

Novo Algoritmo para Conformação de Feixe e Seleção de Antenas em Sistemas de Comunicações Móveis

Guilherme M. Zilli, Ciro A. Pitz, Eduardo L. O. Batista e Rui Seara

Resumo— Este artigo apresenta um novo algoritmo adaptativo para a solução do problema conjunto de seleção de antenas e conformação de feixe em sistemas de comunicações móveis. A técnica de seleção de antenas proposta é baseada na minimização dos níveis de interferência cocanal e a conformação de feixe é obtida através do problema de mínima variância sem distorção (MVDR - *minimum variance distortionless response*) formulado para sistemas com limitação no número de cadeias de rádio frequência. Resultados de simulação numérica corroboram a eficácia do algoritmo proposto.

Palavras-Chave— Arranjos adaptativos, conformação de feixe, seleção de antenas, problema MVDR.

Abstract— This paper presents a new adaptive algorithm for solving the problem of joint antenna selection and beamforming in mobile communication systems. The proposed antenna selection technique is based on minimizing the co-channel interference, whereas the beamforming is carried out using a formulation of the minimum-variance distortionless-response (MVDR) criterion targeted to systems with a limited number of radio-frequency chains. Numerical simulation results corroborate the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords— Adaptive arrays, antenna selection, beamforming, MVDR problem.

I. INTRODUÇÃO

Os arranjos adaptativos de antenas têm se revelado como soluções promissoras para a ampliação de capacidade em sistemas de comunicações móveis. O termo arranjo adaptativo de antenas refere-se ao sistema formado por um conjunto de antenas cujo padrão de irradiação é ajustado dinamicamente [1], [2]. Tal ajuste é realizado através de algoritmos adaptativos, chamados algoritmos de conformação de feixe, os quais são desenvolvidos visando maximizar a razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR - *signal-to-interference-plus-noise ratio*). Dessa forma, menores níveis de interferência cocanal são alcançados, permitindo reduzir os níveis de potência de transmissão e elevar a eficiência espectral do sistema [3], [4].

O ganho de capacidade proporcionado pelos sistemas com múltiplas antenas é maior à medida que o número de antenas é aumentado [1]. Entretanto, o custo de implementação é um fator limitante na expansão do número de antenas nesses sistemas. Embora o custo correspondente às antenas propriamente ditas e aos dispositivos de processamento de sinais seja relativamente pequeno, o alto custo das cadeias de rádio

frequência (RF) (compostas por amplificadores, filtros, conversores A/D e D/A, moduladores e desmoduladores) acaba restringindo a implementação de sistemas com elevados números de antenas [5], [6]. Essa restrição é ainda mais impeditiva no caso de sistemas MIMO (*multiple-input multiple-output*) massivos [7], os quais empregam centenas de antenas na transmissão e recepção. Nesse contexto, diversas técnicas de seleção de antenas vêm sendo desenvolvidas com o objetivo de aumentar a capacidade de sistemas que dispõem de um número limitado de cadeias de RF [5]–[7].

O objetivo das técnicas de seleção de antenas é realizar uma escolha dinâmica eficiente de um subconjunto de antenas dentro de um conjunto de antenas disponíveis. Tais técnicas são utilizadas, por exemplo, para garantir que o número de antenas ativas em um determinado sistema seja limitado ao número de cadeias de RF disponíveis. A seleção ótima de antenas, entretanto, não é uma tarefa trivial. Os algoritmos ótimos são baseados em buscas exaustivas dentre todas as combinações possíveis de antenas [5], [7], tornando o problema de seleção ótima não factível até mesmo para arranjos com poucas dezenas de elementos. Assim, devido à alta complexidade envolvida na seleção ótima, diversas estratégias têm sido propostas na literatura visando obter soluções subótimas que satisfaçam algum critério estipulado pelo projetista.

