Chave—MIMO-OFDM, Codificação de Índice, Pré-codificação Zero Forcing (ZF), Matriz de Codificação de Índice, (MCI).

Abstract—The present work focuses on obtaining better Bit Error Rate performance (BER) in precoded Single User-Multiple Input, Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, SU-MIMO-OFDM systems in downlink through the use of Index Coding. A model of the MIMO-OFDM system is also presented which is efficient in signal generation and subsequent signal detection and identifies parameters that can be optimized, i.e., the optimal choice of the Index Coding Matrix, ICM, in order to improve performance.

Keywords—MIMO-OFDM, Index Coding, Zero Forcing (ZF) precoding, Index Coding Matrix, (ICM).

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações atuais enfrentam obstáculos importantes visando atender às exigências impostas pelos sistemas de quinta geração (5G), tais como o aumento da taxa de transferência de informação, a diminuição da latência, a eficiência energética, entre outras características sistêmicas, sem comprometer em grande medida a eficiência espectral e/ou a complexidade computacional [1]. Dentre os desenvolvimentos alcançados até o momento, a Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais OFDM, e as técnicas de transmissão MIMO, figuram na maioria das tecnologias de comunicação atuais devido a sua eficácia indiscutível. A União Internacional das Telecomunicações estabeleceu a OFDM como a principal forma de onda para o acesso via rádio do serviço móvel 5G [4], endossando as vantagens conhecidas da comunicação OFDM. A técnica OFDM é um esquema de modulação espectralmente eficiente que transforma um canal de faixa larga com desvanecimento seletivo de frequências em um conjunto de sub-canais paralelos de faixa estreita com resposta plana em frequência,

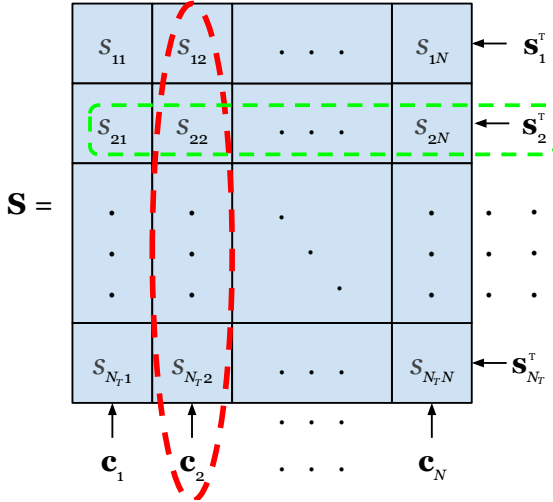
evitando a ocorrência de Interferência Inter-Simbólica ISI e simplificando o sistema em termos de equalização.

A combinação das técnicas MIMO e OFDM no cenário monousuário [5], doravante denominado sistema SU-MIMO-OFDM, resulta em uma melhoria em termos de desempenho BER e, ao mesmo tempo, em um aumento na resistência do sistema aos erros na detecção de sinais, o que torna relevante a proposição de sistemas de comunicação deste tipo. A principal desvantagem do sistema SU-MIMO-OFDM é o custo de implementação, devido à necessidade de se dispor de uma cadeia de radiofrequência (RF) e um transceptor OFDM associado a cada par de antenas e o correspondente gasto energético. Portanto, existem grandes oportunidades de pesquisa na área voltadas para a otimização do uso de recursos na utilização de sistemas MIMO-OFDM, visando uma redução no uso de energia no sistema, ou um aumento considerável na taxa de transferência de informação, ou mesmo uma redução na BER alcançada. As técnicas de pré-codificação e Codificação de Índice nos sistemas SU-MIMO-OFDM podem aumentar as possibilidades do sistema atingir melhores resultados de desempenho em um ou vários dos indicadores acima mencionados [6].

