

Alinhamento de Interferência em Canais MIMO Multicast Utilizando Minimização Alternada

André W. M. Freitas, Yuri C. B. Silva e Antônio Regilane L. Paiva

Resumo—Neste artigo considera-se um cenário MIMO (do inglês Multiple-Input Multiple-Output) interferente multicast, no qual cada transmissor deseja enviar um sinal para um grupo de receptores, havendo interferência entre os diferentes grupos. Este cenário corresponde a um caso mais geral do que o tradicional canal MIMO interferente. Neste trabalho considera-se a aplicação de alinhamento de interferência ao cenário MIMO multicast. Primeiro é realizada uma análise das condições de realizabilidade necessárias para o alinhamento e depois demonstra-se que é possível aplicar, após algumas modificações, o algoritmo de minimização alternada para encontrar a solução do problema.

Palavras-Chave—Alinhamento de Interferência, MIMO, Minimização Alternada, Multicast.

Abstract—In this paper, a MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) interference multicast scenario is considered, in which each transmitter sends a signal to a group of receivers, with interference being perceived between the different groups. This scenario corresponds to a more general case than the traditional MIMO interference channel. In this work we consider the application of interference alignment to this MIMO multicast scenario. First, we analyze the feasibility conditions required by the alignment and then we demonstrate that it is possible to apply, after a few changes, the alternate minimization algorithm to find the solution of the problem.

Keywords—MIMO Interference Alignment, Alternating Minimization, Multicast.

I. INTRODUÇÃO

Nas redes celulares a interferência causada pelo sinal de um transmissor em um receptor de uma célula vizinha provoca a perda de desempenho do sistema no regime de alta relação sinal-ruído (SNR, do inglês Signal-to-Noise Ratio). Com o advento das novas gerações de redes celulares o número de transmissores tende a aumentar e o tamanho das células diminuir [1]. Quando esta interferência apresenta nível de potência da mesma ordem do sinal utilizável, técnicas como a ortogonalização do acesso ao canal são utilizadas [2]. O alinhamento de interferência (IA, do inglês Interference Alignment) é uma técnica aplicada a redes MIMO [3], que visa mitigar a interferência recebida nos receptores, causada pelos transmissores vizinhos. A técnica divide o espaço de sinais do receptor e projeta as interferências sobre um mesmo subespaço de dimensão menor nesse receptor, chamado aqui de subespaço interferente.

André W. M. Freitas, Yuri C. B. Silva, e Antônio Regilane L. Paiva, Departamento de Engenharia de Informática, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza-CE, Brasil, E-mails: andrewashington@alu.ufc.br, yuri@gtel.ufc.br, lane.p.l@hotmail.com. Este trabalho foi parcialmente financiado por CAPES e CNPq.

Um cenário que é habitualmente utilizado na literatura é o canal MIMO interferente (MIMO-IC, do inglês MIMO Interference Channel) com K pares de transmissores e receptores. Quando o alinhamento de interferência é aplicado neste cenário, cada usuário pode transmitir símbolos de dados utilizando metade da capacidade do canal [4], [5]. Em sistemas MIMO, o alinhamento de interferência pode ser aplicado com a utilização de técnicas de pré-codificação de forma que o sinal indesejado esteja contido no subespaço interferente que é ortogonal ao subespaço que contém o sinal útil, em cada receptor. O IA pode reduzir a interferência, melhorando o desempenho do sistema e aumentando a sua capacidade. No cenário MIMO-IC é conhecido que o IA pode prover uma capacidade para cada usuário dada por

$$\frac{1}{2} \log SNR + o(\log SNR), \quad (1)$$

onde $o()$ descreve o comportamento limitante de uma função quando o argumento tende para um valor específico ou para o infinito. Essa capacidade é quase $\frac{K}{2}$ vezes maior que a capacidade somada de esquemas de multiplexação como múltiplo acesso por divisão no tempo (TDMA, do inglês Time Division Multiple Access) ou múltiplo acesso por divisão na frequência (FDMA, do inglês Frequency Division Multiple Access)[6],

$$\frac{1}{K} \log SNR + o(\log SNR), \quad (2)$$

sendo o segundo termo de (1) e (2) desprezível para altos valores de SNR. O modelo pode ser visto na Fig. 1.

