

Seleção de Antenas em Conjunto com Conformação de Feixe Usando Restrição de Projeção Adaptativa

Raimundo N. G. Robert, Ciro A. Pitz e Rui Seara

Resumo—Este artigo apresenta um novo algoritmo de seleção de antenas para operação conjunta com algoritmos de conformação de feixe em sistemas de comunicações móveis. Tal algoritmo é formulado visando minimizar os níveis de interferência e atender uma restrição afim relacionada ao número limitado de cadeias de rádio frequência disponível na estação rádio base. A abordagem proposta considera também uma restrição de projeção adaptativa, a qual é introduzida com o objetivo de maximizar o sinal de interesse e assim aumentar a SINR (*signal-to-interference-plus-noise ratio*) na saída do arranjo. Resultados de simulação confirmam a eficácia do algoritmo proposto.

Palavras-chave—Arranjos adaptativos, comunicações móveis, conformação de feixe, seleção de antenas.

Abstract—This paper presents a new antenna selection algorithm to be used along with beamforming algorithms in mobile communications systems. Such an algorithm is developed aiming to minimize the interference levels and satisfy an affine constraint related to the limited number of radio-frequency chains available at the base station. The proposed approach also considers an adaptive projection constraint, which is introduced in order to maximize the signal of interest, and thus enhance the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) at the array output. Simulation results confirm the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords—Adaptive arrays, mobile communications, beamforming, antenna selection.

I. INTRODUÇÃO

Os arranjos adaptativos de antenas têm se mostrado eficazes no aumento de capacidade em sistemas de comunicações móveis [1]. Tais arranjos permitem ajustar dinamicamente o padrão de irradiação [2] e assim aumentar os níveis de razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR – *signal-to-interference-plus-noise ratio*) em todo o sistema. O ganho de desempenho obtido com o uso de arranjos de antenas aumenta à medida que o número de antenas cresce [1]. Essa característica tem motivado o desenvolvimento de sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*) massivos [3], os quais possuem um número elevado de antenas. Entretanto, o alto custo das cadeias de rádio frequência (RF) limita o aumento em larga escala do número de antenas, sendo que essa limitação é ainda mais proeminente em sistemas *mmWave* [4]. Além disso, em um ambiente de propagação real, as antenas do arranjo não contribuem igualmente para o desempenho do sistema [5]. Nesse contexto, várias estratégias de seleção de

antenas vêm sendo desenvolvidas na literatura visando alocar eficientemente as cadeias de RF disponíveis no arranjo [5], [6].

A seleção de antenas não é uma tarefa trivial, uma vez que, em geral, envolve uma busca extensiva considerando todas as combinações possíveis de antenas, o que torna o problema computacionalmente complexo mesmo para arranjos com algumas dezenas de antenas [7]. Como resultado, várias estratégias vêm sendo propostas na literatura com o objetivo de resolver o problema de seleção de antenas. Por exemplo, a otimização convexa é usada em [8] e [9], onde o objetivo é minimizar o erro quadrático médio (MSE – *mean square error*) na saída do arranjo e assim maximizar a capacidade de canal em sistemas massivamente distribuídos. Em [10] e [11], é utilizado o critério de minimização da potência total com restrição na qualidade de serviço (QoS – *quality of service*), enquanto, em [12], é utilizada a maximização da eficiência energética do sistema. O problema dessas abordagens é a dependência de *softwares* de otimização (*solvers*), dificultando sua implementação em tempo real. Recentemente, alguns trabalhos têm concentrado esforços de pesquisa no problema de seleção de antenas em conjunto com conformação de feixe. As principais estratégias são baseadas no algoritmo *constrained least-mean-square* (CLMS) e sua versão normalizada, o *constrained normalized least-mean-square* (CNLMS) [13], ambos derivados a partir do critério da mínima variância sem distorção (MVDR – *minimum variance distortionless response*) [1]. O algoritmo proposto em [13] promove a seleção de antenas ao inserir uma restrição de norma l_1 na derivação do algoritmo CLMS. Entretanto, tal algoritmo considera a disponibilidade do sinal recebido em cada antena do arranjo, o que impede seu uso em cenários com número reduzido de cadeias de RF. Em [14], dois algoritmos são obtidos a partir de um processo de otimização alternada dividido em duas etapas: primeiramente, o vetor de conformação de feixe é obtido considerando a matriz de seleção de antenas *a priori*; em seguida (em um segundo passo), a matriz de seleção de antenas é atualizada usando o vetor de conformação de feixe *a posteriori*. Os algoritmos resultantes são capazes de alcançar altos níveis de SINR mesmo para sistemas com número limitado de cadeias de RF [14].