Trabalhos recentes apresentam o esquema de Modulação Espacial Generalizada com Pré-codificação, GPSM, [4], [7], [8] e [9], como uma estratégia que usa Codificação de Índice para enfrentar vários desafios do sistema ao mesmo tempo. Essa estratégia alcança um equilíbrio, atingindo uma alta eficiência espectral e mantendo baixos os níveis de interferência. Os pré-codificadores processam os sinais a serem transmitidos trasladando parte do custo computacional para o transmissor na Estação Base BS, enquanto nos receptores dos usuários são relaxados os requisitos de energia e processamento computacional. Atualmente, os pré-decodificadores lineares, como o *Zero Forcing* (ZF), são abordados na literatura, mas para sistemas MIMO convencionais. Este trabalho tem como objetivo aplicar essas técnicas e estratégias de transmissão aos sistemas SU-MIMO-OFDM no enlace direto ou *downlink*.

O presente documento está estruturado da seguinte forma, na Seção II são apresentados os detalhes da modelagem do sistema SU-MIMO-OFDM. Na Seção III, o conceito da Codificação de Índice é introduzido. A Seção IV apresenta o modelo do pré-codificador linear ZF aplicado ao sistema SU-MIMO-OFDM e explica o processo de detecção de sinais. Os resultados numéricos de simulação são apresentados na Seção V. Finalmente, na Seção VI, algumas conclusões são listadas e futuros trabalhos na área são discutidos.

Juan P. Mayoral Arteaga, Raimundo Sampaio-Neto, DEE-CETUC, PUC-Rio, Rio de Janeiro-RJ, e-mail: jupamar88@cetuc.puc-rio.br, raimundo@cetuc.puc-rio.br; Rodrigo David, Lab. Telecom., Inmetro, Rio de Janeiro-RJ, e-mail: rdavidrd@inmetro.gov.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela CAPES.


 Fig. 1. Esquema da matriz de dados \mathbf{S} no sistema SU-MIMO-OFDM.

II. MODELO DO SISTEMA

Este sistema consiste em um transceptor MIMO equipado com transmissores e receptores CP-OFDM que usam a técnica de Prefixo Cíclico (CP) para suprimir a ISI em detrimento da eficiência espectral [11]. Tanto o transmissor quanto o receptor estão equipados com múltiplas antenas. O equivalente discreto do sub-canal que conecta a j -ésima antena transmissora à i -ésima antena receptora é caracterizado pelo vetor que contém as amostras, tomadas à taxa de símbolos, do equivalente em banda básica da resposta ao impulso, $h_{ij}(t)$, do canal que conecta o par de antenas. Assim, se N_T e N_R representam, respectivamente, o número de antenas transmissoras e receptoras, o canal MIMO é caracterizado pelos $N_T N_R$ vetores \mathbf{h}_{ij} , com $i = 1 : N_R$ e $j = 1 : N_T$ ($N_T \geq N_R$).

Sejam $\{\mathbf{b}_n\}$, N vetores coluna de N_R elementos contendo símbolos complexos descritos por pontos na constelação de sinais \mathcal{C} , que dependem do esquema de modulação bidimensional usado. Estes vetores são pré-processados por um pré-codificador \mathbf{P}_n , de dimensões $N_T \times N_R$ e organizados de tal maneira que cada produto $\mathbf{c}_n = \mathbf{P}_n \mathbf{b}_n$, $n = 1 : N$, integre uma coluna de uma matriz de dados pré-codificados \mathbf{S} , ilustrada na Figura 1.

Os N_T blocos OFDM a serem transmitidos são as colunas da matriz

$$\mathbf{X} = \mathbf{W}^H \mathbf{S}^T, \quad (1)$$

onde \mathbf{W} denota a matriz da transformada discreta de Fourier DFT normalizada. Alternativamente, se considerado um vetor coluna formado pelas colunas empilhadas de \mathbf{X} , tem-se

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{N_T} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{W}^H & \vdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{W}^H \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{W}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{s}}}. \quad (2)$$

Quando $\tilde{\mathbf{x}}$ é transmitido através de um canal multipercursos seletivo em frequência, modelado por meio de uma linha de atrasos de L -taps, e recebido em presença de ruído aditivo, é bem sabido que se o tamanho de uma dada faixa de guarda do

tipo CP, de G amostras, é maior ou igual do que $L-1$ amostras, o vetor recebido pelas N_R antenas após o processamento necessário, fica da forma