Mais recentemente, alguns trabalhos de pesquisa passaram a considerar o problema conjunto de conformação de feixes e seleção de antenas. Quando formulado para o canal de descida (*downlink*), tal problema pode ser elaborado sob diferentes critérios, tais como a minimização da potência total sujeita à restrição de SINR mínima para cada usuário [8], [9]; a maximização da eficiência energética [10]; e o decréscimo sucessivo baseado na minimização da potência [11]. A maioria desses algoritmos, no entanto, requer a utilização de *softwares* computacionais, chamados *solvers*, cuja implementação em tempo real é de difícil realização. Com respeito ao canal de subida (*uplink*), destacam-se as estratégias apresentadas em [12]–[14], as quais são baseadas no algoritmo *constrained least-mean-square* (CLMS) [15] e sua versão normalizada, o *constrained normalized least-mean-square* (CNLMS) [16], ambos derivados a partir do critério da mínima variância com restrições lineares (LCMV - *linearly constrained minimum variance*) [15]. Os algoritmos propostos em [12]–[14] promovem indiretamente a seleção de antenas ao incluírem uma restrição adicional de norma L_1 ao problema LCMV. Tal restrição é conhecida por promover esparsidade e ser uma aproximação convexa adequada para a norma L_0 . Especificamente, em [12], trata-se do problema de *beam pattern synthesis*, formulado através de programação cônica de segunda ordem (SOCP - *second-order cone programming*) e

Guilherme M. Zilli, Ciro A. Pitz, Eduardo L. O. Batista e Rui Seara, LINSE - Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brasil, E-mails: {zilli, ciropitz, seara}@linse.ufsc.br, ebatista@ieee.org.

Ciro A. Pitz é também professor do Departamento Acadêmico de Eletrônica do Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), Florianópolis, SC, Brasil.

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

solucionado através de um *solver*. Já em [13], [14], os autores apresentam algoritmos adaptativos baseados na minimização do erro quadrático médio, sujeita a restrições lineares e à restrição de norma L_1 do vetor de coeficientes. Nesses trabalhos, os autores assumem que os sinais recebidos por todas as antenas são disponíveis, fato que dificulta a aplicação desses algoritmos em cenários com limitação no número de cadeias de RF.

No presente trabalho de pesquisa, uma nova abordagem para resolução em tempo real do problema conjunto de conformação de feixe e seleção de antenas no canal de *uplink* é proposta. Tal abordagem é baseada em um processo de otimização alternada [17] dividido em duas etapas: na primeira, as antenas são selecionadas buscando a minimização da interferência cocanal; no segundo passo, o vetor de conformação de feixe é obtido a partir do problema de mínima variância sem distorção (MVDR - *minimum variance distortionless response*) [1], o qual é formulado considerando as antenas selecionadas no passo anterior. Como resultado, um novo algoritmo de conformação de feixe e seleção de antenas é concebido, o qual é capaz de obter níveis elevados de SINR mesmo para sistemas com número limitado de cadeias de RF.

Este artigo está organizado como segue. A Seção II apresenta a fundamentação teórica, que inclui o modelo dos sinais e a formulação do problema. Na Seção III, a abordagem proposta de conformação de feixe e seleção de antenas é introduzida. A Seção IV mostra resultados de simulação numérica visando avaliar o desempenho do algoritmo proposto. Finalmente, na Seção V são apresentadas as conclusões deste trabalho de pesquisa.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A. Modelo de Sinais

O cenário considerado no desenvolvimento do algoritmo proposto consiste em um arranjo com M antenas receptoras situado na estação base e K usuários que compartilham o mesmo canal. Nesse cenário, o sinal em banda base recebido pelo arranjo de antenas pode ser agrupado em um vetor $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ (vetor de entrada), tal que

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{i=0}^{K-1} \mathbf{a}(\theta_i) \alpha_i(n) + \mathbf{z}(n) \quad (1)$$

onde o escalar complexo $\alpha_i(n)$ denota o símbolo em banda base (com potência $p_i = E[|\alpha_i(n)|^2]$) transmitido pelo i -ésimo usuário e o vetor $\mathbf{z}(n)$ modela o ruído do tipo AWGN (*additive white Gaussian noise*) com potência σ^2 presente em cada antena do arranjo. Além disso, $\mathbf{a}(\theta_i)$ representa o vetor diretor calculado a partir do ângulo de chegada θ_i referente ao i -ésimo usuário. Assumindo um arranjo linear uniforme (ULA - *uniform linear array*), $\mathbf{a}(\theta_i)$ é dado por

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \left[1, e^{-j \frac{2\pi d \sin(\theta_i)}{\lambda}}, \dots, e^{-j \frac{2\pi (M-1) d \sin(\theta_i)}{\lambda}} \right]^T, \quad (2)$$

com d e λ denotando, respectivamente, o espaçamento entre as antenas e o comprimento de onda da portadora.

