

# Técnicas de Pré-codificação MIMO Baseadas no Alinhamento de Interferência com Conhecimento Imperfeito de Canal

Paulo G. Normando, Carlos I. R. Bandeira e Walter C. Freitas Jr.

Universidade Federal do Ceará

Departamento de Engenharia de Teleinformática

Grupo de Pesquisa em Telecomunicações Sem Fio (GTEL)

{pauloogn,carlosigor,walter}@gtel.ufc.br

**Resumo**—Neste trabalho, foi avaliado o desempenho de dois esquemas baseados no alinhamento de interferência (IA), que utilizam os critérios de forçagem à zero (ZF) e MMSE (do inglês *Minimum Mean Square Error*). Esses dois esquemas foram comparados com outro esquema que não é baseado em IA e visa maximizar a SLNR (do inglês, *Signal-to-Leakage plus Noise Ratio*). Também foi avaliado o impacto do conhecimento imperfeito de canal em cada técnica. Foram obtidas as taxas de erro de bit e a capacidade total para cada esquema. Todos foram eficientes na mitigação da interferência. Porém, os baseados em IA atingiram um melhor desempenho em taxa de erro de bit. Além disso, todos se mostraram bastante sensíveis ao conhecimento imperfeito do canal.

**Palavras-Chave**—Pré-codificação, Alinhamento de Interferência, MIMO.

**Abstract**—Precoding schemes have been widely studied in order to mitigate the interference in wireless systems. In this work, the performance of two schemes based on interference alignment was evaluated. One uses zero-forcing and the other uses MMSE criterion. These schemes were compared with a non-interference alignment scheme, based on maximization of SLNR. Moreover, the imperfect channel knowledge was evaluated for each technique. The performance was evaluated through bit error rate (BER) and sum rate. The simulations show that all schemes are very efficient to mitigate the interference, but the methods based in interference alignment achieved a better performance related to BER. Further, all schemes are sensitive to imperfect channel knowledge.

**Keywords**—Precoding, Interference Alignment, MIMO.

## I. INTRODUÇÃO

A interferência sempre foi um problema inevitável em redes de comunicação sem fio devido ao reuso, uma vez que os recursos de rádio são limitados. Ela tem sido combatida de diversas maneiras, porém utilizando técnicas convencionais a capacidade da rede torna-se limitada pela interferência. Além disso, com aumento da demanda por taxas de transmissão cada vez mais altas, novos métodos capazes de mitigar o efeito da interferência são cada vez mais necessários.

Diversos trabalhos propõem esquemas de pré-codificação baseados no alinhamento de interferência (IA) [1–5]. Esta técnica consiste em alinhar toda a interferência em um sub-espaço do sinal permitindo que o sinal desejado possa ser detectado livre de interferência [1] e conseqüentemente atingir os ganhos de multiplexação apresentados em sistemas MIMO (sistemas com múltiplas antenas nos transmissores e

receptores) [6]. As soluções de alinhamento de interferência podem ser utilizadas para cancelar totalmente a interferência como, por exemplo, o método de forçagem à zero [1, 2], ou minimizar o erro na detecção através do critério do mínimo erro quadrático médio (MMSE) [2–5]. Outro esquema de pré-codificação, que visa diminuir a interferência nos receptores, é baseado no critério da maximização da SLNR [2, 7–9]. Neste esquema os vetores formatadores de feixe são calculados de tal forma que a SLNR seja maximizada na transmissão e a SINR na recepção, fazendo com que a interferência seja mitigada nos receptores.

Porém, um tópico ainda não muito estudado é a avaliação do conhecimento imperfeito de canal nos sistemas citados anteriormente. Portanto, um modelo de conhecimento imperfeito dos estados do canal foi utilizado e foram realizadas simulações computacionais de modo a comparar o desempenho das técnicas e avaliar o impacto do conhecimento imperfeito de canal. Para tal avaliação foram utilizadas as métricas de taxa de erro de bit e capacidade total.

