

# Pré-codificação e Modulação Espacial no Enlace Direto de Sistemas MU-MIMO

Azucena Duarte and Raimundo Sampaio Neto

**Resumo**—Este trabalho considera o enlace direto de um sistema MIMO Multiusuário onde as antenas da ERB e as antenas de recepção dos usuários estão todas ativas mas a cada transmissão apenas um subconjunto das antenas dos receptores é selecionado pela ERB para receber símbolos de informação, e o particular subconjunto (padrão) escolhido representa parte da informação destinada ao usuário. O presente artigo apresenta um modelo para o sistema e desenvolve expressões bastante gerais adequadas para sua análise. Com base nessas expressões é proposto um procedimento para a seleção pela ERB dos conjuntos de padrões a serem utilizados na transmissão, visando a maximização da razão sinal-ruído na detecção com consequente minimização da probabilidade de erro. Resultados de desempenho, com e sem o procedimento de otimização, são apresentados para diferentes cenários.

**Palavras-Chave**—Sistema MIMO Multiusuário, Pré-codificação, Modulação Espacial na recepção, Seleção dos subconjuntos de antenas receptoras.

**Abstract**—This work focuses on the downlink of a multiuser MIMO system in which the ERB transmitting antennas and the users' receiving antennas are all active, but in each transmission only a subset of the receiving antennas is chosen by the ERB to receive information symbols, and this particular subset (pattern) represents part of the information conveyed to the user. In this paper we present a mathematical model for the system and develop expressions that are fairly general and adequate for its analysis. Based on these expressions we propose a procedure to optimize the choice by the ERB of the sets of antenna patterns to be used in the transmissions to the different users, aiming at the maximization of the detection signal-to-noise ratio. Performance results, with and without the optimization procedure, are presented for different scenarios.

**Keywords**—Multiuser MIMO system, Pre-coding, Receiver Spatial Modulation, Selection of the information bearing receiving antennas.

## I. INTRODUÇÃO

Modulação Espacial (Spatial Modulation-SM) e Modulação Espacial Generalizada (GSM) [1-3] são propostas recentes para uso em sistemas MIMO. Em sistemas GSM apenas um subconjunto das antenas transmissoras é ativado a cada transmissão para enviar símbolos pertencentes a constelação de sinais da modulação utilizada, e a particular combinação de antenas ativadas representa parte da informação transmitida. Este esquema de transmissão apresenta vantagens sobre sistema MIMO convencionais, uma vez que permite a redução das cadeias de RF usadas no transmissor, com consequente

Azucena Duarte and Raimundo Sampaio Neto, Centro de Estudos em Telecomunicações da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro-RJ, Brasil, E-mails: azucenaduarte@cetuc.puc-rio.br, raimundo@cetuc.puc-rio.br.

aumento de eficiência energética, sem sacrifício significativo da eficiência espectral do sistema.

Uma leva recente de publicações [4-6] foca em sistemas referidos como PSM (“Preprocessing aided Spatial Modulation”) e GPSM (“Generalized Pre-coding aided Spatial Modulation”). Nestes sistemas diferentemente dos sistemas GSM todas as antenas de transmissão estão ativas mas apenas um subconjunto das antenas de recepção é selecionado pelo transmissor para receber símbolos de informação, e o particular subconjunto escolhido representa parte da informação destinada ao receptor - é claro que a implementação deste esquema de transmissão requer o uso de pré-codificadores. Os artigos referenciados acima consideram a comunicação entre um transmissor e um receptor.

O presente trabalho considera o enlace direto de um sistema GPSM multiusuário, onde as antenas da ERB e dos receptores dos usuários estão todas ativas mas a cada transmissão apenas subconjuntos das antenas receptoras dos diversos usuários recebem símbolos de informação. O artigo apresenta um modelo para o sistema e desenvolve expressões bastante gerais adequadas para sua análise, que incluem a relação entre a energia total transmitida e a energia  $E_k$  disponível para detecção dos sinais destinados ao usuário  $k$ . Esta relação depende das matrizes de canal de todos os usuários do sistema e da escolha dos conjuntos de padrões utilizados pela ERB nas transmissões. Com base nessa relação é proposto um procedimento para seleção pela ERB destes conjuntos de padrões, visando para a maximização de  $E_k$ , com consequente maximização da razão sinal-ruído na detecção e minimização da probabilidade de erro. Resultados de desempenho, com e sem o procedimento de otimização, são apresentados para diferentes cenários, envolvendo o número de usuários do sistema, o número de antenas em seus receptores e o número de antenas destinadas a receber informação.