Visando modelar o processo de seleção de antenas, define-se a matriz diagonal \mathbf{S} (matriz de seleção de antenas) com

dimensão $M \times M$, sendo que o m -ésimo elemento da diagonal principal de \mathbf{S} é dado por

$$[\mathbf{S}]_{m,m} = \begin{cases} 1, & \text{se a } m\text{-ésima antena está selecionada} \\ 0, & \text{se a } m\text{-ésima antena não está selecionada.} \end{cases}$$

A partir de \mathbf{S} , pode-se representar o vetor de entrada após a seleção de antenas como

$$\mathbf{x}_s(n) = \mathbf{S}\mathbf{x}(n). \quad (3)$$

É importante notar que $\text{Tr}(\mathbf{S}) = L$, onde $\text{Tr}(\cdot)$ e L denotam, respectivamente, o operador traço e o número de antenas selecionadas. Dessa forma, no caso particular em que todas as antenas sejam selecionadas ($L = M$), a matriz \mathbf{S} torna-se igual à matriz identidade, resultando em $\mathbf{x}_s(n) = \mathbf{x}(n)$.

A conformação de feixe é obtida através do produto interno entre $\mathbf{x}_s(n)$ e o vetor de conformação de feixe $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$, dado por

$$y(n) = \mathbf{w}^H(n) \mathbf{x}_s(n). \quad (4)$$

Com o objetivo de avaliar a SINR proporcionada pelo par \mathbf{w} e \mathbf{S} , a potência média de $y(n)$ é primeiramente obtida como segue:

$$E[|y(n)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{R}_x \mathbf{S} \mathbf{w}, \quad (5)$$

onde $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n)]$ é a matriz de autocorrelação do vetor de entrada $\mathbf{x}(n)$. Assumindo que os símbolos transmitidos pelos usuários são independentes e de média zero, isto é, $E[\alpha_i(n) \alpha_j^*(n)] = 0$ para $i \neq j$, \mathbf{R}_x pode ser expressa como

$$\mathbf{R}_x = \sum_{i=0}^{K-1} p_i \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) + \sigma^2 \mathbf{I}. \quad (6)$$

Em seguida, considerando que o índice $i = 0$ em (6) corresponde ao sinal de interesse (SOI - *signal of interest*), pode-se decompor \mathbf{R}_x como

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{R}_{\text{soi}} + \mathbf{R}_{\text{in}}, \quad (7)$$

com

$$\mathbf{R}_{\text{soi}} = p_0 \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \quad (8)$$

e

$$\mathbf{R}_{\text{in}} = \sum_{i=1}^{K-1} p_i \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^H(\theta_i) + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

representando as matrizes de correlação correspondentes ao SOI e à interferência mais ruído, respectivamente. Assim, pode-se reescrever (5) como

$$E[|y(n)|^2] = \mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{R}_{\text{soi}} \mathbf{S} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{R}_{\text{in}} \mathbf{S} \mathbf{w}, \quad (10)$$

resultando na seguinte expressão de SINR:

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{R}_{\text{soi}} \mathbf{S} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{S} \mathbf{R}_{\text{in}} \mathbf{S} \mathbf{w}}. \quad (11)$$

B. Formulação do Problema

O problema tratado neste trabalho de pesquisa consiste na otimização conjunta do vetor de conformação de feixe e da matriz de seleção de antenas visando maximizar a SINR, sendo tal otimização sujeita a uma restrição no número de antenas selecionadas. Esse problema pode ser descrito como

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{w}, \mathbf{S}}{\text{maximizar}} \quad \gamma \\ & \text{sujeito a} \quad [\mathbf{S}]_{m,m} \in \{0, 1\}, \\ & \quad \text{Tr}(\mathbf{S}) = L. \end{aligned} \quad (12)$$

É importante ressaltar que (12) é um problema de otimização combinatória, devido à natureza binária de sua restrição, além de não ser convexo. Desse modo, a solução ótima de (12) não é trivial de ser obtida.