A seguir este artigo é dividido em mais quatro seções. O modelo de sistema será apresentado na seção II, em seguida será feita uma breve discussão sobre os esquemas de pré-codificação estudados na seção III e os resultados serão discutidos na seção IV e o trabalho concluído na seção V.

## II. MODELO DO SISTEMA

Considere um ambiente MIMO multiusuário com três pares transmissor (Tx) – receptor (Rx), mostrado na Fig. 1. O receptor do par  $k$  somente decodifica o sinal enviado pelo transmissor  $k$  e trata os sinais dos outros transmissores como interferência. No caso estudado, tanto o transmissor como o receptor têm duas antenas cada. A matriz de canal  $\mathbf{H}_{ij} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$  contém os ganhos complexos do canal entre as antenas do transmissor  $i$  e do receptor  $j$ .

Apesar do par transmissor-receptor formar um enlace MIMO, não consideramos a multiplexação espacial de múltiplos símbolos, ou seja, cada usuário formata apenas um feixe e transmite apenas um símbolo. O vetor de formatação de feixe, ou pré-codificador, do transmissor  $k$  é denotado  $\mathbf{v}_k = [v_{k1} \ v_{k2}]^T$  e está sujeito a restrição de potência  $\|\mathbf{v}_k\|_2^2 \leq 1$ . Assumindo o ruído na recepção do sinal no usuário  $k$ ,  $\mathbf{n}_k = [n_{k1} \ n_{k2}]^T$ , no qual cada uma de suas

componentes são variáveis  $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ , assim os vetores de sinais recebidos no receptor  $k$ ,  $\mathbf{Y}_k = [y_{k1} \ y_{k2}]^T$ , é dada por:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_{kk} \mathbf{v}_k d_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^3 \mathbf{H}_{ik} \mathbf{v}_i d_i + \mathbf{n}_k. \quad (1)$$

No lado do receptor, todos os símbolos de dados enviados  $d_k$ , independentes e com variância unitária, são detectados utilizando os vetores de recepção  $\mathbf{u}_k = [u_{k1} \ u_{k2}]$ , através da relação  $\hat{d}_k = \mathbf{u}_k \mathbf{Y}_k$ .

Apresentadas as variáveis do sistema, temos que a relação sinal-ruído mais interferência (SINR) é dada por:

$$\gamma_k = \frac{|\mathbf{u}_k \mathbf{H}_{kk} \mathbf{v}_k|^2}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^3 |\mathbf{u}_k \mathbf{H}_{ik} \mathbf{v}_i|^2 + |\mathbf{u}_k|^2 \sigma_n^2}. \quad (2)$$

O conhecimento imperfeito do canal foi modelado da seguinte forma:

$$\mathbf{H} = \sqrt{1 - \beta^2} \hat{\mathbf{H}} + \beta \mathbf{N}, \quad (3)$$

em que,  $\mathbf{H}$  é a matriz de canal,  $\hat{\mathbf{H}}$  é a matriz da observação imperfeita do canal e  $\mathbf{N}$  é a matriz de ruído, de forma que sejam variáveis aleatórias gaussianas complexas,  $\mathcal{CN}(0, \mathbf{I})$ . O parâmetro  $\beta$  caracteriza o conhecimento do estado do canal e pode variar entre  $\beta = 0$ , que corresponde ao conhecimento perfeito do canal, a  $\beta = 1$ , que equivale a nenhum conhecimento do estado do canal. Este modelo genérico de conhecimento imperfeito de canal pode ser usado para o estudo de cenários específicos, como erros de estimação de canal ou *feedback* limitado. A diferença entre os cenários é como o valor de  $\beta$  varia [10].