## II. SISTEMA E SINAIS

Considere o enlace direto de um sistema MU-MIMO com  $N_t$  antenas na ERB e  $K$  usuários, cada um com  $N_r$  antenas receptoras, onde  $N_t \geq KN_r$ . No sistema considerado todas as  $N_r$  antenas de um dado usuário estão ativas, mas a cada transmissão apenas um subconjunto contendo  $N_{iba}$  destas antenas é selecionado pelo transmissor para receber símbolos de informação, e o particular subconjunto selecionado representa parte da informação transmitida pela ERB para o usuário.

Se  $N_{iba} \leq N_r$  o número total de combinações contendo  $N_{iba}$  antenas dentre as  $N_r$  é dado por

$$C_t = \binom{N_r}{N_{iba}}, \quad (1)$$

e o número de bits de informação que podem ser representados pelas diferentes seleções (diferentes padrões) é

$$k_{ssk} = \lfloor \log_2(C_t) \rfloor, \quad (2)$$

onde  $\lfloor x \rfloor$  denota o maior inteiro menor ou igual a  $x$ . Se  $M$  é a ordem da modulação usada, o número total de bits transmitidos pela ERB é então

$$R = K(k_{ssk} + N_{iba} \log_2(M)), \text{ bits/uso do canal} \quad (3)$$

e  $N_c = 2^{k_{ssk}}$  é o número de padrões válidos que podem ser utilizados pelo transmissor.

Como um exemplo, seja  $N_r = 4$  e  $N_{iba} = 2$ , resultando em  $C_t = 6$ ,  $k_{ssk} = 2$  e  $N_c = 4$ . Um possível conjunto de 4 padrões de antenas que pode ser usado pela ERB para codificar 2 bits de informação pode ser representado por

$$\mathbf{Q}_k = [\mathbf{q}_1^k, \mathbf{q}_2^k, \mathbf{q}_3^k, \mathbf{q}_4^k] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

onde  $\mathbf{q}_1^k$  indica que em uma dada transmissão os 2 símbolos de informação são destinados às antenas 1 e 2 do usuário  $k$ ,  $\mathbf{q}_2^k$  indica que antenas 1 e 3 receberão os símbolos de informação, e assim por diante. Note que como  $N_c \leq C_t$ , existem  $L = \binom{C_t}{N_c}$  possíveis escolhas para o conjunto  $\mathbf{Q}_k$ . Para o exemplo considerado existem  $L = 15$  escolhas. Como será visto, a escolha apropriada de  $\mathbf{Q}_k$  pode ter impacto no desempenho do sistema.

#### A. Modelo de Sinais

Seja  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{KN_r \times 1}$  o vetor que contém os  $K$  vetores de informação destinados aos usuários:

$$\mathbf{s} = [\mathbf{s}^{1T}, \mathbf{s}^{2T}, \dots, \mathbf{s}^{KT}]^T, \quad (5)$$

onde  $\mathbf{s}^k$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , contém a informação destinada ao usuário  $k$ . Suas componentes são todas zero com exceção das posições definidas pelos vetores de posição pertencentes a  $\mathbf{Q}_k$ , exemplificado em (4), que são ocupadas por símbolos complexos, estatisticamente independentes, pertencentes à constelação de sinais  $\mathcal{C}$  da modulação utilizada no sistema. Admite-se que os vetores  $\mathbf{s}^k$  são estatisticamente independentes.

Por conveniência de análise os vetores  $\mathbf{s}^k$  serão representados aqui por

$$\mathbf{s}^k = \sqrt{E_k} \mathbf{D}(\mathbf{q}^k) \hat{\mathbf{s}}^k, \quad (6)$$

onde  $E_k$  é a energia dos símbolos de informação destinados ao usuário  $k$ ,  $\mathbf{D}(\mathbf{z})$  é a matriz diagonal que contém em sua diagonal o vetor  $\mathbf{z}$  e  $\mathbf{q}^k$  é vetor aleatório estatisticamente independente de  $\hat{\mathbf{s}}^k$  assumindo valores no conjunto  $\mathbf{Q}_k = [\mathbf{q}_1^k, \mathbf{q}_2^k, \dots, \mathbf{q}_{N_c}^k]$  com igual probabilidade. Na representação em (6)  $\hat{\mathbf{s}}^k$  contém símbolos pertencentes a  $\mathcal{C}$  em todas as suas  $N_r$  posições, todos com média nula e variância 1. Tem-se, assim que  $\mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}^k] = 0$  e  $\mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}^k \hat{\mathbf{s}}^{kH}] = \mathbf{I}_{N_r}$ .