III. ABORDAGEM PROPOSTA

Esta seção discute uma nova abordagem desenvolvida para solucionar o problema conjunto de seleção de antenas e conformação de feixe. O método proposto consiste em particionar (12) de forma que \mathbf{S} e \mathbf{w} sejam obtidos alternadamente. Especificamente, considera-se um processo iterativo em que a matriz de seleção de antenas $\mathbf{S}(n)$ é determinada a partir do vetor de conformação de feixe *a priori* $\mathbf{w}(n)$, enquanto o vetor de conformação de feixe *a posteriori* $\mathbf{w}(n+1)$ é obtido usando a nova matriz $\mathbf{S}(n)$.

A. Seleção de Antenas

A técnica desenvolvida neste trabalho é baseada na seleção das antenas que apresentam as menores contribuições em termos de interferência e ruído em $y(n)$. Para tanto, utiliza-se o produto interno entre $\mathbf{w}(n)$ e cada coluna da matriz hermitiana \mathbf{R}_{in} , isto é,

$$\mathbf{v}_{\text{in}}(n) = \mathbf{R}_{\text{in}} \mathbf{w}(n). \quad (13)$$

Os componentes de $\mathbf{v}_{\text{in}}(n)$ permitem avaliar a contribuição de cada antena do arranjo nos níveis de interferência mais ruído obtidos após o processo de conformação de feixe. Dessa forma, a seleção de antenas é realizada a partir do valor absoluto de cada elemento de $\mathbf{v}_{\text{in}}(n)$. Mais especificamente, os elementos da diagonal principal de $\mathbf{S}(n)$ correspondentes às posições dos L menores valores de $|\mathbf{v}_{\text{in}}|$ são mantidos com valor unitário, anulando os demais $M - L$ elementos. Essa estratégia, apesar de proporcionar uma solução subótima, permite reduzir o valor do denominador de (11) de forma eficiente sem recair em problemas combinacionais cujas soluções são de difícil obtenção.

A matriz \mathbf{R}_{in} requerida para o cálculo de (13), em geral, não está disponível. Nesse caso, considerando (7), pode-se estimar \mathbf{R}_{in} a partir de

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{in}}(n) = \hat{\mathbf{R}}_{\text{x}}(n) - \hat{\mathbf{R}}_{\text{soi}}(n), \quad (14)$$

onde $\hat{\mathbf{R}}_{\text{x}}(n)$, $\hat{\mathbf{R}}_{\text{in}}(n)$ e $\hat{\mathbf{R}}_{\text{soi}}(n)$ representam, respectivamente, as estimativas de \mathbf{R}_{x} , \mathbf{R}_{in} e \mathbf{R}_{soi} . Assumindo que o ângulo de chegada e a potência referente ao SOI são conhecidos na estação base, a matriz $\hat{\mathbf{R}}_{\text{soi}}(n)$ pode ser determinada diretamente de (8). Quanto à obtenção de $\hat{\mathbf{R}}_{\text{x}}(n)$, um processo

autorregressivo é formulado a partir da disponibilidade do sinal instantâneo em cada antena selecionada, resultando em

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{x}}(n+1) = \alpha \mathbf{x}_{\text{s}}(n) \mathbf{x}_{\text{s}}^{\text{H}}(n) + (1 - \alpha) \hat{\mathbf{R}}_{\text{x}}(n) \quad (15)$$

com $0 < \alpha < 1$ denotando o parâmetro de suavização.

B. Conformação de Feixe

Dentre as abordagens conhecidas da literatura para o problema de conformação de feixe, destaca-se o critério LCMV, inicialmente proposto em [15], que visa minimizar a variância de $y(n)$, sujeito a determinadas restrições lineares. Um caso particular do problema LCMV é o problema MVDR [1], o qual é formulado com apenas uma restrição linear visando garantir ganho unitário na direção do SOI. O problema MVDR é de especial interesse no desenvolvimento da metodologia proposta, uma vez que permite obter o vetor de conformação de feixe que maximiza a SINR.

No cenário considerado neste trabalho, o problema MVDR é formulado visando minimizar a variância (potência) de $y(n)$, mantendo ganho unitário na direção do SOI. Dessa forma, usando (5) como função custo, o problema MVDR é formulado como segue:

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{w}}{\text{minimizar}} \quad \mathbf{w}^{\text{H}} \mathbf{S} \mathbf{R}_{\text{x}} \mathbf{S} \mathbf{w} \\ & \text{sujeito a} \quad \mathbf{a}^{\text{H}}(\theta_0) \mathbf{S} \mathbf{w} = 1, \end{aligned} \quad (16)$$

onde a restrição $\mathbf{a}^{\text{H}}(\theta_0) \mathbf{S} \mathbf{w} = 1$ garante ganho unitário na direção do SOI considerando somente as antenas selecionadas. É importante ressaltar que, no caso particular em que todas as antenas sejam selecionadas, isto é, $\mathbf{S} = \mathbf{I}_M$ com \mathbf{I}_M denotando a matriz identidade de dimensão $M \times M$, (16) recai no problema MVDR original.