Neste trabalho de pesquisa, um novo algoritmo adaptativo de seleção de antenas é concebido utilizando a estratégia desenvolvida em [14]. O algoritmo proposto minimiza a potência dos sinais interferentes na saída do arranjo, enquanto satisfaz uma restrição afim relacionada ao número de cadeias de RF disponível para o sistema. Além disso, o algoritmo atende uma restrição de projeção adaptativa [15], a qual é introduzida com o objetivo de maximizar o sinal de interesse (SOI – *signal of interest*) [15]. Como resultado, o novo algoritmo permite a operação conjunta com algoritmos de conformação de feixe baseados na separação do SOI e dos sinais interferentes. Tal abordagem proporciona níveis elevados de SINR e depende somente dos sinais provenientes das antenas previamente selecionadas.

Raimundo N. G. Robert e Rui Seara, LINSE-Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil (e-mails: nonato@linse.ufsc.br e seara@linse.ufsc.br).

Raimundo N. G. Robert também está vinculado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.

Ciro André Pitz, GEPS-Grupo de Eletrônica e Processamento de Sinais do Departamento de Engenharia de Controle, Automação e Computação da Universidade Federal de Santa Catarina, Blumenau, SC, Brasil (e-mail: ciro.pitz@ufsc.br).

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Este artigo está organizado como segue. A Seção II apresenta o modelo dos sinais e a formulação do problema. Na Seção III, o novo algoritmo de seleção de antenas baseado em projeções vetoriais é discutido. A Seção IV mostra os resultados de simulações numéricas visando avaliar o desempenho do algoritmo proposto. Finalmente, na Seção V, são apresentadas as conclusões deste trabalho de pesquisa.

II. MODELO DE SINAIS E FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

O cenário aqui considerado envolve um arranjo com K antenas localizado na estação rádio base e M usuários com uma única antena que compartilham o mesmo canal. Nesse cenário, o sinal em banda base recebido em cada antena do arranjo é modelado como

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m(n) + \mathbf{r}(n) \quad (1)$$

com $\mathbf{s}_m(n)$ e $\mathbf{r}(n) \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ representando, respectivamente, o sinal correspondente ao m -ésimo usuário e o ruído do tipo AWGN (*additive white Gaussian noise*) presente em cada antena do arranjo. Adicionalmente, assumindo que o sinal correspondente a cada usuário percorre L percursos, pode-se representar $\mathbf{s}_m(n)$ como

$$\mathbf{s}_m(n) = \mathbf{H}_m \mathbf{v}_m(n) \quad (2)$$

onde $\mathbf{v}_m(n) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ representa o vetor contendo os símbolos provenientes de cada caminho multipercurso e $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{K \times L}$ denota a matriz de resposta espacial do m -ésimo usuário cuja coluna $\mathbf{h}_{m,l}$ representa o vetor diretor referente ao l -ésimo caminho multipercurso [2]. É importante mencionar que o vetor de entrada $\mathbf{x}(n)$ não está disponível para o sistema, uma vez que (1) não modela a limitação no número de cadeias de RF. Nesse contexto, define-se a matriz diagonal \mathbf{A} (matriz de seleção de antenas) com dimensão $K \times K$, cujo k -ésimo elemento da diagonal é dado por

$$[\mathbf{A}]_{k,k} = \begin{cases} 1, & \text{se a } k\text{-ésima antena for selecionada} \\ 0, & \text{caso contrário,} \end{cases} \quad (3)$$

com $\text{Tr}(\mathbf{A}) = N$, onde $\text{Tr}(\cdot)$ representa o operador traço e N denota o número de cadeias de RF disponíveis. Assim, o vetor de entrada após a seleção de antenas é definido como

$$\tilde{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) \quad (4)$$

o qual é usado para obter o sinal na saída do arranjo dado por

$$y(n) = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{x}}(n) \quad (5)$$

com $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ denotando o vetor de conformação de feixe.

Agora, visando avaliar a SINR proporcionada por \mathbf{A} e \mathbf{w} , a variância de $y(n)$ é obtida como segue:

$$\sigma_y^2 = E[|y(n)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{R}_x \mathbf{A} \mathbf{w} \quad (6)$$

com $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)]$ representando a matriz de autocorrelação de entrada do arranjo. Em seguida, assumindo que o desvanecimento por multipercurso seja normalizado e independente [3], [15], isto é,

$$E[\mathbf{v}_m(n)\mathbf{v}_m^H(n)] = \frac{P_m}{L} \mathbf{I}_L \quad (7)$$

em que \mathbf{I}_L e P_m representam, respectivamente, a matriz identidade de dimensão $L \times L$ e a potência total dos símbolos, (6) pode ser reescrita como