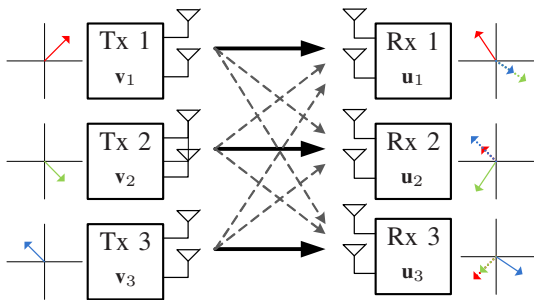


Fig. 1. Esquema de alinhamento de interferência em uma rede MIMO.

### III. ALINHAMENTO DE INTERFERÊNCIA

A idéia do alinhamento de interferência pode ser utilizada como forma de se obter os vetores de pré-codificação que permite as redes com canais interferentes alcançarem o ganho ótimo de multiplexação [1].

Como é ilustrado na Fig. 1, o IA consiste em direcionar toda a interferência em uma dada direção de modo que o sinal desejado possa ser detectado corretamente, livre de interferência. As condições apresentadas a seguir em

(4)–(6) garantem que o alinhamento ocorra em cada par transmissor-receptor.

$$\text{span}(\mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_2) = \text{span}(\mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_3), \quad (4)$$

$$\mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{32} \mathbf{v}_3, \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_{23} \mathbf{v}_2 = \mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_1, \quad (6)$$

em que  $\text{span}(\mathbf{A})$  representa o espaço vetorial gerado pelos vetores coluna da matriz  $\mathbf{A}$ . Agora precisa-se escolher os vetores  $\mathbf{v}_i$ , com  $i = 1, \dots, 3$ , de forma que as condições acima sejam satisfeitas. Como  $\mathbf{H}_{ij}$  tem o posto completo, as equações podem ser reescritas como:

$$\text{span}(\mathbf{v}_2) = \text{span}(\mathbf{E} \mathbf{v}_1), \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_3 = (\mathbf{H}_{32})^{-1} \mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_1, \quad (8)$$

$$\mathbf{v}_2 = (\mathbf{H}_{23})^{-1} \mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_1, \quad (9)$$

em que

$$\mathbf{E} = (\mathbf{H}_{13})^{-1} \mathbf{H}_{23} (\mathbf{H}_{21})^{-1} \mathbf{H}_{31} (\mathbf{H}_{32})^{-1} \mathbf{H}_{12}. \quad (10)$$

Sendo  $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_M$  os  $M$  autovetores de  $\mathbf{E}$ , para o caso de  $M$  antenas em cada transmissor e receptor. Portanto  $\mathbf{v}_1$  é atribuído como:

$$\mathbf{v}_1 = [\mathbf{e}_1 \ \dots \ \mathbf{e}_{(M/2)}]. \quad (11)$$

Assim,  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  são determinados usando as Equações (8) e (9). Pode-se ver que  $\mathbf{v}_i$ , com  $i = 1, 2, 3$ , satisfaz as condições de alinhamento (4)-(6). Deste modo, para o caso abordado, em que se tem apenas duas antenas em cada nó, só existirão duas soluções para o vetor  $\mathbf{v}_1$ , o primeiro autovetor ou o segundo autovetor da matriz  $\mathbf{E}$ .

Os vetores obtidos a partir da solução do alinhamento de interferência serão utilizados nos esquemas de pré-codificação baseados na eliminação da interferência, critério *Zero Forcing* e na minimização do erro na recepção, critério MMSE. Além desses esquemas outro método de pré-codificação, que não utiliza as soluções de IA, será apresentado mais adiante.