Embora os problemas LCMV e MVDR tenham soluções fechadas [15], tais soluções requerem não apenas o conhecimento da matriz de autocorrelação \mathbf{R}_{x} , mas também o cálculo de sua inversa, resultando em um alto custo computacional especialmente em cenários que envolvam sinais não estacionários ou arranjos com muitas antenas. A fim de contornar tais limitações, o algoritmo adaptativo CLMS é apresentado em [15]. Para obter o algoritmo CLMS, o problema LCMV é primeiramente transformado em um problema de otimização sem restrições através do uso de multiplicadores de Lagrange. Em seguida, utiliza-se o método do gradiente descendente juntamente com a estimativa instantânea de \mathbf{R}_{x} , resultando na equação de atualização dos coeficientes. Então, considerando (16), a equação de atualização apresentada em [15] é reescrita como

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{P}(n) [\mathbf{w}(n) - \mu y^*(n) \mathbf{x}_{\text{s}}(n)] + \frac{\mathbf{S}(n) \mathbf{a}(\theta_0)}{L}, \quad (17)$$

onde μ é o passo de adaptação e

$$\mathbf{P}(n) = \left[\mathbf{I}_M - \frac{\mathbf{S}(n) \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^{\text{H}}(\theta_0) \mathbf{S}(n)}{L} \right]. \quad (18)$$

A versão normalizada do algoritmo CLMS é dada em [16] e, de acordo com os autores, a nova versão proporciona uma maior velocidade de convergência com um menor desajuste dos coeficientes. A equação de atualização de \mathbf{w} referente ao

algoritmo CNLMS pode ser obtida diretamente a partir de (17) substituindo μ por $\mu/[\mathbf{x}_s^H(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{x}_s(n)]$, resultando em

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{P}(n) \left[\mathbf{w}(n) - \frac{\mu y^*(n)\mathbf{x}_s(n)}{\mathbf{x}_s^H(n)\mathbf{P}(n)\mathbf{x}_s(n)} \right] + \frac{\mathbf{S}(n)\mathbf{a}(\theta_0)}{L}. \quad (19)$$

A metodologia proposta considera (19) no processo de atualização do vetor de conformação de feixe em função do desempenho superior proporcionado pelo algoritmo CNLMS em relação ao CLMS [16].

C. Algoritmo Proposto

O algoritmo proposto consiste em realizar, de forma conjunta, a seleção de antenas e a conformação de feixe a partir dos procedimentos apresentados nas Seções II-A e II-B. Na primeira etapa, seleciona-se as antenas correspondentes às posições dos L menores componentes de $|\mathbf{v}_{in}(n)|$, sendo tal vetor computado usando a estimativa de \mathbf{R}_{in} e o vetor de conformação de feixe *a priori* $\mathbf{w}(n)$. Uma vez determinada a matriz de seleção $\mathbf{S}(n)$, o vetor $\mathbf{v}_{in}(n)$ é atualizado e o vetor de conformação de feixe *a posteriori* $\mathbf{w}(n+1)$ é obtido através do algoritmo CNLMS apresentado em (19). Conforme mencionado anteriormente, a etapa de seleção de antenas é projetada visando reduzir a potência associada aos sinais interferentes mais ruído presentes em $y(n)$. Consequentemente, a nova técnica pode eventualmente resultar também na redução da potência associada ao SOI. No entanto, independentemente das antenas selecionadas, o algoritmo CNLMS usado na etapa seguinte (conformação de feixe) garante um padrão de irradiação com ganho unitário na direção do SOI, compensando essa eventual redução de potência.