$$\sigma_y^2 = \sum_{m=1}^M P_m \mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{R}_m \mathbf{A} \mathbf{w} + \sigma_r^2 \|\mathbf{A} \mathbf{w}\|^2 \quad (8)$$

onde $\mathbf{R}_m = \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H / L$ denota a matriz de covariância espacial do m -ésimo terminal móvel e σ_r^2 representa a variância do ruído. Em seguida, considerando que o índice $m=1$ corresponde ao SOI, é obtida a razão entre a potência do SOI e a potência da interferência mais ruído presente em (8), resultando na seguinte expressão de SINR:

$$\Gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{R}_{\text{soi}} \mathbf{A} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{A} \mathbf{R}_{\text{int}} \mathbf{A} \mathbf{w} + \sigma_r^2 \|\mathbf{A} \mathbf{w}\|^2} \quad (9)$$

com $\mathbf{R}_{\text{soi}} = P_1 \mathbf{R}_1$ e $\mathbf{R}_{\text{int}} = \sum_{m=2}^M P_m \mathbf{R}_m$ denotando, respectivamente, as matrizes de correlação correspondentes ao SOI e aos sinais interferentes.

Nota-se, a partir de (9), que o par \mathbf{w}, \mathbf{A} pode ser otimizado de forma conjunta com o objetivo de maximizar a SINR na saída do arranjo. Assim, considerando a restrição no número de cadeias de RF disponíveis para o sistema, o problema conjunto de conformação de feixe e seleção de antenas é definido como segue:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{w}, \mathbf{A}}{\text{maximizar}} \quad \Gamma \\ & \text{sujeito a} \quad [\mathbf{A}]_{k,k} \in \{0,1\} \\ & \quad \text{Tr}(\mathbf{A}) = N. \end{aligned} \quad (10)$$

Devido à presença da restrição binária, tal problema é classificado como *NP-hard* [7], [16]. Consequentemente, encontrar a solução ótima de (10) requer um alto custo computacional, principalmente para arranjos com grande número de antenas.

III. ALGORITMO PROPOSTO

Nesta seção, um novo algoritmo é proposto para solucionar o problema conjunto de seleção de antenas e conformação de feixe. O algoritmo proposto é baseado na abordagem discutida em [14], a qual consiste em obter \mathbf{w} e \mathbf{A} alternadamente. Especificamente, neste artigo, considera-se que \mathbf{w} é obtido a partir de algoritmos de conformação de feixe baseados na separação do SOI e dos sinais interferentes [15], [17], [18]. Nesse caso, o algoritmo de seleção de antenas é formulado assumindo a disponibilidade dos vetores $\tilde{\mathbf{d}}(n)$ e $\tilde{\mathbf{z}}(n)$, os quais contêm, respectivamente, as amostras instantâneas (nas antenas selecionadas) referentes ao SOI e aos sinais interferentes acrescidos de ruído. Conforme discutido em [19], essas amostras instantâneas podem ser obtidas por meio de um equalizador espaço-temporal aplicado ao canal de subida. Assim, o problema (10) é reformulado como segue:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{A}}{\text{minimizar}} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{A} \mathbf{w} \\ & \text{sujeito a} \quad [\mathbf{A}]_{k,k} \in \{0,1\} \\ & \quad \text{Tr}(\mathbf{A}) = N, \text{ e} \\ & \quad \mathbf{w}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{d}}(n) = \varepsilon(n) \end{aligned} \quad (11)$$

onde $\mathbf{w}^H \mathbf{A} \tilde{\mathbf{d}}(n) = \varepsilon(n)$ representa uma restrição de projeção adaptativa [15] com fator $\varepsilon(n)$, cuja finalidade será apresentada a seguir. Comparando (11) com (10), nota-se que o problema em (11) é otimizado somente em relação à matriz de seleção de antenas \mathbf{A} , visto que o vetor \mathbf{w} será disponibilizado pelo algoritmo adaptativo de conformação de feixe. Além disso, a maximização de Γ é substituída pela minimização da potência instantânea dos sinais interferentes

acrescidos de ruído, uma vez que o vetor $\tilde{\mathbf{z}}(n)$ está disponível para o sistema. Contudo, apenas a minimização da interferência não garante a maximização da SINR. Dessa forma, a restrição de projeção adaptativa é incluída em (11) com o objetivo de maximizar a potência do SOI na saída do arranjo, resultando na maximização da SINR.