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{r}}_{N_R} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{r}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} & \vdots & \mathbf{D}_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_{N_R 1} & \vdots & \mathbf{D}_{N_R N_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{s}}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{n}}}, \quad (3)$$

onde \mathbf{H} , representa a matriz de canal multi percurso seletivo em frequência, \mathbf{D}_{ij} são matrizes diagonais quadradas de dimensão N que contém nas suas diagonais principais as componentes da resposta em frequência do equivalente passa-baixa discreto do ij -ésimo sub-canal correspondente [11], como a seguir

$$\mathbf{D}_{ij} = \mathcal{D}(\tilde{\mathbf{h}}_{ij}) = \mathcal{D}(\sqrt{N} \mathbf{W} \mathbf{h}_{ij}^c). \quad (4)$$

Aqui, $\tilde{\mathbf{h}}_{ij}$ denota o vetor da resposta de frequência do canal, \mathbf{h}_{ij}^c é um vetor coluna de tamanho N que contém a resposta ao impulso do canal completada com zeros, $\mathbf{h}_{ij}^c = [\mathbf{h}_{ij}^T \quad \mathbf{0}^T]^T$, com $\mathbf{h}_{ij} = [h_{1ij} \quad \dots \quad h_{Lij}]$. O operador $\mathcal{D}(\cdot)$ devolve uma matriz diagonal quadrada a partir de um vetor. O vetor de ruído $\tilde{\mathbf{n}}$ em (3) é formado por N_R vetores complexos de Ruído Aditivo Gaussiano Branco AWGN, de tamanho N , com média nula e matrizes de covariância $\mathbf{K}_i = \mathbb{E}[\mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H] = \sigma_i^2 \mathbf{I}$, $i = 1 : N_R$. Sendo $\mathbb{E}[\mathbf{s}_j \mathbf{s}_j^H] = E_s \mathbf{I}$, onde E_s corresponde à energia média gasta pelo transmissor por símbolo de informação transmitido.

O uso de detectores sub-ótimos lineares clássicos, por exemplo ZF, aplicados em (3), pode ser proibitivamente complexo devido à necessidade da inversão de uma matriz relacionada com $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$, de dimensão $NN_R \times NN_T$, que implica maior complexidade quanto maiores forem o número de antenas transmissoras e receptoras, e/ou quanto maior for o tamanho do bloco OFDM envolvido.

A observação da estrutura da matriz $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$ pode conduzir a soluções menos complexas computacionalmente para o uso de detectores lineares clássicos. A disposição de elementos na matriz $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$ representada por extenso como

$$\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} {}^1 H_{11} & \vdots & 0 & \cdots & {}^1 H_{1N_T} & \vdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & {}^N H_{11} & \cdots & 0 & \vdots & {}^N H_{1N_T} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ {}^1 H_{N_R 1} & \vdots & 0 & \cdots & {}^1 H_{N_R N_T} & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \vdots & {}^N H_{N_R 1} & \cdots & 0 & \vdots & {}^N H_{N_R N_T} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

permite a exploração de novas formas de representar as operações matemáticas modeladas a fim de obter uma redução considerável de complexidade computacional em termos da quantidade de multiplicações complexas.

Considerando (3) e (5), uma forma alternativa conveniente de representar o vetor $\tilde{\mathbf{r}}$, é obtida reordenando seus elementos para formar a matriz $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1 \quad \dots \quad \mathbf{y}_N]$ cujas colunas \mathbf{y}_n , $n = 1 : N$ são dadas por

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{c}_n + \mathbf{z}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{P}_n \mathbf{b}_n + \mathbf{z}_n, \quad n = 1 : N. \quad (6)$$

As matrizes \mathbf{H}_n de dimensão $N_R \times N_T$,

$$\mathbf{H}_n = \begin{bmatrix} {}_n H_{11} & : & {}_n H_{1N_T} \\ \dots & \ddots & \dots \\ {}_n H_{N_R 1} & : & {}_n H_{N_R N_T} \end{bmatrix}, \quad n = 1 : N, \quad (7)$$

são sub matrizes cheias da matriz $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$ dadas pelo arranjo de elementos das diagonais principais das sub-matrizes \mathbf{D}_{ij} dadas em (3) e (4).