#### A. Forçagem à zero

Para eliminar toda a interferência nos receptores, os vetores de recepção devem ser projetados de modo que:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 [\mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_2 \ \mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_3] &= 0, \\ \mathbf{u}_2 [\mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_1 \ \mathbf{H}_{32} \mathbf{v}_3] &= 0, \\ \mathbf{u}_3 [\mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_1 \ \mathbf{H}_{23} \mathbf{v}_2] &= 0. \end{aligned} \quad (12)$$

Se os pré-codificadores forem soluções do alinhamento, então as parcelas interferentes estão alinhadas nos receptores, portanto o problema é reduzido para:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_1 [\mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_2] &= 0, \\ \mathbf{u}_2 [\mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_1] &= 0, \\ \mathbf{u}_3 [\mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_1] &= 0. \end{aligned} \quad (13)$$

Com as interferências mitigadas nos receptores e de modo a melhorar o desempenho do sistema, pode-se maximizar o mínimo das SINRs dos usuários, que após ao alinhamento de interferência é dada por:

$$\frac{\|\mathbf{u}_k \mathbf{H}_{kk} \mathbf{v}_k\|^2}{\sigma_n^2}. \quad (14)$$

Baseado no algoritmo proposto em [2] foi desenvolvido o algoritmo apresentado a seguir. Porém, no caso estudado existe um número finito de soluções de alinhamento [1]. Dentre essas soluções deve ser selecionada a melhor baseada no critério max-min da SINR. Por isso, este algoritmo também é chamado de “Max-min-SINR”.

---

**Algoritmo 1 IA Max-Min SINR**


---

- 1: Atribua um dos autovalores da matriz  $\mathbf{E}$  para o vetor  $\mathbf{v}_1$ ;
  - 2: Obtenha  $\mathbf{v}_2$  e  $\mathbf{v}_3$  usando (8) e (9);
  - 3: Calcule os vetores de recepção  $\mathbf{u}_i$  de acordo com (13);
  - 4: Calcule o mínimo da SINR dos usuários. Se for maior que o valor anterior armazene os valores de  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$ ;
  - 5: Se existir algum autovalor não testado retorne ao passo 2, caso contrário pare.
- 

**B. Mínimo erro quadrático médio**

Nessa subseção, deseja-se projetar os vetores de pré-codificação e recepção de modo que o erro quadrático médio (MSE) seja minimizado respeitando as restrições de potências na transmissão. Para o usuário  $k$  o erro quadrático médio é escrito como:

$$\begin{aligned} MSE_k &= E[\|\hat{d}_k - d_k\|^2] \\ &= E\{\text{tr}[(\hat{d}_k - d_k)(\hat{d}_k - d_k)^H]\}, \end{aligned} \quad (15)$$

em que  $E\{\cdot\}$  representa a esperança estatística.

Portanto, deve-se encontrar os vetores  $\mathbf{v}_k$  e  $\mathbf{u}_k$ ,  $k = 1, 2, 3$ , de modo que o erro quadrático médio seja minimizado. O problema de otimização será dado por:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3; \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{u}_3} \sum_{k=1}^3 MSE_k, \quad (P_{r1}) \\ \text{sujeito a } \text{tr}(\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}_k) \leq P_k \quad \forall k = 1, 2, 3, \end{aligned}$$

em que  $P_k$  é a potência de transmissão do transmissor  $k$ .

No algoritmo utilizado, cada Tx-Rx deve resolver o sub-problema  $P_{r1}$ , que é um problema de otimização não-linear. Portanto, o método de Lagrange foi utilizado e a função de Lagrange é construída da seguinte forma:

$$L(\mathbf{v}_k; \mathbf{u}_k; \lambda_k) = \sum_{k=1}^3 MSE_k + \sum_{k=1}^3 \lambda_k [\text{tr}(\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}_k) - P_k], \quad (16)$$

onde  $\lambda_k$  é o multiplicador de lagrange associado a restrição de potência no transmissor  $k$ .