Apesar de (11) exigir apenas a otimização de \mathbf{A} , o problema resultante ainda é classificado como *NP-hard* devido à restrição binária envolvida. Para contornar tal problema, a restrição binária é relaxada de forma que $[\mathbf{A}]_{k,k} \in \mathbb{C}$. Portanto, após algumas manipulações algébricas, (11) é reformulado como

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{a}}{\text{minimizar}} \quad \mathbf{a}^H \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W} \mathbf{a} \\ & \text{sujeito a} \quad \mathbf{1}_K^T \mathbf{a} = N, \text{ e} \\ & \quad \mathbf{a}^H \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{d}}(n) = \varepsilon(n) \end{aligned} \quad (12)$$

onde \mathbf{a} é um vetor que contém os elementos da diagonal principal de \mathbf{A} , \mathbf{W} é uma matriz diagonal cujos elementos são dados por $\mathbf{w}(n)$ e $\mathbf{1}_K$ representa um vetor de 1's com dimensão K . Pode-se afirmar que (12) é um problema convexo [20], uma vez que todas as suas restrições são lineares e $\mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}$ é uma matriz semidefinida positiva.

Para obter o algoritmo de seleção de antenas proposto, considera-se o método da descida mais íngreme (*steepest descent method*) [21], visando determinar, em tempo real, o vetor \mathbf{a} que soluciona o problema de otimização descrito em (12). Assim,

$$\mathbf{a}(n+1) = \mathbf{a}(n) - \mu_1 \frac{\partial J[\mathbf{a}(n), \mathbf{W}(n), \lambda(n), \beta(n)]}{\partial \mathbf{a}^*(n)} \quad (13)$$

com μ_1 denotando o passo de adaptação e

$$\begin{aligned} J[\mathbf{a}(n), \mathbf{W}(n), \lambda(n), \beta(n)] &= \mathbf{a}^H \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W} \mathbf{a} \\ &+ \text{Re}\{\lambda^*(n)(\mathbf{1}_K^T \mathbf{a} - N) + \beta^*(n)[\mathbf{a}^H \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{d}}(n) - \varepsilon(n)]\} \end{aligned} \quad (14)$$

representando o lagrangeano de (12), onde $\lambda(n)$ e $\beta(n)$ são os multiplicadores de Lagrange. Quanto à determinação da restrição de projeção, a abordagem proposta é baseada no conceito de fator de projeção adaptativo introduzido em [15], o qual promove a maximização da potência do SOI na saída do arranjo. Dessa forma, $\varepsilon(n)$ é definido como

$$\varepsilon(n) = (1 + \mu_2) \mathbf{a}^H(n) \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n) \quad (15)$$

onde μ_2 denota o passo de adaptação da restrição de projeção adaptativa. Agora, substituindo (14) e (15) em (13), o processo de atualização de $\mathbf{a}(n)$ é reescrito como segue:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(n+1) &= \mathbf{a}(n) - \mu_1 \frac{\lambda^*(n)}{2} \mathbf{1}_K + \mu_1 \mu_2 \frac{\beta^*(n)}{2} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n) \\ &- \mu_1 \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{a}(n). \end{aligned} \quad (16)$$

Para se obter o multiplicador de Lagrange $\lambda(n)$, (16) é pré-multiplicada por $\mathbf{1}_K^T$. Então, considerando que a restrição $\mathbf{1}_K^T \mathbf{a} = N$ é satisfeita com o valor *a posteriori* de \mathbf{a} , obtém-se

$$\frac{\lambda^*(n)}{2} = \frac{1}{\mu_1 K} [\mathbf{1}_K^T \mathbf{a}(n) - \mu_1 \mathbf{1}_K^T \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{a}(n) + \mu_1 \mu_2 \frac{\beta^*(n)}{2} \mathbf{1}_K^T \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n) - N]. \quad (17)$$

Definindo a matriz de projeção

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}_K - \frac{\mathbf{1}_K \mathbf{1}_K^T}{K} \quad (18)$$

onde \mathbf{I}_K denota a matriz identidade com dimensão $K \times K$, e substituindo (17) em (16), $\mathbf{a}(n+1)$ é dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(n+1) &= \mathbf{P}[\mathbf{a}(n) - \mu_1 \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{a}(n) \\ &+ \mu_1 \mu_2 \frac{\beta^*(n)}{2} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n)] + \frac{N}{K} \mathbf{1}_K. \end{aligned} \quad (19)$$

Quanto à determinação de $\beta(n)$, (19) é pré-multiplicada por $\tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n)$. Em seguida, considerando (15) e assumindo que a restrição de projeção é satisfeita com o valor *a posteriori* de \mathbf{a} , $\beta(n)$ é obtido como

$$\begin{aligned} \frac{\beta^*(n)}{2} &= \frac{1}{\mu_1 \mu_2 \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{P} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n)} [-\tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{P} \mathbf{a}(n) \\ &+ \mu_1 \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{P} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{a}(n) \\ &+ (1 + \mu_2) \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{a}(n) - \frac{N}{K} \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{1}_K]. \end{aligned} \quad (20)$$