O vetor  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  contendo os elementos transmitidos pelas antenas da ERB é dado por

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^K \mathbf{P}^m \mathbf{s}^m = \sum_{m=1}^K \sqrt{E_m} \mathbf{P}^m \mathbf{D}(\mathbf{q}^m) \hat{\mathbf{s}}^m, \quad (7)$$

onde  $\mathbf{P}^m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ , denota a matriz  $N_t \times N_r$  de pré-codificação dos dados destinados ao usuário  $m$ .

#### B. Relação de Energias

A energia despendida pela ERB para transmissão dos sinais é então

$$\begin{aligned} E_T &= \mathbb{E}[\|\mathbf{x}\|^2] = \text{Tr} \{ \mathbb{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] \} \\ &= \text{Tr} \left\{ \sum_{m=1}^K \sum_{l=1}^K \mathbf{P}^m \mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}^m \hat{\mathbf{s}}^{lH}] \mathbf{P}^{lH} \right\} \\ &= \text{Tr} \left\{ \sum_{m=1}^K \mathbf{P}^m \mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}^m \hat{\mathbf{s}}^{mH}] \mathbf{P}^{mH} \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

onde  $\text{Tr}\{\mathbf{A}\}$  denota o traço da matriz  $\mathbf{A}$ .

De (6), tem-se

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\hat{\mathbf{s}}^m \hat{\mathbf{s}}^{mH}] &= E_m \mathbb{E}[\mathbf{D}(\mathbf{q}^m) \hat{\mathbf{s}}^m \hat{\mathbf{s}}^{mH} \mathbf{D}^H(\mathbf{q}^m)] \\ &= E_m \mathbb{E}[\mathbf{D}(\mathbf{q}^m)] \\ &= E_m \mathbf{D}(\bar{\mathbf{q}}^m), \end{aligned} \quad (9)$$

com  $\bar{\mathbf{q}}^m = \mathbb{E}[\mathbf{q}^m]$  e onde foi usado  $\mathbf{D}^H(\mathbf{q}^m) = \mathbf{D}(\mathbf{q}^m) = \mathbf{D}^2(\mathbf{q}^m)$ .

Combinando (8) e (9), obtém-se

$$\begin{aligned} E_T &= \sum_{m=1}^K E_m \text{Tr} \{ \mathbf{P}^m \mathbf{D}(\bar{\mathbf{q}}^m) \mathbf{P}^{mH} \} \\ &= \sum_{m=1}^K E_m \text{Tr} \{ \mathbf{D}(\bar{\mathbf{q}}^m) \mathbf{P}^{mH} \mathbf{P}^m \}. \end{aligned} \quad (10)$$

Como  $\mathbf{D}(\bar{\mathbf{q}}^m)$  é uma matriz diagonal, resulta que

$$\text{Tr} \{ \mathbf{D}(\bar{\mathbf{q}}^m) \mathbf{P}^{mH} \mathbf{P}^m \} = \bar{\mathbf{q}}^{mT} \mathbf{g}_m, \quad (11)$$

com

$$\mathbf{g}_m = \mathbf{d}(\mathbf{P}^{mH} \mathbf{P}^m) = [\|\mathbf{p}_1^m\|^2, \|\mathbf{p}_2^m\|^2, \dots, \|\mathbf{p}_{N_r}^m\|^2]^T, \quad (12)$$

onde  $\mathbf{d}(\mathbf{A})$  denota o vetor cujas componentes são os elementos da diagonal principal da matriz  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{p}_i^m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ , representa a  $i$ -ésima coluna da matriz  $\mathbf{P}^m$ . Combinando (10) e (11) resulta que

$$\begin{aligned} E_T &= \sum_{m=1}^K E_m \mathbf{g}_m^T \bar{\mathbf{q}}^m \\ &= E_s \sum_{m=1}^K \varepsilon_m \mathbf{g}_m^T \bar{\mathbf{q}}^m = E_s \gamma, \end{aligned} \quad (13)$$