O processo iterativo do algoritmo proposto é sumarizado na Tabela I. A função $\text{selec}(|\mathbf{v}_{in}|, L)$ retorna uma matriz diagonal cujos elementos correspondentes aos L menores componentes de $|\mathbf{v}_{in}|$ são unitários, enquanto os $M - L$ elementos restantes são iguais a zero.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, resultados de simulações numéricas são apresentados visando avaliar o desempenho do algoritmo proposto. As simulações são realizadas em três diferentes cenários e o desempenho do algoritmo proposto é avaliado em termos da SINR resultante. Os resultados são obtidos através de simulações de Monte Carlo, considerando 200 realizações independentes. São considerados cenários com 7 usuários, sendo um deles o SOI, com ângulo de chegada de 40° , e os demais, sinais interferentes, com ângulos de chegada de -45° , -30° , -15° , 10° , 30° e 45° . Os sinais em banda base são gerados a partir de uma constelação 16-QAM com potência de transmissão normalizada (em relação à variância do ruído) de 30 dB, sendo que os sinais interferentes (provenientes de células cocanal) sofrem uma atenuação de 10 dB. Além disso, em todos os cenários, os sinais são recebidos na estação base por um arranjo ULA com M antenas e espaçamento $d = \lambda/2$.

O desempenho do algoritmo proposto é comparado com duas versões do algoritmo CNLMS. A primeira versão, denominada CNLMS- M , é usada como referência, operando

TABELA I
SUMÁRIO DO ALGORITMO PROPOSTO

Inicialização:
μ, α
$\mathbf{w}(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$
$\hat{\mathbf{R}}_x(0) = \mathbf{I}_M$
$\hat{\mathbf{R}}_{in}(0) = \mathbf{I}_M - p_0\mathbf{a}(\theta_0)\mathbf{a}^H(\theta_0)$
Para $n = 0, 1, 2, 3 \dots$
$\mathbf{v}_{in}(n) = \hat{\mathbf{R}}_{in}(n)\mathbf{w}(n)$
$\mathbf{S}(n) = \text{selec}(\mathbf{v}_{in}(n) , L)$
$\mathbf{x}_s(n) = \mathbf{S}(n)\mathbf{x}(n)$
$\hat{\mathbf{R}}_x(n+1) = \alpha\mathbf{x}_s(n)\mathbf{x}_s^H(n) + (1-\alpha)\hat{\mathbf{R}}_x(n)$
$\hat{\mathbf{R}}_{in}(n+1) = \hat{\mathbf{R}}_x(n+1) - p_0\mathbf{a}(\theta_0)\mathbf{a}^H(\theta_0)$
$y(n) = \mathbf{w}^H(n)\mathbf{x}_s(n)$
$\mathbf{P}(n) = \left[\mathbf{I}_M - \frac{\mathbf{S}(n)\mathbf{a}(\theta_0)\mathbf{a}^H(\theta_0)\mathbf{S}(n)}{L} \right]$
$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{P}(n) \left[\mathbf{w}(n) - \mu \frac{y^*(n)\mathbf{x}_s(n)}{\mathbf{x}_s^H(n)\mathbf{P}\mathbf{x}_s(n)} \right] + \frac{\mathbf{S}(n)\mathbf{a}(\theta_0)}{L}$

com todas as cadeias de RF e todas as antenas selecionadas ($L = M$). A segunda, chamada CNLMS- L , é obtida selecionando as L primeiras antenas do arranjo (seleção fixa). A comparação com os algoritmos de [13] e [14] não é aqui apresentada, uma vez que tais algoritmos dependem da disponibilidade de um sinal de referência e consideram que os sinais de todas as antenas do arranjo estão disponíveis (requerendo um número de cadeias de RF igual ao número de antenas). Para inicialização do vetor de conformação de feixe considera-se, nos algoritmos avaliados, o padrão de irradiação omnidirecional, isto é, $\mathbf{w}(0) = [1, 0, \dots, 0]^T$. Além disso, tais algoritmos são configurados com passo de adaptação $\mu = 0,01$ e o parâmetro de suavização usado na estimativa de \mathbf{R}_x é ajustado para $\alpha = 0,3$.

A. Exemplo 1

Neste exemplo, considera-se um arranjo com $M = 15$ antenas e $L = 10$ cadeias de RF disponíveis, o que corresponde a 66,7% do total de antenas. A partir das curvas de SINR apresentadas na Fig. 1, verifica-se que o algoritmo proposto alcança níveis de SINR superiores aos obtidos usando o algoritmo CNLMS- L , o qual, assim como o algoritmo proposto, opera com um número menor de antenas.