Agora, substituindo (20) em (19) e definindo a matriz de projeção

$$\bar{\mathbf{P}}(n) = \mathbf{I}_K - \mathbf{Q}(n) \mathbf{P} \quad (21)$$

com

$$\mathbf{Q}(n) = \frac{\mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n) \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n)}{\tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{P} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n)} \quad (22)$$

a atualização do vetor de seleção de antenas é dada por

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(n+1) &= \mathbf{P}\{(1 + \mu_2) \mathbf{Q}(n) + \bar{\mathbf{P}}(n) [\mathbf{I}_K - \mu_1 \mathbf{Z}(n)]\} \mathbf{a}(n) \\ &+ \frac{N}{K} \bar{\mathbf{P}}^H(n) \mathbf{1}_K \end{aligned} \quad (23)$$

com

$$\mathbf{Z} = \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n). \quad (24)$$

Finalmente, após determinar (23), a matriz de seleção de antenas é obtida selecionando as antenas correspondentes aos N maiores elementos de $|\mathbf{a}(n+1)|$.

É importante mencionar que o aumento gradual de $\varepsilon(n)$ definido em (15) pode resultar no aumento indefinido na norma euclidiana de $\mathbf{a}(n)$ [15]. Assim, visando evitar eventuais problemas numéricos, o vetor $\mathbf{a}(n+1)$, dado em (23), deve ser normalizado em cada iteração do algoritmo. Tal normalização não altera a ordem dos N maiores elementos de $|\mathbf{a}(n+1)|$, preservando o funcionamento adequado do algoritmo. Outra questão que merece atenção é o tempo necessário para que os comutadores de RF efetuem a seleção de antenas [22]. Nesse contexto, o algoritmo proposto possibilita que a atualização da matriz de seleção \mathbf{A} ocorra a cada $\eta \geq 1$ iterações, permitindo que o projetista reduza a sobrecarga nos comutadores de RF. O processo iterativo do algoritmo proposto é sintetizado na Tabela I, onde a função *atualiza*[\mathbf{w}(n)] representa a atualização de $\mathbf{w}(n)$ dado pelo algoritmo de conformação de feixe e o operador *diag*[\mathbf{w}(n+1)] retorna a matriz diagonal de $\mathbf{w}(n+1)$. Além disso, o operador *mod*(n, η) encontra o resto da divisão de n por η e a função *seleciona*[|\mathbf{a}(n+1)|] retorna uma matriz diagonal cujos elementos correspondentes aos N maiores componentes do vetor $|\mathbf{a}(n+1)|$ são unitários, enquanto os $K - N$ demais elementos são nulos.

TABELA I
 SUMÁRIO DO ALGORITMO PROPOSTO

Inicializar $\mathbf{w}(0)$, $\mathbf{a}(0)$, $\mathbf{A}(0)$, e $\mathbf{P} = \mathbf{I}_K - \mathbf{1}_K \mathbf{1}_K^T / K$
Para $n = 0, 1, 2, 3, \dots$
$\mathbf{w}(n+1) = \text{atualiza}[\mathbf{w}(n)]$
$\mathbf{W}(n) = \text{diag}[\mathbf{w}(n+1)]$
$\mathbf{Q}(n) = \frac{\mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n) \tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n)}{\tilde{\mathbf{d}}^H(n) \mathbf{W}(n) \mathbf{P} \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{d}}(n)}$
$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{W}^H(n) \tilde{\mathbf{z}}(n) \tilde{\mathbf{z}}^H(n) \mathbf{W}(n)$
$\tilde{\mathbf{P}}(n) = \mathbf{I}_K - \mathbf{Q}(n) \mathbf{P}$
$\mathbf{a}'(n) = \mathbf{P} \{ (1 + \mu_2) \mathbf{Q}(n) + \tilde{\mathbf{P}}(n) [\mathbf{I}_K - \mu_1 \mathbf{Z}(n)] \} \mathbf{a}(n) + \frac{N}{K} \tilde{\mathbf{P}}^H(n) \mathbf{I}_1$
$\mathbf{a}(n+1) = \frac{\mathbf{a}'(n)}{\ \mathbf{a}'(n)\ }$
Se $\text{mod}(n, \eta) = 0$
$\mathbf{A}(n+1) = \text{seleciona}[\mathbf{a}(n+1)]$
Se não
$\mathbf{A}(n+1) = \mathbf{A}(n)$