onde  $E_s = 1/K \sum_{m=1}^K E_m$  é a energia média dos símbolos destinados aos usuários e  $\varepsilon_m = E_m/E_s$ . A relação entre a energia  $E_T$  gasta na transmissão e a energia dos símbolos destinados ao usuário  $k$  pode então ser expressa

$$E_k = E_s \varepsilon_k = E_T \frac{\varepsilon_k}{\gamma}, \quad (14)$$

com

$$\gamma = \sum_{m=1}^K \varepsilon_m \mathbf{g}_m^T \bar{\mathbf{q}}^m, \quad (15)$$

fica evidente de (14) e (15) que para uma dada energia  $E_T$  disponível para transmissão a energia  $E_k$  disponível para o usuário  $k$  depende das matrizes de pré-codificação de todos os  $K$  usuários, via  $\mathbf{g}_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ , dados por (12), e dos  $K$  conjuntos de padrões selecionados para as transmissões destinadas aos  $K$  usuários, via

$$\bar{\mathbf{q}}^m = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \mathbf{q}_i^m, \quad m = 1, 2, \dots, K. \quad (16)$$

### C. Escolha Otimizada dos Conjuntos de Padrões

Note-se de (14) e (15) que a minimização de  $\gamma$  por meio das  $K$  escolhas de  $\mathbf{Q}_m$ , resulta na maximização da energia destinada a cada um dos usuários. Como as parcelas do somatório em (15) são todas positivas e cada uma é função das características associadas a apenas um usuário, a minimização de  $\gamma$  pode ser feita minimizando-se as parcelas de forma independente. Ou seja, dentre as  $L$  possíveis escolhas para o conjunto  $\mathbf{Q}$  seleciona-se para o usuário  $m$  aquela para a qual  $\mathbf{g}_m^T \bar{\mathbf{q}}$  é mínimo, com  $\bar{\mathbf{q}} = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \mathbf{q}_i$  e  $\mathbf{g}_m$  obtido de (12). Este procedimento de otimização será exemplificado na Seção IV.

## III. RECEPTORES

O vetor  $\mathbf{x}$  em (7) pode ser reescrito

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{s}, \quad (17)$$

onde  $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_t \times KN_r}$  é dado por

$$\mathbf{P} = [\mathbf{P}^1 \mathbf{P}^2 \dots \mathbf{P}^K] \quad (18)$$

e  $\mathbf{s}$  é definido em (5). Com  $\mathbf{P}$  expresso por (18) resulta que  $\mathbf{P}^H \mathbf{P}$  contém ao longo da sua diagonal principal, as  $K$  submatrizes  $\mathbf{P}^{mH} \mathbf{P}^m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ . Assim, levando-se (12) em consideração, resulta que os vetores  $\mathbf{g}_m$ , que aparecem em (15) são dados por

$$[\mathbf{g}_1^T \mathbf{g}_2^T \dots \mathbf{g}_K^T]^T = \mathbf{d} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}). \quad (19)$$

Considerando-se (17), o vetor de sinal recebido pelo usuário  $k$  pode ser expresso como

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^k &= \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_k \\ &= \mathbf{H}_k \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k; \end{aligned} \quad (20)$$

onde  $\mathbf{n}_k$  é vetor de ruído gaussiano com componentes complexas circularmente simétricas de média nula e matriz covariância  $\mathbf{K}_{N_r} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r}$ , e o vetor que representa os sinais recebidos por todos os usuários é da forma

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^1 \\ \mathbf{y}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}^K \end{bmatrix} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (21)$$

onde  $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \dots, \mathbf{n}_K^T]^T$  e a matriz  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t}$  é formada por  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \dots, \mathbf{H}_K^T]^T$ , sendo  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  a matriz do canal que liga a ERB ao receptor do usuário  $k$ .