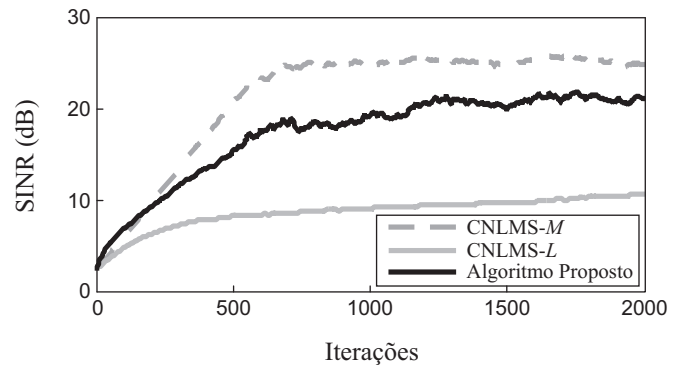


Fig. 1. Exemplo 1. Curvas de SINR obtidas com $M = 15$ e $L = 10$.

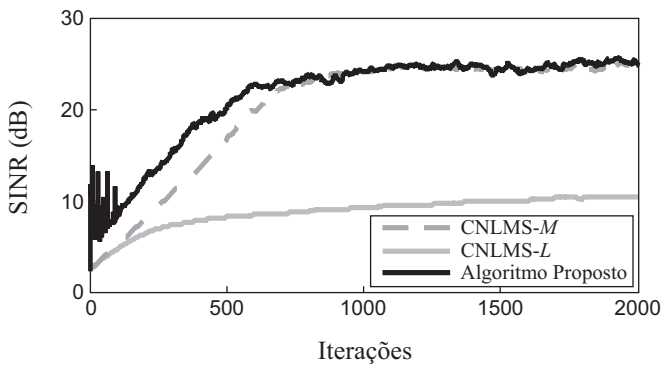


Fig. 2. Exemplo 2. Curvas de SINR obtidas com $M = 150$ e $L = 10$.

B. Exemplo 2

Neste exemplo, um arranjo massivo com $M = 150$ antenas é utilizado na recepção dos sinais. Assume-se que o número de cadeias de RF disponíveis é mantido em $L = 10$, o que agora corresponde a 6,7% do total de antenas do arranjo. Os resultados de simulação obtidos são mostrados na Fig. 2. Observa-se que o algoritmo proposto é capaz de alcançar um desempenho muito próximo ao obtido pelo algoritmo CNLMS-M, mesmo operando com um número muito menor de antenas. Nota-se ainda que o desempenho do algoritmo proposto é superior ao do algoritmo CNLMS-L, corroborando a eficácia da abordagem proposta.

C. Exemplo 3

Neste exemplo, o comportamento do algoritmo é avaliado em um cenário com $M = 15$ e $L = 5$, resultando em mais usuários interferentes do que o número de cadeias de RF disponíveis. As curvas de SINR apresentadas na Fig. 3 confirmam o desempenho adequado do algoritmo proposto, o qual alcança níveis de SINR consideravelmente superiores aos obtidos pelo algoritmo CNLMS-L.

D. Discussão

A partir dos exemplos apresentados nesta seção, pode-se constatar que o algoritmo proposto apresenta um desempenho próximo ao do CNLMS-M, mesmo operando com número significativamente menor de antenas e cadeias de rádio. Quando comparado com o algoritmo CNLMS-L, o algoritmo proposto mostrou-se sempre superior, confirmando a eficácia do método proposto. No Exemplo 3, em especial, verifica-se que o algoritmo proposto é capaz de alcançar um desempenho muito bom até mesmo quando o número de cadeias de RF é menor do que o número de interferentes, situação na qual o algoritmo CNLMS-L tem seu desempenho degradado.