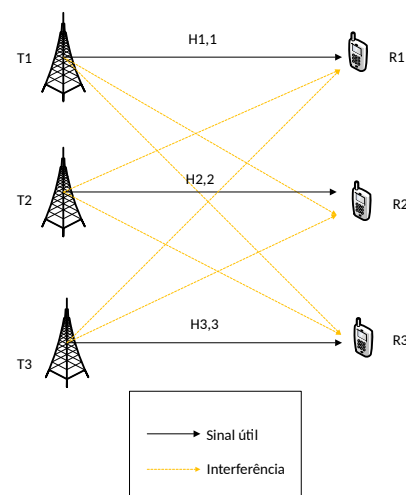


Fig. 1. Esquema MIMO com $K = 3$ pares de transmissores e receptores.

Na Fig. 1 é mostrado o cenário em que há um receptor para cada transmissor, onde o transmissor T_k deseja enviar um sinal para o receptor R_k em um sistema com K^2 canais MIMO interferentes. O sinal recebido é definido por

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k \mathbf{s}_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{H}_{kj} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_k \quad (3)$$

onde \mathbf{H}_{kj} é a matriz do canal entre o transmissor T_j e o receptor R_k e tem dimensões $N_k \times M_j$, sendo M_j o número de antenas no transmissor j e N_k o número de antenas no receptor k . A matriz \mathbf{V}_j é o pré-codificador utilizado pelo transmissor T_j e tem dimensões $M_j \times d_k$, onde d_k é o número de símbolos de dados alocados para o receptor k . \mathbf{s}_k é o sinal que o transmissor T_k deseja enviar ao receptor R_k e tem dimensões $d_k \times 1$, \mathbf{s}_j é o sinal indesejado que o receptor R_k recebe do transmissor T_j e \mathbf{n}_k é o ruído Gaussiano aditivo com distribuição $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_k^2 \mathbf{I})$ e dimensões $N_k \times 1$ no receptor R_k .

O modelo multicast funciona de forma que cada transmissor T_j envia o mesmo sinal para mais de um usuário em sua célula e interfere nos demais usuários das células vizinhas. Assim como no cenário convencional com K pares de transmissores e receptores, normalmente não é viável encontrar uma solução de forma fechada para pré-codificadores em esquemas MIMO mais complexos, com mais de 3 usuários, por exemplo [7].

O canal MIMO multicast interferente foi descrito recentemente em [8], onde os autores introduziram o cenário e as condições de realizabilidade, mas o foco da análise residiu em como minimizar o envio de informações de estado de canal em tal cenário. Neste artigo nós revisitamos a análise de realizabilidade, ressaltando algumas propriedades importantes do cenário multicast. Considera-se um cenário com K transmissores (T) e QK receptores (R), sendo Q receptores por grupo. Além disso, analisamos o projeto das matrizes de precodificação e de recepção e demonstramos que é possível aplicar, após algumas modificações, o algoritmo de minimização alternada para encontrar a solução do problema.

O artigo está organizado da seguinte forma. Na seção II apresentamos mais detalhes sobre o alinhamento de interferência no cenário multicast e suas condições de realizabilidade. O projeto do algoritmo utilizando minimização alternada é apresentado na seção III. Alguns resultados ilustrativos de simulações são mostrados na seção IV e a seção V indica as principais conclusões e perspectivas.

II. ALINHAMENTO DE INTERFERÊNCIA PARA O ESQUEMA MIMO MULTICAST

No esquema de rede MIMO considerado neste artigo, a transmissão multicast de sinais por parte dos transmissores ocorre de forma que cada um dos K transmissores envia o mesmo sinal para os seus Q receptores.