### A. Sistemas com Pré-codificação ZF

A matriz de pré-codificação ZF é implementada pela pseudo-inversa a direita de  $\mathbf{H}$

$$\mathbf{P} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1}, \quad (22)$$

resultando então

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (23)$$

e, portanto, considerando (6), o vetor recebido pelo usuário  $k$  se torna

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{s}^k + \mathbf{n}_k = \sqrt{E_k} \mathbf{D} (\mathbf{q}^k) \dot{\mathbf{s}}^k + \mathbf{n}_k. \quad (24)$$

### B. Detecção

Considerou-se neste trabalho a detecção ML (Maximum Likelihood) do vetor  $\mathbf{s}^k$  em (24). Uma representação alternativa conveniente para este vetor é obtida de

$$\mathbf{D} (\mathbf{q}^k) \dot{\mathbf{s}}^k = \mathbf{U}^k \mathbf{b}^k, \quad (25)$$

onde  $\mathbf{b}^k \in \mathbb{C}^{N_{iba} \times 1}$  é formado por símbolos pertencentes a constelação  $\mathcal{C}$ , todos com média nula e variância unitária e a matriz  $N_r \times N_{iba}$   $\mathbf{U}^k$  é uma sub-matriz da matriz identidade  $\mathbf{I}_{N_r}$  obtida de  $\mathbf{q}^k$  de acordo com: se a  $l$ -ésima componente de  $\mathbf{q}^k$  é zero então a  $l$ -ésima coluna de  $\mathbf{I}_{N_r}$  é suprimida ( $l = 1, 2, \dots, N_r$ ). Assim, ao conjunto de padrões  $\mathbf{Q}_k$  corresponde o conjunto de matrizes de posição

$$\mathbf{u}_k = [\mathbf{U}_1^k \mathbf{U}_2^k \dots \mathbf{U}_{N_c}^k] \quad (26)$$

e o detetor ML que decide sobre os símbolos de informação e suas posições no vetor de sinal recebido pode ser expresso por

$$\left( \hat{\mathbf{U}}^k, \hat{\mathbf{b}}^k \right) = \arg \min_{\substack{\mathbf{U} \in \mathbf{u}_k \\ \mathbf{b} \in \mathcal{C}^{N_{iba}}} } \|\mathbf{y}^k - \sqrt{E_k} \mathbf{U} \mathbf{b}\|^2, \quad (27)$$

onde,  $E_k = E_T \frac{\varepsilon_k}{\gamma}$ ,  $\gamma$  é dado por (15), e os vetores  $\mathbf{g}_m$  são obtidos de

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{g}_K \end{bmatrix} = \mathbf{d} (\mathbf{P}^H \mathbf{P}) = \mathbf{d} \left( (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \right). \quad (28)$$

## IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção são apresentados resultados, obtidos via simulação, para a taxa de erro de bit (bit error rate, BER) dos usuários do sistema. Os elementos das  $K$  matrizes de canal  $\mathbf{H}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ , são modelados por variáveis aleatórias estatisticamente independentes, Gaussianas complexas, circularmente simétricas, todas com média zero e variância unitária. Admitindo-se, portanto, que os usuários sofrem a mesma atenuação de percurso. A influência dos canais na detecção dos sinais dos diversos usuários é explicitada por (14), (15) e (28).

Os resultados de desempenho são expressos em termos da razão

$$SNR = \frac{E_T}{\sigma_n^2}, \quad (29)$$

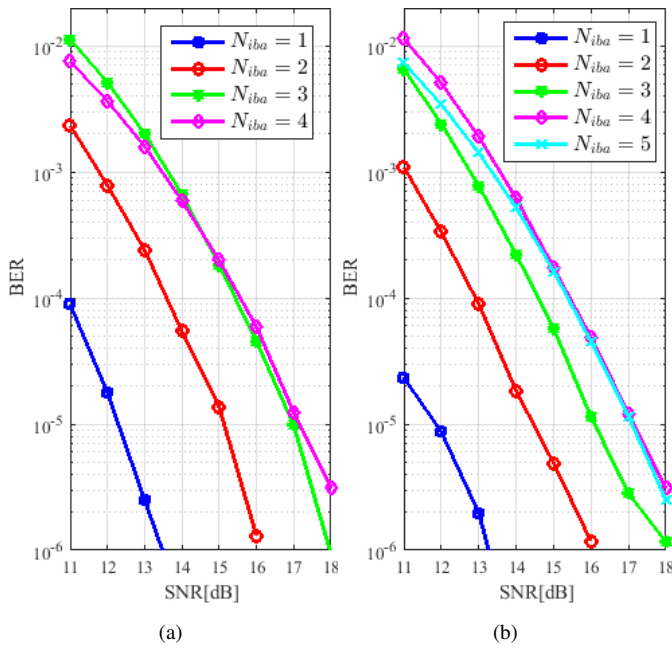


Fig. 1: Desempenho BER dos sistemas GPSM e MIMO usando pré-codificador ZF. (a)  $N_t = 8$ ,  $K = 1$  e  $N_r = 4$ . (b)  $N_t = 10$ ,  $K = 1$  e  $N_r = 5$ .