IV. RESULTADOS

Nesta seção, resultados de simulação de Monte Carlo (100 realizações independentes) são mostrados visando avaliar o desempenho do algoritmo proposto em conjunto com algoritmos de conformação de feixe baseados na separação do SOI e dos sinais interferentes. Especificamente, os algoritmos *adaptive-projection quadratically-constrained stochastic gradient* (AP-QCSG) [23], *sigmoid-based adaptive combination of vector projections* (SB-ACVP) [17] e *double sigmoid adaptive combination of vector projections* (DS-ACVP) [18] são usados em conjunto com o algoritmo proposto. Além disso, a abordagem proposta é comparada com duas versões dos algoritmos de conformação de feixe sem o processo de seleção de antenas. A primeira versão é usada como referência, operando com todas as K antenas selecionadas (sem limitação no número de cadeias de RF). Já a segunda versão é obtida com a seleção fixa das N primeiras antenas do arranjo. Todos os cenários de simulações considerados aqui usam arranjo ULA (*uniform linear array*) com $K = 50$ antenas omnidirecionais uniformemente espaçadas de meio comprimento de onda. Para todos os algoritmos considerados, o vetor de conformação de feixe é inicializado com $\mathbf{w}(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$, resultando em um padrão de irradiação omnidirecional ao longo do plano azimutal. O vetor \mathbf{a} utilizado pelo algoritmo proposto (veja Tabela I) é inicializado com valor unitário no primeiro e nos $N-1$ últimos elementos, enquanto os demais elementos são nulos. No caso dos algoritmos SB-ACVP e DS-ACVP, o valor inicial das variáveis auxiliares é $\alpha_{1,2}(0) = 0$, resultando $\beta_{1,2}(0) = 0,5$. A potência normalizada (em relação à potência do ruído) é fixada em 30 dB para o SOI e 20 dB para os sinais interferentes (provenientes de células cocanal). Considera-se também um canal de Rayleigh com $L = 12$ caminhos multipercursos independentes, gerando um ângulo de espalhamento de 5° em torno do AOA (*angle of arrival*) de cada sinal. O número de antenas ou cadeias de RF disponíveis é $N = 5$ e a taxa de seleção de antenas é $\eta = 20$.

Exemplo 1

É considerado, neste exemplo, um SOI situado em 30° e dois sinais interferentes que chegam no arranjo com AOA de 35° e 40° . Os parâmetros de passo de adaptação do algoritmo AP-QCSG são $\mu_1 = \mu_2 = 0,005$, enquanto os algoritmos

SB-ACVP e DS-ACVP são simulados com $\mu = 0,005$ e $\mu = 0,003$, respectivamente. Em relação ao algoritmo de seleção de antenas, os parâmetros de passo de adaptação são $\mu_1 = 0,1$ e $\mu_2 = 0,4$ para operação com os algoritmos SB-ACVP e DS-ACVP; e $\mu_1 = 0,1$ e $\mu_2 = 0,2$ para operação com o algoritmo AP-QCSG. As Figs. 1, 2 e 3 ilustram as curvas de SINR obtidas com os algoritmos DS-ACVP, SB-ACVP e AP-QCSG, respectivamente. Pode-se observar, a partir dessas figuras, que o algoritmo proposto proporciona níveis de SINR superiores aos obtidos usando a seleção fixa, confirmando a eficácia da abordagem proposta.

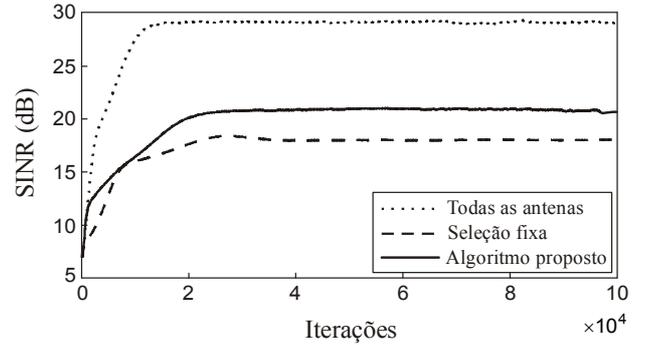


Fig. 1. Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas a partir do algoritmo DS-ACVP utilizando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

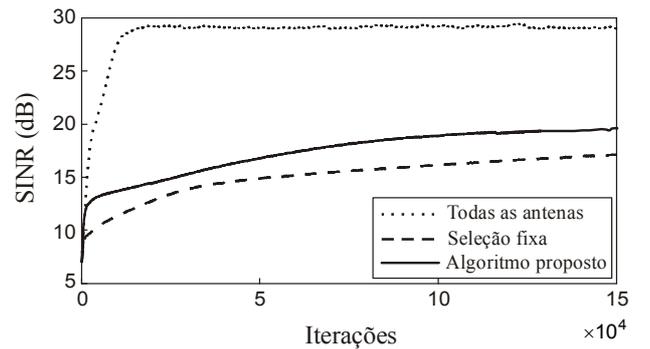


Fig. 2. Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas com o algoritmo SB-ACVP considerando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