A Fig. 2 mostra um exemplo de como a rede multicast é organizada, onde temos $K = 3$ transmissores e $Q = 2$ receptores por transmissor, e exibe também os sinais desejados e interferentes que cada receptor percebe. Diferentemente do convencional par $1T : 1R$, aqui temos $1T : QR$, onde

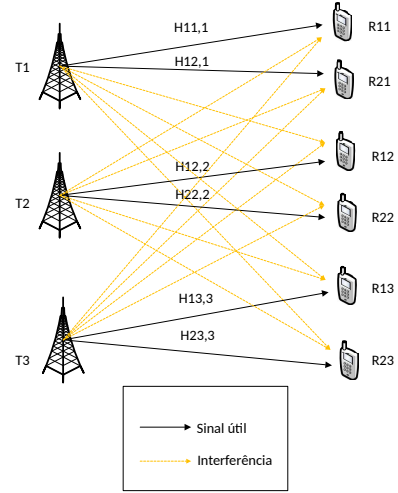


Fig. 2. Esquema MIMO multicast com $K = 3$ transmissores e $Q = 2$ receptores por transmissor.

o pré-codificador em cada transmissor terá que alinhar a interferência em um número maior de receptores indesejados. O sinal recebido em cada receptor é então

$$\mathbf{y}_{lk} = \mathbf{H}_{lk,k} \mathbf{V}_k \mathbf{s}_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_{lk} \quad (4)$$

onde, para o caso multicast, $\mathbf{H}_{lk,j}$ corresponde à matriz do canal entre o transmissor T_j e o receptor R_{lk} , com $l \in \{1, 2, \dots, Q\}$ e $k \in \{1, 2, \dots, K\}$. \mathbf{V}_k é o pré-codificador do k -ésimo transmissor, \mathbf{s}_k é o sinal destinado ao receptor R_{lk} , \mathbf{n}_{lk} é o vetor de ruído Gaussiano branco com distribuição $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma_k^2 \mathbf{I})$ percebido no receptor R_{lk} . Para as expressões (3) e (4), o termo somatório corresponde aos sinais interferentes e o termo antes do somatório corresponde ao sinal destinado ao receptor considerado. Dado que os transmissores e receptores têm M_j e N_{lk} antenas, respectivamente, a matriz do canal $\mathbf{H}_{lk,j}$ tem dimensões $N_{lk} \times M_j$. De forma análoga, o pré-codificador em cada transmissor tem dimensões $M_j \times d_j$. Como cada receptor tem N_{lk} antenas, o espaço percebido pelo receptor possui dimensão N_{lk} . Este espaço é dividido em dois subespaços ortogonais, onde o subespaço que tem o sinal desejado tem dimensão d_{lk} , e o subespaço da interferência tem tamanho $p_k = N_{lk} - d_{lk}$, onde d_{lk} representa a quantidade de símbolos esperada pelo usuário l no grupo k , que é necessariamente igual a um mesmo valor d_k para todos os usuários do grupo multicast k .

Cada receptor aplica um filtro \mathbf{U}_{lk} com dimensões $N_{lk} \times d_k$ no sinal recebido de forma que sejam cancelados todos os sinais alinhados no subespaço interferente [9]. Aplicando o filtro a (4), temos que

$$\mathbf{U}_{lk}^* \mathbf{y}_{lk} = \mathbf{U}_{lk}^* \mathbf{H}_{lk,k} \mathbf{V}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{U}_{lk}^* \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{U}_{lk}^* \mathbf{n}_{lk}. \quad (5)$$

onde o operador $(\cdot)^*$ representa o conjugado transposto de um vetor ou matriz.