TABELA I  
CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA  $N_t = 8$ ,  $N_r = 4$ ,  $K = 1$ .

$N_{iba}$	$C_t$	$N_c$	$R$	$L$
1	4	4	4	1
2	6	4	6	15
3	4	4	8	1
4	1	1	8	1

onde  $E_T$  é a energia total despendida na transmissão, referida à recepção, e  $\sigma_n^2$  é a variância das componentes do ruído na recepção. Assim, resulta de (14) que a razão sinal-ruído por bit recebido disponível para o detector em (27) é

$$\frac{E_k}{\log_2(M)\sigma_n^2} = \frac{SNR}{\log_2(M)} \frac{\varepsilon_k}{\gamma}. \quad (30)$$

A modulação empregada na transmissão é QPSK ( $M = 4$ ) e o transmissor destina a mesma energia a todos os usuários ( $\varepsilon_k = 1$ ).

As figuras 1.a e 1.b ilustram, para  $N_r = 4$  e  $N_r = 5$ , respectivamente, e  $K = 1$  o desempenho resultante da variação do número,  $N_{iba}$ , de antenas que recebem informação. Note-se que o desempenho melhora com a redução de  $N_{iba}$  ilustrando a vantagem em termos de BER, de se adotar  $N_{iba} < N_r$ . Esta vantagem em desempenho se faz ao custo de uma redução da eficiência espectral como indicado nas tabelas I e II. Para os resultados apresentados nas figuras 1.a e 1.b, nos casos em que  $L > 1$ , o conjunto de padrões  $\mathbf{Q}$  é fixo e foi escolhido arbitrariamente dentre as possíveis  $L$  escolhas. A simulação contou com 1000 realizações da matriz de canal (1000 amostras da matriz  $\mathbf{H}$ ) com a transmissão de 19.200 *bits* em cada realização.

Os resultados a seguir consideram a escolha otimizada dos

TABELA II  
CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA  $N_t = 10$ ,  $N_r = 5$ ,  $K = 1$ .

$N_{iba}$	$C_t$	$N_c$	$R$	$L$
1	5	4	4	5
2	10	8	7	45
3	10	8	9	45
4	5	4	10	5
5	1	1	10	1

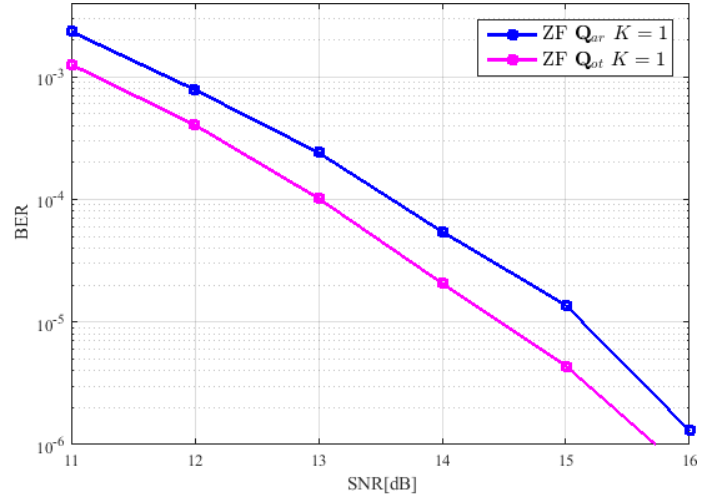


Fig. 2: Desempenho BER, pré-codificador ZF com escolha arbitrária,  $\mathbf{Q}_{ar}$ , e otimizada  $\mathbf{Q}_{ot}$ .  $N_t = 8$ ,  $K = 1$ ,  $N_r = 4$  e  $N_{iba} = 2$ .

conjuntos de padrões utilizados pelo transmissor, por meio da minimização de  $\gamma$ , de acordo com o procedimento proposto na Seção II.c.