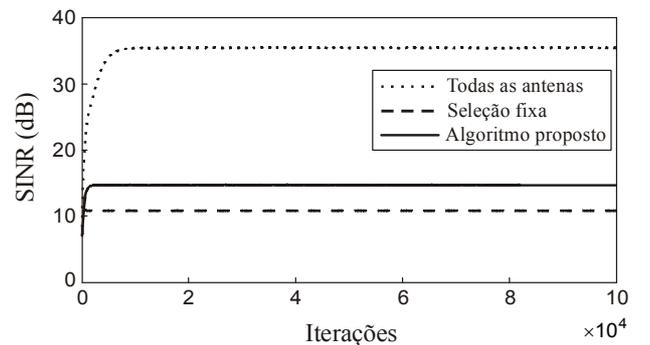


Fig. 3. Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas a partir do algoritmo AP-QCSG usando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

Exemplo 2

Neste exemplo, é considerado um cenário com maior grau de interferência em que o número de usuários é igual ao número de cadeias de RF. O cenário é formado por um SOI posicionado em 0° e quatro sinais interferentes localizados em -35° , -10° , 12° e 25° . Em relação ao exemplo anterior, o

parâmetro de passo de adaptação do algoritmo DS-ACVP é alterado para $\mu = 0,005$. As curvas de SINR obtidas com os algoritmos DS-ACVP, SB-ACVP e AP-QCSG são apresentadas, respectivamente, nas Figs. 4, 5 e 6. Nota-se, a partir dessas figuras, que o desempenho do algoritmo proposto é superior ao da seleção fixa, mesmo quando operando em um cenário com alto nível de interferência e número reduzido de cadeias de RF.

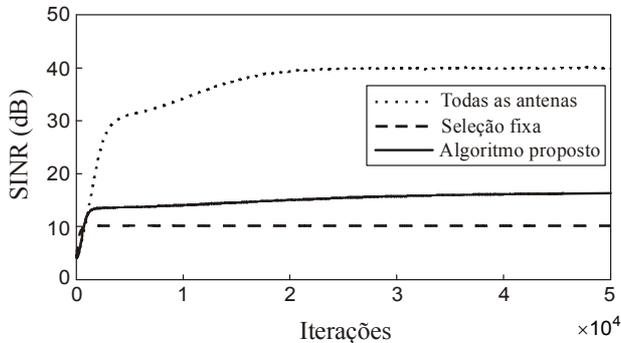


Fig. 4. Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas a partir do algoritmo DS-ACVP utilizando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

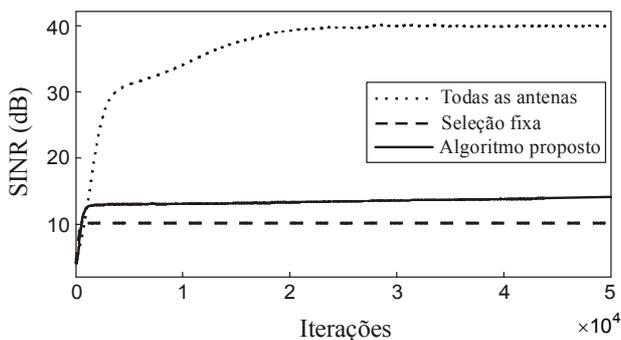


Fig. 5. Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas com o algoritmo SB-ACVP considerando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

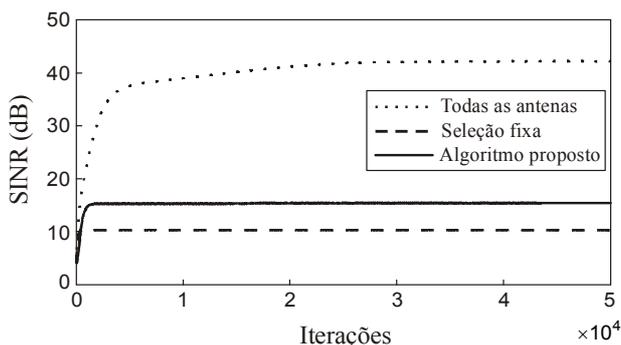


Fig. 6. Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas a partir do algoritmo AP-QCSG usando todas as antenas, seleção fixa e o algoritmo proposto.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, um novo algoritmo de seleção de antenas foi derivado para operação conjunta com algoritmos de conformação de feixe baseados na separação dos sinais envolvidos. O algoritmo proposto foi desenvolvido visando minimizar os níveis de interferência e satisfazer restrições relacionadas ao número de cadeias de RF e ganho na direção do SOI. Como resultado, o novo algoritmo proporcionou níveis de SINR superiores aos obtidos usando seleção fixa de

antenas, mesmo quando operando em cenários com altos níveis de interferência. Resultados de simulação numérica confirmaram a eficácia do algoritmo proposto.