O termo no somatório será nulo no espaço de \mathbf{U}_{lk} e terá um posto igual ao número d_{lk} de símbolos transmitidos para todos os receptores que não são alvos da transmissão. Este é o número de antenas a mais que o receptor de índice lk deverá ter para cancelar a interferência em adição ao número de antenas que ele necessita para separar seus d_{lk} símbolos se um filtro de forçagem a zero (ZF, do inglês Zero-Forcing) for aplicado [5]. Para diminuir o subespaço que compreende as interferências, o pré-codificador \mathbf{V}_j é calculado, com $j \neq k$, de forma que o termo das interferências abranja um menor subespaço. As condições do alinhamento de interferência são definidas por

$$\mathbf{U}_{lk}^* \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j = \mathbf{0}, \forall k \neq j, \quad (6)$$

$$\text{rank}(\mathbf{U}_{lk}^* \mathbf{H}_{lk,k} \mathbf{V}_k) = d_k, \forall k \in \{1, \dots, K\}, \forall l \in \{1, \dots, Q\}. \quad (7)$$

No esquema de rede considerado temos 3 transmissores, cada um enviando seus sinais para 2 receptores, totalizando 6 receptores. Deseja-se obter pré-codificadores que sejam soluções do seguinte sistema de equações

$$\begin{aligned} \text{span}(\mathbf{H}_{11,2} \mathbf{V}_2) &= \text{span}(\mathbf{H}_{11,3} \mathbf{V}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{21,2} \mathbf{V}_2) &= \text{span}(\mathbf{H}_{21,3} \mathbf{V}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{12,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{12,3} \mathbf{V}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{22,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{22,3} \mathbf{V}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{13,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{13,2} \mathbf{V}_2) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{23,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{23,2} \mathbf{V}_2) \end{aligned} \quad (8)$$

onde $\text{span}(\mathbf{X})$ indica o subespaço formado pelas colunas de \mathbf{X} . Desta forma o alinhamento de interferência modela o pré-codificador \mathbf{V}_j de forma que o efeito de aplicá-lo no canal $\mathbf{H}_{lk,j}$ ($k \neq j$) mapeia o sinal transmitido no subespaço interferente dos receptores indesejados. É importante ressaltar que as condições de alinhamento presentes em (8) não levam em conta o sinal desejado que o receptor de índice lk espera. Desta forma o sinal desejado não é alinhado apenas dentro do subespaço de sinal válido do receptor lk , mas em todo o espaço percebido por este. Assim quando o filtro \mathbf{U}_{lk} do receptor lk cancela a interferência presente no subespaço interferente, qualquer energia do sinal útil que estiver presente neste subespaço também será cancelada [5]. É importante, portanto, reduzir o tamanho do subespaço interferente ao máximo, de forma que a probabilidade de perda de potência do sinal válido seja reduzida. Encontrar a solução do IA está diretamente relacionado com resolver o sistema dado por (8).

Para determinar se um esquema de IA é realizável, o número de equações e o número de variáveis do sistema correspondente ao esquema IA precisam ser calculados e comparados. Reescrevendo (6) como sendo

$$(\mathbf{u}_{lk}^{[m]})^* \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{v}_j^{[n]} = 0, \forall k \neq j, \quad (9)$$

$$(j, k) \in \{1, 2, \dots, K\}, l \in \{1, 2, \dots, Q\}$$

e

$$\forall n \in \{1, 2, \dots, d_j\}, \forall m \in \{1, 2, \dots, d_{lk}\}$$

onde $\mathbf{u}_{lk}^{[m]}$ e $\mathbf{v}_j^{[n]}$ são as colunas dos filtros dos receptores e dos pré-codificadores, respectivamente. A partir de então,

calculamos o número de equações do sistema como sendo [10]

$$N_e = \sum_{l \in Q} \sum_{\substack{k, j \in K \\ j \neq k}} d_{lk} d_j \quad (10)$$

Contudo, o cálculo do número de variáveis N_v não é tão direto, sendo necessário retirar da conta as variáveis supérfluas que não ajudam no IA. O espaço do sinal dos pré-codificadores em cada transmissor com M_j antenas, depois de removidas as variáveis desnecessárias, soma um total de $d_j(M_j - d_j)$ variáveis. Da mesma forma, no lk -ésimo receptor, o espaço do sinal dos filtros têm um total de $d_{lk}(N_{lk} - d_{lk})$ variáveis. Como resultado, o número total de variáveis na rede é dado por

$$N_v = \sum_{l=1}^Q \sum_{k=1}^K d_{lk}(N_{lk} - d_{lk}) + \sum_{j=1}^K d_j(M_j - d_j) \quad (11)$$