A Figura 2 apresenta resultados para o cenário da Figura 1.a ( $K = 1$ ,  $N_t = 8$ ,  $N_r = 4$ ) com  $N_{iba} = 2$ , uma vez que apenas este valor de  $N_{iba}$  permite mais de uma escolha para o conjunto  $\mathbf{Q}$ . Para este exemplo os  $C_t = 6$  padrões possíveis são dados pelo conjunto  $\{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$ , onde o par  $(i, j)$  indica um padrão com 1's na  $i$ -ésima e  $j$ -ésima posições, respectivamente e 0's nas duas restantes e as  $L = 15$  possíveis escolhas para o conjunto  $\mathbf{Q}$  podem ser representadas pelos conjuntos ordenados  $\mathbf{Q}_1 = \{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3)\}$ ,  $\mathbf{Q}_2 = \{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 4)\}$ ,  $\dots$ ,  $\mathbf{Q}_{15} = \{(1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$ , com os vetores média  $\bar{\mathbf{q}}$  correspondentes  $\bar{\mathbf{q}}_1 = 1/4[3, 2, 2, 1]^T$ ,  $\bar{\mathbf{q}}_2 = 1/4[3, 2, 1, 2]^T$ ,  $\dots$ ,  $\bar{\mathbf{q}}_{15} = 1/4[1, 2, 2, 3]^T$ , e os vetores  $\mathbf{g}_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ , obtidos por meio de (28).

Os resultados da Figura 3 ilustram um cenário com  $K = 2$  usuários ( $L = 15$ ). Os resultados nas figuras 2 e 3 indicam um ganho de aproximadamente 1 dB obtido com o procedimento de otimização nos cenários considerados.

Um aspecto a se destacar é que como a escolha dos conjuntos  $\mathbf{Q}_m$  é feita pelo transmissor e pode variar de acordo com a matriz de canal  $\mathbf{H}$ , o transmissor tem que periodicamente informar ao receptor dos usuários qual dos  $L$  conjuntos está em uso para viabilizar a detecção correta dos sinais. Os resultados das figuras 2 e 3 consideram que esta

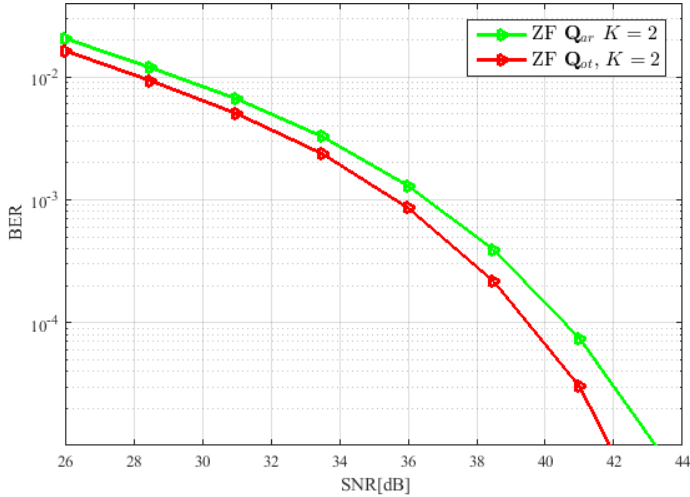


Fig. 3: Desempenho BER, pré-codificador ZF com escolha arbitrária,  $Q_{ar}$ , e otimizada,  $Q_{ot}$ .  $N_t = 8$ ,  $K = 2$ ,  $N_r = 4$  e  $N_{iba} = 2$ .

notificação é recebida sem erros. Para efeito de comparação as figuras apresentam também o desempenho obtido com a adoção de uma mesma escolha, fixa e de conhecimento dos receptores, para o conjunto  $Q$ .

Uma possível maneira de se efetivar a notificação do conjunto  $Q$  em uso é por meio de um sistema de transmissão em quadros dos vetores de sinais, onde ao final de cada quadro o procedimento de escolha dos conjuntos  $Q_m$ ,  $m = 1, 2, \dots, K$ , é refeito pelo transmissor e sinais informando a escolha feita são enviados para cada usuário no período de notificação do quadro seguinte. No caso  $N_r = 4$ ,  $N_{iba} = 2$  e modulação QPSK, por exemplo, a informação dos índices dos  $L = 15$  conjuntos possíveis pode ser transmitida utilizando 2 das antenas (4 bits) do receptor. Para reduzir a incerteza e a possibilidade de erro na detecção da notificação o padrão de antenas utilizado durante os períodos de notificação é fixo pré-determinado e de conhecimento dos receptores. Uma estratégia para reduzir ainda mais a probabilidade de erro é a de se enviar a mesma informação repetidas vezes. O receptor acumula os vetores recebidos no período de notificação e realiza a detecção utilizando o vetor resultante desta soma. Com este procedimento, se  $F$  é o número de repetições adotado, um ganho de  $10 \log_{10}(F)$  dBs é obtido para a razão sinal-ruído de detecção.