Por fim, \mathbf{z}_n é o n -ésimo vetor AWGN, com matriz covariância $\mathbf{K}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}$ com dimensões $N_R \times N_R$. Por outro lado, se os vetores de canal, \mathbf{h}_{ij} , são estatisticamente independentes (e.i.) e identicamente distribuídos (iid), os elementos de \mathbf{H}_n são também variáveis aleatórias (v.a.) iid, resultando em que o receptor pode recuperar o vetor $\tilde{\mathbf{s}}$ da matriz \mathbf{S} , por meio de N detecções MIMO independentes, usando por exemplo, detetor ZF que precisaria de N inversões de canal de dimensões muito reduzidas quando comparadas às dimensões da matriz $\mathbf{H}\tilde{\mathbf{W}}$.

III. CODIFICAÇÃO DE ÍNDICE

A cada transmissão, a BS aloca símbolos de informação em N_{ibp} , (IBP, *Information Bearing Positions*), das N_R posições nos vetores \mathbf{b}_n , diferenciando-se então duas entidades transportadoras de informação, aquela associada aos N_{ibp} símbolos escolhidos pelo transmissor, conforme a modulação digital empregada, de ordem M_m que transportam $k_m = \log_2(M_m)$ bits, e a informação referente à posição dos N_{ibp} símbolos. Sendo $N_{ibp} \leq N_R$, o número total de combinações contendo N_{ibp} posições dentre as N_R é dado por

$$C_{ibp} = \binom{N_R}{N_{ibp}}. \quad (8)$$

O número de bits de informação que podem representar as diferentes seleções ou padrões de posição é $k_p = \text{floor}(\log_2(C_{ibp}))$, onde o operador $\text{floor}(x)$ denota o maior inteiro menor ou igual do que o número x . O número total de bits transmitidos pela BS é dado por

$$R = (k_p + N_{ibp}k_m) \left[\frac{\text{bits}}{\text{uso do canal}} \right], \quad (9)$$

e o número de padrões válidos que podem ser usados pelo transmissor para alocar informação no vetor \mathbf{b}_n é $M_p = 2^{k_p}$.

As componentes de \mathbf{b}_n são todas zero excetuando as relativas às posições ocupadas por símbolos de informação complexos pertencentes à constelação de sinais \mathcal{C} . A definição das posições ocupadas pelos símbolos de informação (IBP) é dada por uma Matriz de Codificação de Índice (MCI), \mathbf{Q}_n de dimensões $N_R \times k_p$, que associa a cada um dos M_p possíveis padrões de k_p bits de informação, a um dos M_p diferentes padrões de posição que deverão ser ocupados pelos símbolos de informação destinados ao usuário.

É possível considerar que se usa a mesma MCI para a transmissão das N colunas que compõem um dos blocos de dados OFDM. Isto permite representar \mathbf{Q} como um arranjo

de M_p vetores coluna formando uma matriz de dimensões $N_R \times M_p$,

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 & : & \mathbf{q}_{M_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta(q_{11}) & : & \delta(q_{1M_p}) \\ \dots & \ddots & \dots \\ \delta(q_{N_R 1}) & : & \delta(q_{N_R M_p}) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

cujos elementos tomam valores do conjunto binário e são denotados como $\delta(q_{ij})$, $i = 1 : N_R$, $j = 1 : M_p$, sendo 1 quando a i -ésima posição do vetor \mathbf{b}_n contém símbolo de informação, 0 em caso contrario.

Como $M_p \leq C_{ibp}$, tem-se que o número L_{ibp} , de possíveis escolhas para a matriz \mathbf{Q} , é dado por

$$L_{ibp} = \binom{C_{ibp}}{M_p}, \quad (11)$$

que formam o conjunto de matrizes

$$\mathcal{Q} = \{ \mathbf{Q}_1 : \mathbf{Q}_{L_{ibp}} \}. \quad (12)$$

Por conveniência de análise, os vetores \mathbf{b}_n são representados como

$$\mathbf{b}_n = \sqrt{E_s} \mathcal{D}(\mathbf{q}) \hat{\mathbf{s}}_n, \quad (13)$$

onde \mathbf{q} pertence ao conjunto de colunas de \mathbf{Q} e varia de acordo com os k_p bits que fazem parte da informação contida em \mathbf{b}_n . O vetor $\hat{\mathbf{s}}_n$, e.i. de \mathbf{q} , contém símbolos pertencentes à constelação \mathcal{C} em todas as suas posições, tem média nula, $\mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}_n] = 0$, e matriz covariância $\mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}_n \hat{\mathbf{s}}_n^H] = \mathbf{I}$. Note-se que os $N_R - N_{ibp}$ símbolos associados às posições não transportadoras de informação no vetor $\hat{\mathbf{s}}_n$ não são efetivamente transmitidos.