Considerando o caso em que todos os transmissores possuem a mesma quantidade de antenas $M_j = M$, todos os receptores possuem a mesma quantidade de antenas $N_{lk} = N$ e cada usuário espera a mesma quantidade de símbolos $d_j = d_{lk} = d$, podemos obter o seguinte número de equações

$$N_e = QK^2 d^2 - QKd^2 = QKd^2(K - 1) \quad (12)$$

e o número de variáveis se torna

$$N_v = QKd(N - d) + Kd(M - d) \quad (13)$$

A condição de realizabilidade é $N_e \leq N_v$, o que resulta em

$$\begin{aligned} Q(K^2 d^2 - KdN) &\leq KdM - Kd^2 \\ Q(Kd - N) &\leq M - d \end{aligned} \quad (14)$$

Assim, uma vez que $N = Kd$, temos que a condição de realizabilidade se torna independente de Q em (14), de forma que podemos aumentar indefinidamente o número Q de usuários por transmissor e o sistema ainda será realizável, bastando que $M \geq d$.

III. MINIMIZAÇÃO ALTERNADA

O algoritmo de minimização alternada é um método iterativo que pode ser utilizado para se obter o alinhamento da interferência, podendo ser aplicado em diversos esquemas de configuração, dando bastante flexibilidade à técnica do IA. Este algoritmo utiliza o conceito dos subespaços que dividem a dimensão do espaço total visto pelos receptores em dois subespaços: o subespaço que guarda o sinal útil que será recuperado, e o subespaço em que estão contidas as interferências que serão canceladas. O algoritmo, então, alternadamente modifica os subespaços interferentes e os pré-codificadores de forma a executar o alinhamento de interferência.

Considere a definição de distância entre uma matriz \mathbf{A} e um subespaço linear \mathcal{U} , dada por

$$d(\mathbf{A}, \mathcal{U}) = \|\mathbf{A} - \mathbf{U}\mathbf{U}^* \mathbf{A}\|_F^2 \quad (15)$$

onde \mathbf{U} é uma base ortonormal de \mathcal{U} e $\|\mathbf{X}\|_F$ é a norma de Frobenius da matriz \mathbf{X} . Esta medida pode ser usada na formulação e solução do problema de otimização do

alinhamento de interferência [7], o qual pode ser resolvido através de algoritmos iterativos. Utilizando esta medida, a função objetivo que será aplicada ao algoritmo de minimização alternada e que representa o problema de IA é definida como

$$J = \min_{\substack{\mathbf{V}_j^* \\ \mathbf{C}_{lk}^* \mathbf{C}_{lk} = \mathbf{I}, \forall lk}} \sum_{l=1}^Q \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \|\mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j - \mathbf{C}_{lk} \mathbf{C}_{lk}^* \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j\|_F^2 \quad (16)$$

onde a matrix \mathbf{C}_{lk} é a base ortonormal para o subespaço interferente recebido. O receptor linear é então formado por $\mathbf{W}_{lk} = \mathbf{I}_{N_{lk}} - \mathbf{C}_{lk} \mathbf{C}_{lk}^*$. A função objetivo J deverá ser minimizada fixando a base ortonormal enquanto se otimiza o pré-codificador e vice-versa, alternadamente, para atingir o valor mínimo. O algoritmo segue o seguinte fluxo:

- 1) Inicializar \mathbf{V}_j com valores arbitrários $\forall j$
- 2) Determinar o subespaço interferente como sendo o subespaço contendo a menor quantidade de interferência para o pré-codificador fixado. Para isto, atribui-se o valor das colunas de \mathbf{C}_{lk} com sendo os $N_{lk} - d_{lk}$ autovetores dominantes de $\sum_{j \neq k} \mathbf{H}_{lk,j} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^* \mathbf{H}_{lk,j}^* \forall lk$
- 3) Determinar os pré-codificadores alinhando o sinal no novo subespaço interferente dos receptores indesejados fazendo as colunas de \mathbf{V}_j como sendo os autovetores referentes aos d_j menores autovalores de $\sum_l \sum_{k \neq j} \mathbf{H}_{lk,j}^* (\mathbf{I}_{N_{lk}} - \mathbf{C}_{lk} \mathbf{C}_{lk}^*) \mathbf{H}_{lk,j} \forall j$