REFERÊNCIAS

- [1] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas*. San Rafael, CA: Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [2] L. C. Godara, *Smart Antennas*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2004.
- [3] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590–3600, Nov. 2010.
- [4] R. W. Heath, N. Gonzalez-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, "An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 10, no. 3, pp. 436–453, Feb. 2016.
- [5] X. Gao, O. Edfors, F. Tufvesson, and E. G. Larsson, "Massive MIMO in real propagation environments: do all antennas contribute equally?," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 11, pp. 3917–3928, Jul. 2015.
- [6] F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 46–56, Mar. 2004.
- [7] X. Gao, O. Edfors, J. Liu, and F. Tufvesson, "Antenna selection in measured massive MIMO channels using convex optimization," in *Proc. 2013 IEEE Globecom Work (GC Wkshps)*, Atlanta, GA, USA, Dec. 2013, pp. 129–134.
- [8] K. Elkhail, A. Kammoun, T. Y. Al-Naffouri, and M. Alouini, "A blind antenna selection scheme for single-cell uplink massive MIMO," in *Proc. 2016 IEEE Globecom Work (GC Wkshps)*, Washington, DC, USA, Dec. 2016, pp. 1–6.
- [9] S. Mahboob, R. Ruby and V. C. M. Leung, "Transmit antenna selection for downlink transmission in a massively distributed antenna system using convex optimization," in *Proc. 2012 Seventh International Conference on Broadband, Wireless Computing, Communication and Applications*, Victoria, Canada, Nov. 2012, pp. 228–233.
- [10] O. Mehanna, S. Member, N. D. Sidiropoulos, and G. B. Giannakis, "Joint multicast beamforming and antenna selection," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 10, pp. 2660–2674, Mar. 2013.
- [11] Ö. T. Demir and T. E. Tuncer, "Multicast beamforming with antenna selection using exact penalty approach," in *Proc. 2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Brisbane, Australia, Apr. 2015, pp. 2489–2493.
- [12] S. He, Y. Huang, J. Wang, and S. Member, "Joint antenna selection and energy-efficient beamforming design," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 23, no. 9, pp. 1165–1169, Jul. 2016.
- [13] J. F. de Andrade, Jr, M. L. R. de Campos, and J. A. Apolinário, Jr., "An L_1 -constrained normalized LMS algorithm and its application to thinned adaptive antenna arrays," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech Signal Process. (ICASSP)*, Vancouver, Canada, May 2013, pp. 3806–3810.
- [14] G. M. Zilli, C. A. Pitz, E. L. O. Batista, R. Seara, and W.-P. Zhu, "An adaptive approach for the joint antenna selection and beamforming optimization," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 99017–99030, Jul. 2019.
- [15] C. A. Pitz, E. L. O. Batista, and R. Seara, "On the joint beamforming and power control in cellular systems: algorithm and stochastic model," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 13, no. 12, pp. 6943–6954, Dec. 2014.
- [16] Dua, K. Medepalli, and A. J. Paulraj, "Receive antenna selection in MIMO systems using convex optimization," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 5, no. 9, pp. 2353–2357, Sep. 2006.
- [17] C. A. Pitz, E. L. O. Batista, R. Seara, and D. R. Morgan, "A novel approach for beamforming based on adaptive combinations of vector projections," *Digit. Signal Process.*, vol. 97, pp. 1–13, Feb. 2020.
- [18] R. N. G. Robert, C. A. Pitz, and R. Seara, "A double sigmoide-based beamforming algorithm with reduced computational complexity," *J. Commun. Inf. Syst.*, vol. 34, no. 1, pp. 120–130, Apr. 2019.
- [19] G. G. Raleigh and V. K. Jones, "Adaptive antenna transmission for frequency duplex digital wireless communication," in *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, Montreal, Canada, Jun. 1997, vol. 2, pp. 641–646.
- [20] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004.
- [21] S. Haykin, *Adaptive filter theory*. 4th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002.
- [22] E. Soujeri and G. Kaddoum, "The impact of antenna switching time on spatial modulation," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 5, no. 3, pp. 256–259, Feb. 2016.
- [23] C. A. Pitz, E. L. O. Batista, and R. Seara, "A quadratically-constrained stochastic gradient algorithm for beamforming in mobile communications," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 65, no. 1, pp. 125–129, Jan. 2018.