A Figura 4 ilustra resultados obtidos com a estratégia de notificação descrita acima para o mesmo cenário da Figura 3. Considerou-se quadros com 3.200 vetores de sinais (19.200 bits) transmitidos para cada usuário com notificação envolvendo  $F = 10$  repetições (40 bits) no início de cada quadro. Na simulação uma nova amostra da matriz de canal foi gerada ao final de cada quadro com um total de 1000 amostras de canal geradas. A coincidência dos resultados de desempenho apresentados na Figura 4 com aqueles obtidos com notificação sem erros evidencia a eficácia do método de notificação proposto.

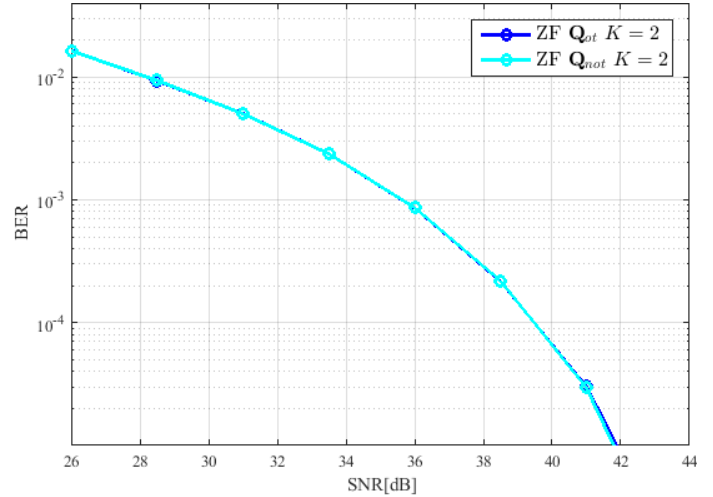


Fig. 4: Desempenho BER, pré-codificador ZF com escolha otimizada,  $Q_{ot}$ , e notificada,  $Q_{not}$ .  $N_t = 8$ ,  $K = 2$ ,  $N_r = 4$  e  $N_{iba} = 2$ .

## V. CONCLUSÕES

Este artigo considerou o enlace direto de sistemas GSM multiusuário e desenvolveu expressões adequadas para a análise de tais sistemas. Além disso, foram propostos aqui um procedimento para a escolha ótima pela ERB das combinações de antenas receptoras por ela destinadas a receber informação e um método eficaz para que estas escolhas sejam informadas periodicamente aos receptores dos diferentes usuários. Ganhos de desempenho mais significativos decorrentes do procedimento de otimização proposto podem resultar do estudo de outros cenários e modelos de canal, que incluam, por exemplo, desvanecimentos de percurso, efeitos de sombreamento e correlação entre as antenas de recepção e/ou transmissão. Estes estudos estão sendo realizados.

## REFERÊNCIAS

- [1] M. D. Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, "Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey," *IEEE Communications Magazine*, vol. 49, no. 12, pp. 182–191, December 2011.
- [2] M. D. Renzo, H. Haas, A. Ghayeb, S. Sugiura, and L. Hanzo, "Spatial modulation for generalized mimo: Challenges, opportunities, and implementation," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 1, pp. 56–103, Jan 2014.
- [3] K. M. Humadi, A. I. Sulyman, and A. Alsanie, "Spatial modulation concept for massive multiuser mimo systems," in *International Journal of Antennas and Propagation*, Jun 2014, pp. 1–9.
- [4] L. L. Yang, "Transmitter preprocessing aided spatial modulation for multiple-input multiple-output systems," in *2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, May 2011, pp. 1–5.
- [5] A. Stavridis, S. Sinanovic, M. D. Renzo, and H. Haas, "Transmit precoding for receive spatial modulation using imperfect channel knowledge," in *2012 IEEE 75th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, May 2012, pp. 1–5.
- [6] R. Zhang, L. L. Yang, and L. Hanzo, "Generalised pre-coding aided spatial modulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 11, pp. 5434–5443, November 2013.