De forma a minimizar a função objetivo J , os passos 2 e 3 são repetidos até a convergência. Como J é uma função não-negativa e está sendo minimizada nos passos 2 e 3, as iterações sobre esses passos nunca irão incrementar seu valor [7], ou seja, a função converge monotonicamente.

IV. SIMULAÇÕES

Nesta seção, o desempenho do algoritmo apresentado na seção III é avaliado por meio de simulações. Foi considerado um canal com desvanecimento Rayleigh, para o qual foram geradas 100 realizações, assumindo perfeita informação sobre o estado do canal (CSI, do inglês Channel State Information) e a modulação utilizada foi a BPSK (do inglês, Binary Phase Shift Keying).

A rede MIMO abordada na primeira simulação é composta por 3 transmissores e 6 receptores, onde cada transmissor deseja enviar seus dados para 2 receptores, como pode ser visto na Fig. 2.

A Fig. 3 mostra o comportamento da taxa de erro de bit (BER, do inglês Bit Error Rate) para o esquema de IA quando se transmite 1 ou 2 símbolos. Satisfazendo (14), utilizamos 1 ou 2 antenas nos transmissores para transmitir 1 ou 2 símbolos, respectivamente. Em ambos os casos os receptores contaram com 6 antenas. O valor da BER decresceu conforme se aumentou os valores de SNR em ambos os casos, o que mostra que o esquema proposto tem um bom desempenho utilizando a minimização alternada. A figura também mostra que a BER aumenta conforme o número de símbolos transmitidos, ou seja, para transmitir mais símbolos é necessário gastar mais energia para se alcançar a mesma BER alvo.

A Fig. 4 mostra a evolução da soma das capacidades (bps/Hz) com diferentes valores de SNR para um esquema

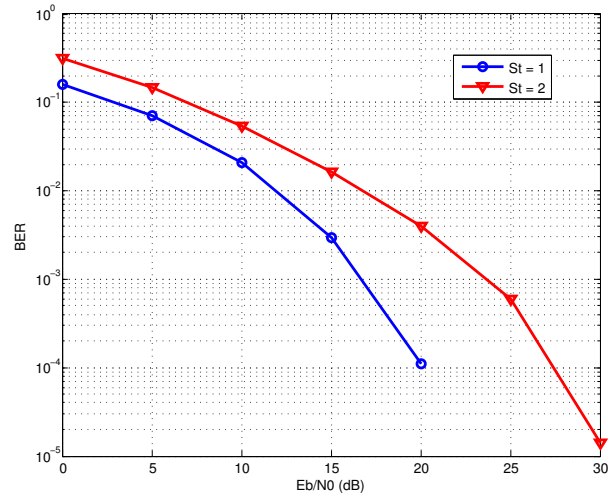


Fig. 3. Evolução da BER para o esquema de pré-codificação utilizando minimização alternada para 100 iterações.

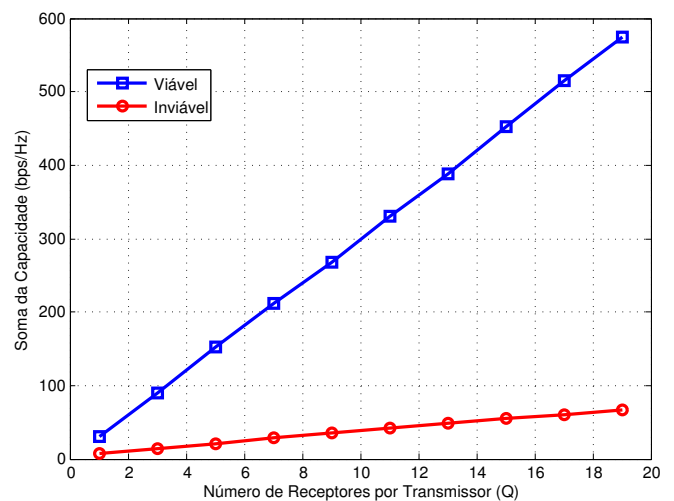


Fig. 4. Evolução da soma das capacidades com o número de receptores por transmissor (tamanho do grupo multicast).