A. Estatísticas e Resultados Notáveis

- 1) *Vetor Média* $\bar{\mathbf{q}}$: contém as frequências relativas de ocorrência de $\delta(q_{ij})$ dentre as possibilidades do conjunto definido por \mathcal{Q} , e é calculado como

$$\bar{\mathbf{q}} = \frac{1}{M_p} \sum_{r=1}^{M_p} \mathbf{q}_r. \quad (14)$$

Assim, a cada $\mathbf{Q} \in \mathcal{Q}$, corresponde um vetor média. O conjunto destes L_{ibp} vetores é aqui representado por

$$\psi = \{ \bar{\mathbf{q}}_1 : \bar{\mathbf{q}}_{L_{ibp}} \}. \quad (15)$$

- 2) Sendo $\mathbf{D}_{\mathbf{q}} = \mathcal{D}(\mathbf{q})$, tem-se que

$$\begin{aligned} 2.1) \quad \mathbf{D}_{\mathbf{q}} &= \mathbf{D}_{\mathbf{q}}^T = \mathbf{D}_{\mathbf{q}}^H \\ 2.2) \quad \mathbf{D}_{\mathbf{q}} &= \mathbf{D}_{\mathbf{q}}^n, \quad n \in \mathbb{Z}, \quad n \geq 1 \end{aligned}$$

- 3) Definindo-se $\bar{\mathbf{D}}_{\mathbf{q}} = \mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}})$, onde $\bar{\mathbf{q}} \in \psi$, resulta que

$$\text{tr}\{\bar{\mathbf{D}}_{\mathbf{q}}\} = \text{tr}\{\mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}})\} = N_{ibp}, \quad (16)$$

onde $\text{tr}\{\cdot\}$ denota o traço da matriz.

B. Relação de Energias

A energia despendida pela BS, por uso do canal, para a transmissão da totalidade dos sinais é dada por

$$E_T = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \text{tr} \{ \mathbf{P}_n \mathbb{E} [\mathbf{b}_n \mathbf{b}_n^H] \mathbf{P}_n^H \}, \quad (17)$$

usando os resultados da Sub-seção III-A, tem-se que

$$\mathbb{E} [\mathbf{b}_n \mathbf{b}_n^H] = E_s \mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}}), \quad (18)$$

e (17) se torna

$$E_T = \frac{E_s}{N} \sum_{n=1}^N \text{tr} \{ \mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}}) \mathbf{P}_n^H \mathbf{P}_n \} = E_s \gamma, \quad (19)$$

como $\mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}})$ dentro do operador traço é uma matriz diagonal resulta que o parâmetro γ pode ser expresso como

$$\gamma = \frac{1}{N} \bar{\mathbf{q}}^T \sum_{n=1}^N \mathcal{d}(\mathbf{P}_n^H \mathbf{P}_n), \quad (20)$$

sendo $\mathcal{d}(\cdot)$ devolve um vetor coluna contendo os elementos da diagonal principal de uma matriz quadrada.

IV. PRÉ-CODIFICAÇÃO ZERO FORCING E DETECÇÃO DE SINAIS

O pré-codificador ZF pode ser implementado pela pseudo-inversa à direita da matriz de canal,

$$\mathbf{P}_n = \mathbf{H}_n^H (\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H)^{-1}, \quad n = 1 : N, \quad (21)$$

e devido a que, neste trabalho, é considerado que o transmissor possui perfeita Informação do Estado do Canal, CSI, os vetores recebidos dados em (6) e considerando-se (13) e (19) são expressos por

$$\mathbf{y}_n = \sqrt{\frac{E_T}{\gamma}} \mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}}) \hat{\mathbf{s}}_n + \mathbf{z}_n, \quad n = 1 : N, \quad (22)$$

com o parâmetro γ resultante de (20) e (21) dado por

$$\gamma = \frac{1}{N} \bar{\mathbf{q}}^T \sum_{n=1}^N \mathcal{d} \left((\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H)^{-1} \right) = \frac{1}{N} \bar{\mathbf{q}}^T \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_n. \quad (23)$$

A aplicação deste pré-codificador auxilia no processo de detecção, cancelando efetivamente os efeitos do canal.