De acordo com as condições de Karush-Kuhn-Tucker (KKT)[3]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial L}{\partial \mathbf{v}_k^H} &= \mathbf{0}, k = 1, 2, 3, \\ \frac{\partial L}{\partial \mathbf{u}_k^H} &= \mathbf{0}, k = 1, 2, 3, \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda_k^H} &= 0, k = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

As seguintes equações são obtidas:

$$\mathbf{v}_k = \left( \sum_{i=1}^3 \mathbf{H}_{ki}^H \mathbf{u}_i^H \mathbf{u}_i \mathbf{H}_{ki} + \lambda_k \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{u}_k^H, \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_k &= \mathbf{v}_k^H \mathbf{H}_{kk}^H \left( \sum_{i=1}^3 \mathbf{H}_{ik} \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_{ik}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1}, \quad (18) \\ \text{tr}(\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}_k) &\leq P_k, \quad k = 1, 2, 3. \end{aligned}$$

Os vetores ótimos de transmissão,  $\mathbf{v}_k$ , dependem dos vetores de recepção,  $\mathbf{u}_k$ , e vice-versa. Conseqüentemente, existe uma grande dificuldade em resolver diretamente (17) e (18). Assim, foi utilizado um algoritmo iterativo para solucionar o problema descrito [2, 3].

---

**Algoritmo 2 IA MMSE**


---

- 1: Inicialize os vetores  $\mathbf{v}_k$ ;
  - 2: Calcule  $\mathbf{u}_k$  usando (18);
  - 3: Resolva  $\lambda_k$  substituindo (17) na restrição de potência do usuário  $k$ .
  - 4: Atualize  $\mathbf{v}_k$  de acordo com (17) com os  $\lambda_k$  encontrados;
  - 5: Repetir os passos 2, 3 e 4 até convergir.
- 

De modo que a solução seja a mais próxima do alinhamento possível, os vetores de transmissão podem ser inicializados com a solução de IA demonstrada anteriormente.

**C. Maximização da SLNR**

Nesta seção, o conceito de *leakage* é introduzido. *Leakage* refere-se a interferência causada pelo sinal de um transmissor que “escapa” para receptores de maneira indesejada. O algoritmo descrito a seguir é baseado na maximização da SLNR. O critério proposto visa maximizar a potência do sinal desejado no receptor do par transmissor-receptor, enquanto minimiza a potência da interferência causada pelo transmissor desse mesmo par. Deste modo, mesmo sem utilizar o IA, pode-se evitar e eliminar a interferência [7–9].

Os vetores de transmissão são obtidos através da maximização da SLNR nos transmissores, e os vetores de recepção são otimizados a partir da maximização da SINR nos receptores. Como a determinação dos vetores de transmissão e recepção dependem uns dos outros também utilizamos um algoritmo iterativo, baseado em [2] e [7], apresentado a seguir.

---

**Algoritmo 3 SLNR**


---

- 1: Inicialize os vetores  $\mathbf{v}_k$  aleatoriamente, de modo que todos os seus elementos independentes sejam variáveis gaussianas com média zero e variância unitária. Em seguida normalize-os;
  - 2: Calcule  $\mathbf{u}_k$  que maximiza a SINR $_k$ , com  $\mathbf{u}_k^o = \underset{\mathbf{u}_k \in \mathbb{C}^{1 \times 2}}{\text{argmax}} \frac{\mathbf{u}_k \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k^H}{\mathbf{u}_k \mathbf{W}_k \mathbf{u}_k^H}$ ;
  - 3: Calcule  $\mathbf{v}_k$  que maximiza a SLNR $_k$  com  $\mathbf{v}_k^o = \underset{\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{1 \times 2}}{\text{argmax}} \frac{\mathbf{v}_k \mathbf{R}_k \mathbf{v}_k^H}{\mathbf{v}_k \mathbf{R}_k \mathbf{v}_k^H}$ ;
  - 4: Repetir os passos 2 e 3 até convergir.
- 

No passo 2, o valor ótimo que maximiza a SINR de  $\mathbf{u}_k^o$  é o autovetor generalizado correspondente ao maior autovalor do par de matrizes  $\mathbf{W}$  e  $\tilde{\mathbf{W}}$ , que é definido como [7]:

$$\begin{cases} \mathbf{W}_k = \mathbf{H}_{kk} \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H \mathbf{H}_{kk}^H, \\ \tilde{\mathbf{W}}_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^3 \mathbf{H}_{ik} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{H}_{ik}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \end{cases} \quad (19)$$