de IA realizável e um não realizável, de acordo com (14). A simulação de ambos os esquemas utilizou uma SNR de 20 dB. Para o esquema realizável foram transmitidos 2 símbolos e atribuídas 2 antenas no transmissor e 6 antenas nos receptores. Já no esquema não realizável foram utilizadas 3 antenas nos transmissores e 5 antenas nos receptores, e cada transmissor enviou 3 símbolos. Na Fig. 4 vemos uma diferença crescente entre a soma das capacidades para os dois esquemas, e com o aumento do número de receptores por transmissor aumentou a soma da capacidade do esquema viável, enquanto que na topologia inviável não há um ganho significativo de capacidade.

Quando a condição $N = Kd$ em (14) não é satisfeita, ou seja, o número de antenas no receptor $N \neq Kd$, temos que o número de usuários por transmissor (tamanho do grupo multicast), Q , já não pode ser arbitrariamente definido, e para alcançar a realizabilidade o número de antenas no transmissor será definido em função de Q e d , obedecendo à relação $M \geq Q(Kd - N) + d$. Para o esquema não realizável simulado

com $N = 5$, $K = 3$, $Q = 2$ e $d = 3$ se tornar realizável seria necessário então que cada transmissor tivesse no mínimo 11 antenas. A Tabela I mostra a quantidade de antenas necessárias para tornar o esquema realizável dado um número Q de usuários por transmissor, $d = 2$ símbolos e $K = 3$.

TABELA I
CONDIÇÕES DE REALIZABILIDADE PARA $d = 2$ SÍMBOLOS E $K = 3$.

Q	N	M
10	6	2
10	5	12
100	6	2
100	5	102
200	6	2
200	5	202
200	4	402

Percebemos que se a condição dada em (14) for respeitada, dado qualquer Q , o número de antenas no transmissor permanece o mesmo para um dado d . Caso contrário, para que a rede seja realizável, o número de antenas no transmissor deverá ser incrementado de acordo com $M \geq Q(Kd - N) + d$, alcançando portanto números da mesma ordem de Q .

A simulação seguinte foi realizada de forma a minimizar a função objetivo apresentada para o cenário abordado, e com isso obter os melhores pré-codificadores que irão minimizar a interferência geral nos receptores. Nesta simulação $K = 3$, $Q = 2$, $d_k = 2$ e (14) foi respeitada. A Fig. 5 mostra a convergência da função J , em média, pelo número de receptores por transmissor (tamanho do grupo multicast). Com o algoritmo iterativo de minimização alternada a função objetivo J do esquema proposto cresce linearmente com o número de receptores, alcançando a ordem de 10^{-27} . Quanto menor o valor de J mais otimizados serão os pré-codificadores e os filtros dos receptores, e por consequência temos que a BER alcança valores menores dado que o alinhamento de interferência está sendo otimizado. A Fig. 5 também mostra que quando (14) é respeitada, J irá convergir para qualquer tamanho de grupo Q .

V. CONCLUSÕES

No presente artigo demonstrou-se que é possível aplicar um esquema de IA para uma rede MIMO multicast interferente, com a otimização dos pré-codificadores e dos filtros dos receptores obtida por meio do algoritmo da minimização alternada, adaptado para esse cenário multicast. Este algoritmo foi utilizado por ser aplicável a redes multicast onde o número de usuários é grande, não sendo possível obter uma solução fechada. Os resultados do esquema de rede abordado foram obtidos com simulações de Monte Carlo, e foram analisados por meio da evolução da BER e da soma das capacidades. O IA para o esquema de rede abordado se mostrou eficiente com a utilização da minimização alternada, aumentando o desempenho do sistema e sua capacidade com o aumento da SNR. Pelos gráficos da Fig. 4 e da Fig. 5 observamos o custo-benefício entre o aumento da soma da capacidade da rede e a redução da BER obtida ao minimizar a função objetivo J . O presente trabalho abre perspectivas para trabalhos futuros