V. CONCLUSÕES

Neste artigo, um novo algoritmo de conformação de feixe e seleção de antenas para sistemas de comunicações móveis foi apresentado. Tal algoritmo foi desenvolvido considerando um processo de otimização alternada em que a seleção de antenas é realizada visando minimizar os níveis de interferência enquanto a conformação de feixe é obtida a partir do problema MVDR. Como resultado, o novo algoritmo proporcionou níveis elevados de SINR mesmo em casos com número

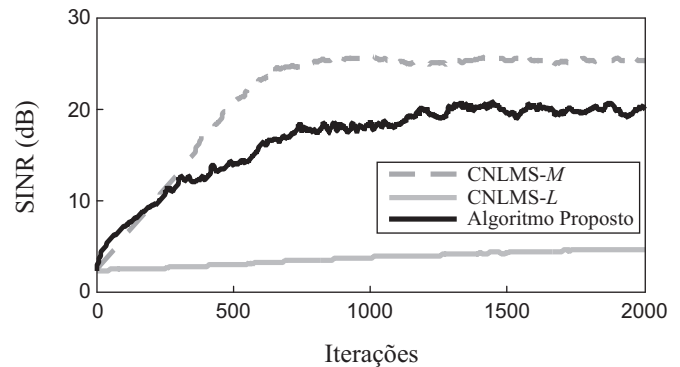


Fig. 3. Exemplo 3. Curvas de SINR obtidas com $M = 15$ e $L = 5$.

limitado de cadeias de RF e 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] J. H. Winters, "Smart antennas for wireless systems," *IEEE Pers. Commun.*, v. 5, n. 1, pp. 23–27, Feb. 1998.
- [3] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2004.
- [4] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. 2nd ed: John Wiley & Sons Ltd, 2011.
- [5] A. F. Molisch and M. Z. Win, "MIMO systems with antenna selection," *IEEE Microwave*, v. 5, n. 1, p. 46–56, Mar. 2004.
- [6] A. Ghayeb, "A survey on antenna selection for MIMO communication systems," in *Proc. 2nd Int. Conf. on Information & Communication Technologies: from Theory to Applications (ICTTA)*, Damascus, Syria, Apr. 2006, pp. 2104–2109.
- [7] X. Gao, O. Edfors, J. Liu, and F. Tufvesson, "Antenna selection in measured massive MIMO channels using convex optimization," in *Proc. IEEE Globecom Workshops*, Atlanta, GA, Dec. 2013, pp. 129–134.
- [8] O. Mehanna, N. D. Sidiropoulos, and G. B. Giannakis, "Joint multicast beamforming and antenna selection," *IEEE Trans. Signal Process.*, v. 61, n. 10, pp. 2660–2674, May 2013.
- [9] O. T. Demir and T. E. Tuncer, "Multicast beamforming with antenna selection using exact penalty approach," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Brisbane, Australia, Apr. 2015, pp. 2489–2493.
- [10] S. He, Y. Huang, J. Wang, L. Yang, and W. Hong, "Joint antenna selection and energy-efficient beamforming design," *IEEE Signal Process. Lett.*, v. 23, n. 9, p. 1165–1169, Sep. 2016.
- [11] X. Wang and J. Sheng, "Joint antenna selection and beamforming algorithms for physical layer multicasting with massive antennas," *Algorithms*, v. 9, n. 2, p. 1–9, Jun. 2016.
- [12] J. F. de Andrade Jr., M. L. R. de Campos e J. A. Apolinário Jr., "Sparse solutions for antenna arrays" in *Anais do XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrt 2011)*, Curitiba, PR, Oct. 2011, pp. 1–5.
- [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. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Vancouver, BC, May 2013, pp. 3806–3810.
- [14] J. F. de Andrade Jr., M. L. R. de Campos, and J. A. Apolinário Jr., "L1-constrained normalized LMS algorithms for adaptive beamforming," *IEEE Trans. Signal Process.*, v. 63, n. 24, p. 6524–6539, Dec. 2015.
- [15] O. L. Frost, "An algorithm for linearly constrained adaptive array processing," *Proc. IEEE*, v. 60, n. 8, pp. 926–935, Aug. 1972.
- [16] J. A. Apolinário, S. Werner, P. S. R. Diniz, and T. I. Laakso, "Constrained normalized adaptive filters for CDMA mobile communications," in *Proc. 9th Eur. Signal Process. Conf. (EUSIPCO)*, Rhodes, Greece, Sep. 1998, pp. 2053–2050.
- [17] J. C. Bezdek and R. J. Hathaway. Two new convergence results for alternating optimization. In: Fogel D. B. e Robinson C. J. (Eds.). *Computational Intelligence: The Experts Speak*. Piscataway, NJ: IEEE, 2003, pp. 149–164.