Analogamente, o valor ótimo que maximiza a SLNR de  $\mathbf{v}_k^o$  é o autovetor generalizado correspondente ao maior autovalor do par de matrizes  $\mathbf{R}$  e  $\tilde{\mathbf{R}}$  definido como:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_k = \mathbf{H}_{kk}^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_{kk}, \\ \tilde{\mathbf{R}}_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^3 \mathbf{H}_{ki}^H \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_{ki} + \sigma_n^2 \mathbf{I}. \end{cases} \quad (20)$$

#### IV. SIMULAÇÕES E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Nas simulações, foram realizados 10000 repetições com canais independentes para a SNR mais alta e foi utilizado o esquema de modulação QPSK. Os resultados para este esquema de modulação podem ser estendidos sem perda de generalidade para outros esquemas de modulação. Os coeficientes de canal são variáveis gaussianas complexas, com média zero e variância unitária, assim como a matriz de erro no modelo de conhecimento imperfeito de canal. Cada transmissor tem a mesma potência de transmissão.

Em relação ao algoritmo com o critério MMSE é apresentado os resultados relativos à BER na Fig. 2, que mostra um desempenho satisfatório a partir de 32 iterações. Na Fig. 3 é apresentado a capacidade total alcançada pelo algoritmo 2. Neste algoritmo o aumento no número de iterações não influencia muito do desempenho apresentado, porém vale destacar que existe uma pequena perda na capacidade total com o aumento do número de iterações para as SNRs mais altas, isso ocorre pois o algoritmo relaxa um pouco o alinhamento para minimizar os erros na recepção.

O algoritmo baseado no critério SLNR foi o que necessitou de mais iterações para apresentar um desempenho satisfatório. Na Fig. 4 é apresentada sua taxa de erro de bit e pode-se ver que o desempenho melhora com o aumento do número de iterações, porém apenas com 256 iterações o algoritmo atinge um desempenho satisfatório, porém abaixo dos apresentados pelos outros algoritmos. Em relação ao desempenho da capacidade total, que é visto na Fig. 5, este algoritmo foi o único que apresentou grandes variações com o aumento das iterações, mas também atingiu uma capacidade total semelhante ao dos outros algoritmos.

Nas Figs. 6 e 7 são comparados os resultados dos algoritmos baseados nos critérios MMSE, SLNR e max-min SINR, além desses também é mostrado o resultado de uma simulação com o critério *Zero Forcing*, mas sem utilizar o algoritmo max-min SINR, ou seja, a solução de alinhamento era escolhida aleatoriamente. Em relação à BER percebe-se que o esquema baseado no critério MMSE atinge o melhor desempenho, como era esperado pois este esquema tem como objetivo minimizar os erros na recepção. Na Fig. 6, outro comportamento que deve ser destacado é o ganho de desempenho do esquema baseado no critério *Zero Forcing*, quando o algoritmo 1 é utilizado, pois o desempenho deste esquema se aproxima bastante ao baseado no critério MMSE.

Em relação a capacidade total, ver Fig. 7, todos os esquemas têm um comportamento semelhante com o aumento da SNR, porém o esquema baseado no critério MMSE alcança o pior desempenho, isso ocorre porque esse esquema relaxa um pouco o alinhamento para minimizar o erro na recepção, desta

forma os esquemas baseados no critério de forçamento a zero atigem o melhor desempenho, nesta métrica. O algoritmo baseado no critério SLNR não maximiza totalmente a SINR, já que ele tenta maximizar também a SLNR, por isso este algoritmo também não tem o mesmo desempenho dos baseados no critério *Zero Forcing*.

De modo a avaliar o impacto do conhecimento imperfeito dos coeficientes de canal foi escolhido apenas os resultados do algoritmo 1, que é baseado no critério ZF, mostrados nas Figs. 8 e 9, pois todos os algoritmos apresentaram desempenho semelhantes em relação ao conhecimento imperfeito do canal. Em ambas as métricas percebe-se que com uma pequena variação no valor de  $\beta$ , por exemplo 0.05, o desempenho decai bastante, ficando ainda mais crítico para  $\beta = 0.2$ .