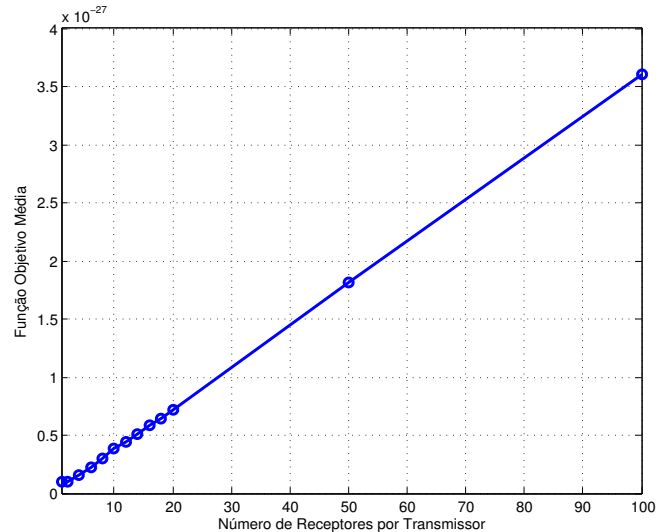


Fig. 5. Convergência da função objetivo do algoritmo de minimização alternada pelo número de receptores por transmissor.

com a análise de outros critérios de otimização do alinhamento de interferência em redes MIMO multicast interferente, como o MMSE. A inclusão de elementos repetidores no cenário multicast representa mais uma possível linha de estudo, considerando a aplicação de alinhamento de interferência em redes heterogêneas.

REFERÊNCIAS

- [1] P. Demestichas, A. Georgakopoulos, D. Karvounas, K. Tsagkaris, V. Stavroulaki, J. Lu, C. Xiong, and J. Yao. "5G on the Horizon: Key Challenges for the Radio-Access Network", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 47-53, Setembro 2013.
- [2] V. R. Cadambe and S. A. Jafar. "Interference Alignment and Spatial Degrees of Freedom for the K User Interference Channel". *Proc. IEEE International Conference on Communications*, pp. 971-975, Maio 2008.
- [3] M. Maddah-Ali, A. Motahari, A. Khandani. "Communication over MIMO X channels". *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 54, No. 8, pp. 3457-3470, Agosto 2008.
- [4] P. G. Normando. "Spatial Interference Alignment under Realistic Scenarios". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará - UFC, Agosto 2013.
- [5] D. C. Moreira, P. G. Normando, C. I. R. Bandeira, W. C. Freitas Jr., Y. C. B. Silva. "Interference Alignment, Concepts, and Algorithms for Wireless Systems". Chapter 10 in *Resource Allocation and MIMO for 4G and Beyond*, Springer, pp. 439-474, 2014.
- [6] H. Shen, B. Li, Y. Luo. "Precoding Design Using Interference Alignment for the Network MIMO". *IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 2519-2523, Setembro 2009.
- [7] S. W. Peters, R. W. Heath. "Interference Alignment via Alternating Minimization". *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pp. 2445-2448, Abril 2009.
- [8] X. Rao, V. K. N. Lau. "Minimization of CSI Feedback Dimension for Interference Alignment in MIMO Interference Multicast Networks". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 61, No. 3, pp. 1218-1246, Março 2015.
- [9] T. Liu, C. Yang. "On the Feasibility of Linear Interference Alignment for MIMO Interference Broadcast Channels With Constant Coefficients". *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, No. 9, pp. 2178-2191, Maio 2013.
- [10] C. M. Yetis, T. Gou, S. A. Jafar, A. H. Kayran. "Feasibility Conditions for Interference Alignment". *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1-6, Dezembro 2009.