A. Detecção de Sinais no Sistema SU-MIMO-OFDM com Codificação de Índice

Considerou-se neste trabalho a detecção de Máxima Verossimilhança (*Maximum Likelihood*, ML), em (22), ótima no sentido da minimização da probabilidade de erro na detecção de vetores de símbolos equiprováveis. Considerou-se ainda a escolha de uma MCI. Assim uma representação alternativa conveniente do vetor de símbolos é obtida de

$$\mathcal{D}(\bar{\mathbf{q}}) \hat{\mathbf{s}}_n = \mathbf{U} \mathbf{d}_n, \quad n = 1 : N, \quad (24)$$

onde \mathbf{d}_n é um vetor de dimensão N_{ibp} , contendo N_{ibp} símbolos pertencentes à constelação de sinais \mathcal{C} , e \mathbf{U} de dimensões $N_R \times N_{ibp}$, é uma submatriz da matriz identidade \mathbf{I}_{N_R} , obtida usando o vetor \mathbf{q} de acordo com: se a i -ésima componente de \mathbf{q} é zero, então a i -ésima coluna de \mathbf{I}_{N_R} é suprimida, $i = 1 : N_R$. Assim para uma dada MCI, \mathbf{Q} , corresponde o conjunto de M_p matrizes $\mathcal{U} = \{ \mathbf{U}_1 : \mathbf{U}_{M_p} \}$. Então o detector ML, que decide sobre os símbolos de informação e as suas posições no vetor de sinal recebido, pode ser expresso como

$$\left(\hat{\mathbf{U}}, \hat{\mathbf{d}}_n \right) = \underset{\substack{\mathbf{U} \in \mathcal{U} \\ \mathbf{d}_n \in \mathcal{C}^{N_{ibp}}}}{\text{argmin}} \left\| \mathbf{y}_n - \sqrt{\frac{E_T}{\gamma}} \mathbf{U} \mathbf{d}_n \right\|^2, \quad n = 1 : N. \quad (25)$$

1) *Definição da SNR*: a Relação Sinal Ruído, SNR, do sistema é aqui definida como

$$SNR_{bT} = 10 \log_{10} \left(\frac{E_T}{R\sigma^2} \right) [dB], \quad (26)$$

onde E_T indica a energia gasta pela BS, por uso do canal, para a transmissão da totalidade dos sinais e R a quantidade de bits transmitidos segundo (9).

2) *Modelo de Canal*: No modelo do sistema aqui adotado, os $N_R N_T$ vetores \mathbf{h}_{ij} que caracterizam o canal MIMO são e.i. com componentes dadas por $h_{lij} = \rho_{lij} \alpha_{lij}$, com α_{lij} sendo v.a.s complexas gaussianas, circularmente simétricas, com média nula e variância unitária, e ρ_{lij} sendo os coeficientes discretos de potência (*taps*), que ocorrem comandados por um padrão de retardos $\delta_{ij} = [\delta_{1ij} : \delta_{Lij}]$ e descritos por

$$\rho_{lij} = 10^{\left(\frac{-\delta_{lij}}{L-1} \right)}, \quad l = 1 : L, \quad i = 1 : N_R, \quad j = 1 : N_T. \quad (27)$$

Fixados os índices ij , os *taps* são normalizados de tal forma que $\sum_{l=1}^L \rho_l^2 = 1$, resultando que $\mathbb{E} [\|\mathbf{h}_{ij}\|^2] = 1$.