A sensibilidade ocorre pois o algoritmo é baseado em esquemas que utilizam as matrizes de canal para o cálculo dos pré-codificadores e dos filtros receptores, portanto se matriz de canal conhecida têm um erro o alinhamento perfeito pode ficar comprometido.

#### V. CONCLUSÕES

As simulações mostraram que todos esquemas analisados garantem um bom desempenho mitigando o efeito da interferência em sistemas sem fio, se mostrando assim técnicas poderosas para o combate à interferência em redes de comunicações em fio. Porém, os esquemas baseados no alinhamento de interferência alcançaram melhores resultados, relativos à BER, se compararmos com os esquemas baseados no critério SLNR.

Outro resultado a ser destacado é a sensibilidade do algoritmo baseado no alinhamento de interferência ao conhecimento imperfeito de canal, que mostra a importância de se buscar variações mais robustas.

#### REFERÊNCIAS

- [1] V. R. Candambe e S. A. Jafar, "Interference Alignment and Degrees of Freedom of the K User Interference Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, v.54, pp. 3425–3441, Agosto 2008.
- [2] H. Shen, B. Li e Y. Luo, "Precoding Design Using Interference Alignment for the Network MIMO," *2009 IEEE 20th International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 2519–2523, Setembro 2009
- [3] H. Shen, B. Li, M. Tao e Y. Luo, "The New Interference Alignment Scheme for the MIMO Interference Channel," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, pp. 1–6, Abril 2010.
- [4] D. A. Schmidt, C. Shi, R. A. Sayed, M. L. Honig e W. Utschick, "Minimum Mean Squared Error Interference Alignment," *Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers*, pp. 1106–1110, Novembro 2009.
- [5] M. Shen, A. Høst-Madsen e J. Vidal, "An Improved Interference Alignment Scheme for Frequency Selective Channels," *ISIT 2008, Toronto, Canada*, pp. 559–563, Julho 2008.
- [6] G. J. Foschini e M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications* v. 6, n. 3, pp. 311–335, Março 1998.
- [7] A. Tarighat, M. Sadek e A. H. Sayed, "A Multi User Beamforming Scheme for Downlink MIMO Channels Based on Maximizing Signal-to-Leakage Ratios", *IEEE ICASSP, Philadelphia, USA*, v. 3, pp. 1129–1132, Março 2005.
- [8] M. Sadek, A. Tarighat e A. H. Sayed, "A Leakage-Based Precoding Scheme for Downlink Multi-User MIMO Channels," *IEEE Transactions On Wireless Communications*, v. 6, no. 5, pp. 1711–1721, Maio 2007.
- [9] M. C. H. Lim, M. Ghogho e D. C. Mernon, "Spatial Multiplexing in the Multi-user MIMO Downlink Based on Signal-to-Leakage Ratios," *IEEE CLOBECOM 2007*, pp. 3634–3638, Novembro 2007.
- [10] B. Nosrat-Makouei, J.G. Andrews e R.W. Heath, "MIMO Interference Alignment Over Correlated Channels with Imperfect CSI," *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 59, pp. 2783–2794, Março 2011.
- [11] A. Høst-Madsen e A. Nosratinia, "The Multiplexing Gain of Wireless Networks," in *Proceedings IEEE ISIT*, pp. 2065–2069, Setembro 2005.



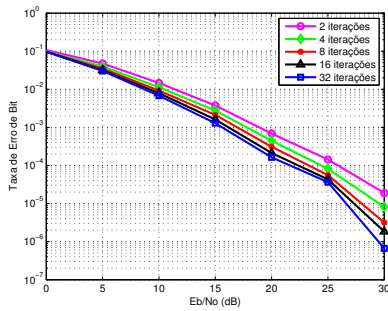


Fig. 2. Taxa de erro de bit alcançada com o esquema de pré-codificação utilizando o critério MMSE.

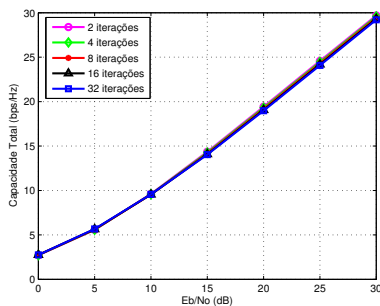


Fig. 3. Capacidade total alcançada com o esquema de pré-codificação utilizando o critério MMSE.

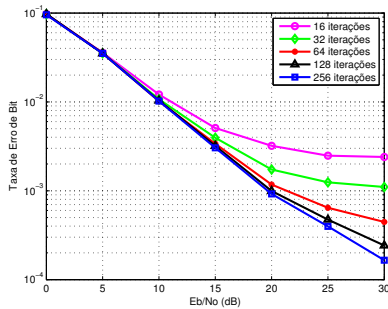


Fig. 4. Taxa de erro de bit alcançada com o esquema de pré-codificação utilizando o critério SLNR.

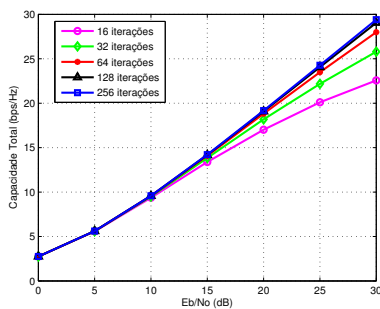


Fig. 5. Capacidade total alcançada com o esquema de pré-codificação utilizando o critério SLNR.

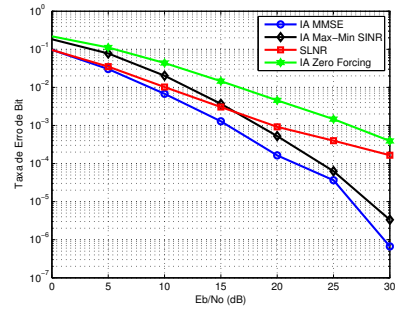


Fig. 6. Comparação entre as taxas de erro de bit alcançadas através dos esquemas utilizados.

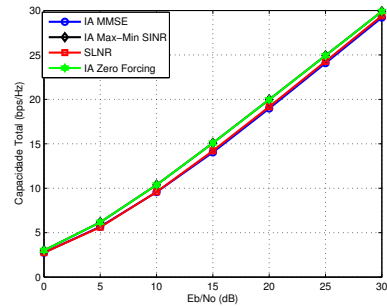


Fig. 7. Comparação entre as capacidades totais alcançadas através dos esquemas utilizados.

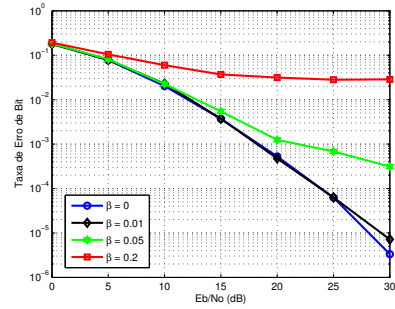


Fig. 8. Impacto do erro de estimação na taxa de erro de bit alcançada com o algoritmo que utiliza o critério Zero Forcing.

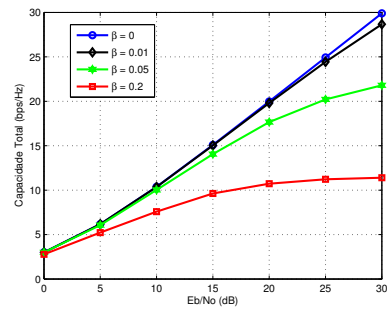


Fig. 9. Impacto do erro de estimação na capacidade total alcançada com o algoritmo que utiliza o critério Zero Forcing.