B. Critério de Otimização para a Escolha da MCI no Sistema SU-MIMO-OFDM com Pré-Codificação ZF

Note-se que para algumas configurações específicas, o parâmetro L_{ibp} , é maior do que um, indicando que existe mais de uma possível MCI com a subsequente possibilidade de otimizar o sistema para se obter resultados superiores de desempenho BER. No caso da pré-codificação ZF, como a detecção é feita na ausência de ISI, uma forma de fazer a escolha da matriz MCI, que minimiza a BER, parte da maximização da SNR no receptor, feita por meio da maximização da energia E_s e implica na minimização de γ , dado por (23). Assim, a escolha ótima da MCI é implementada por

$$l_{min} = \underset{l \in [1:L_{ibp}]}{\text{argmin}} \left\{ \bar{\mathbf{q}}_l^T \sum_{n=1}^N \mathbf{g}_n \right\} \Rightarrow \mathbf{Q}_{ótima} = \mathbf{Q}_{l_{min}} \quad (28)$$

V. RESULTADOS NUMÉRICOS DE SIMULAÇÃO

As Figuras a seguir ilustram o desempenho BER do sistema SU-MIMO-OFDM que usa Codificação de Índice. Considera-se que o receptor usa a mesma MCI para a subsequente decodificação de índice, detecção e estimação dos sinais

TABELA I
PARÂMETROS DE CONFIGURAÇÃO PARA SIMULAÇÕES NO SISTEMA
SU-MIMO-OFDM

N_{ibp}	C_{ibp}	M_p	R	L_{ibp}
1	4	4	4	1
2	6	4	6	15
3	4	4	8	1
4	1	1	8	1

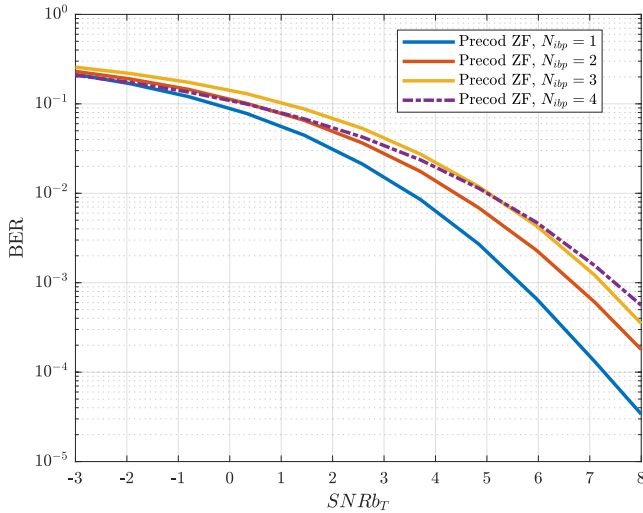


Fig. 2. Curvas de desempenho BER para diferentes valores de IBP, ao usar o pré-codificador ZF no sistema SU-MIMO-OFDM 4×6 .

provenientes das N colunas que compõem a matriz de dados OFDM. O sistema usa pré-codificação ZF e os receptores do usuário empregam detecção ML.

A configuração do sistema considerada segue a convenção definida pelo conjunto $\{N_T, (N_R, N_{ibp})\}$. Nos testes realizados, os parâmetros N_T e N_R são fixados e o parâmetro N_{ibp} varia no intervalo $N_{ibp} = 1 : N_R$. O canal simulado de $L = 4$ taps, de acordo com (27), possui um padrão de retardos consecutivos de números naturais $\delta_{ij} = [0 \ 1 \ 2 \ 3]$, para todo par ij (canais i.i.d.). Na Tabela I, os parâmetros essenciais de configuração do sistema são organizados e apresentados.

As curvas comparativas do desempenho BER são feitas escolhendo aleatoriamente uma das $L_{ibp} = 15$ possibilidades, ou usando o critério de escolha aqui proposto.

A Figura 2 ilustra uma melhora no desempenho BER que é inversamente proporcional ao parâmetro N_{ibp} às custas da eficiência espectral, de acordo com a Tabela I. Na Figura 3, ilustram-se as curvas de desempenho BER no caso específico $N_{ibp} = 2$, que admite $L_{ibp} = 15$ opções de escolha para a MCI e resulta em pouca redução da eficiência espectral. Embora o ganho de desempenho obtido não tenha sido significativo, os resultados são promissores considerando as restrições impostas ao sistema simulado.

VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um modelo que explora eficientemente as propriedades algébricas de matrizes envolvidas no modelo matricial do sistema MIMO-OFDM, que resultou

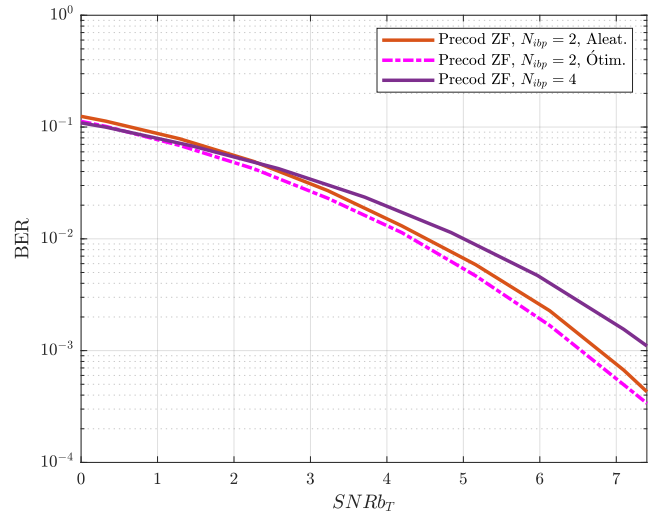


Fig. 3. Curvas de desempenho BER para $N_{ibp} = 2$, ao usar o pré-codificador ZF e a escolha aleatória e otimizada de MCI.

em uma diminuição da quantidade de operações necessárias para a simulação de um transceptor funcional do sistema, tradicionalmente superior ao cubo das dimensões das matrizes envolvidas. Foi evidenciado que a energia destinada ao usuários E_s , além de ser função da energia disponível para transmissão da totalidade dos sinais na BS, é dependente do parâmetro N_{ibp} , dos padrões de posicionamento dos símbolos de informação nos vetores de sinal, estabelecido pela MCI sendo utilizada, e das respectivas estratégias de pré-codificação. Para trabalhos futuros, uma análise do compromisso entre a eficiência espectral e desempenho BER, assim como da complexidade de *hardware* e a carga computacional necessária para o funcionamento do sistema, devem ser exploradas.

REFERÊNCIAS

- [1] Hoshyar R., Razavi R., & Al-Imari M., *LDS-OFDM an Efficient Multiple Access Technique*, in IEEE 71st Vehicular Technology Conference, pp. 1–5, 2010.
- [2] Stuber G.L., Barry J.R., Mclaughlin S.W., Li Y., Ingram M.A., & Pratt T.G., *Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications*, in Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, (2004), pp. 271–294, 2004.
- [3] Fattah H., *5G LTE Narrowband Internet of Things (NB-IoT)*, CRC Press, 2018.
- [4] Duarte A., Cal-Braz J., & Sampaio-Neto R., *Index Encoding for GPSSM Multiuser MIMO Communication*, in 15th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), pp. 1–6, 2018.
- [5] Walton J.R., Ketchum J.W., Wallace M., & Medvedev I., *Resource Allocation for MIMO-OFDM Communication Systems*, in Google Patents, Mar 28 2006, US Patent 7,020,110, Março de 2006.
- [6] Öztürk E., Basar E., & Çirpan H.A., *Multiple-Input Multiple-Output Generalized Frequency Division Multiplexing with Index Modulation*, in Physical Communication, vol. 34, (2019), pp. 27–37.
- [7] Zhang R., Yang L.L., & Hanzo L., *Generalised Pre-coding aided Spatial Modulation*, in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 12, no. 11, (2013), pp. 5434–5443.
- [8] Perovic N.S., Haselmayr W., & Springer A., *Low-Complexity Detection for Generalized Pre-coding aided Spatial Modulation*, in 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall), pp. 1–5, IEEE, 2015.
- [9] Zelaya A.M.D., *Codificação de Índice, Seleção de Antenas e Detecção de Sinais em Sistemas MU-MIMO com GPSSM*, CTC PUC-Rio, 2019.
- [10] Bolcskei H., *MIMO-OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives, and Challenges*, in IEEE Wireless Communications, vol. 13, no. 4, (2006), pp. 31–37, 2006.
- [11] David R.P., *Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolos Pilotos em Sistemas OFDM*, Dissertação de mestrado, PUC-RIO, 2007.