

Conformação de Feixe com Controle de Potência Aplicado a Sistemas Móveis Celulares

Ciro A. Pitz, Guilherme Saidler, Marcelo G. Vanti e Rui Seara

Resumo—Este artigo avalia o uso do algoritmo adaptativo DCLMS (*duality constrained least-mean-square*) em sistemas de comunicação móvel celular levando em conta condições de interferência e de propagação multipercurso. Tal algoritmo efetua conformação de feixe visando maximizar a razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR), seguida por uma redução de potência de transmissão nos canais de subida e de descida em um sistema de comunicação celular. Dessa forma, considerando um ambiente de comunicação móvel baseado na tecnologia de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA), o algoritmo adaptativo é avaliado. Resultados de simulação numérica corroboram a eficácia do algoritmo DCLMS para essa aplicação.

Palavras-chave—Algoritmos adaptativos com restrições, arranjo de antenas, sistemas de comunicação móvel celular, tecnologia de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA).

Abstract—This paper assesses the use of the duality constrained least-mean-square (DCLMS) adaptive algorithm in cellular mobile communication systems taking into account both interference and multipath propagation conditions. Such an algorithm performs beamforming aiming to maximize the signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR), followed by a transmission power reduction in the uplink and downlink channels in a cellular communication system. Thereby, considering a mobile communication environment based on code-division multiple access (CDMA) technology, the adaptive algorithm is evaluated. Numerical simulation results corroborate the effectiveness of the DCLMS algorithm for this application.

Keywords—Constrained adaptive algorithms, antenna array, cellular mobile communication systems, code-division multiple access (CDMA) technology.

I. INTRODUÇÃO

A utilização de técnicas de controle de potência em sistemas de comunicação celular é um tópico de grande interesse para a área de telefonia móvel. Nesse contexto, diversas estratégias de processamento adaptativo vêm sendo aplicadas tanto para reduzir a interferência entre usuários de telefones móveis quanto melhorar a eficiência energética dos sistemas celulares. Em particular, sistemas considerando a

tecnologia de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA – *code-division multiple access*), tal como o padrão de interface de rádio WCDMA (*wideband CDMA*) utilizado na terceira geração de UMTS (*universal mobile telecommunication system*), apresentam como principal problema a interferência de comunicação entre usuários. Para contornar tal problema, é essencial o controle de potência dos sinais envolvidos [1]. De maneira geral, o emprego de técnicas de controle de potência permite aumentar tanto a capacidade quanto o desempenho de sistemas móveis celulares, melhorando sobremaneira alguns parâmetros do sistema, tais como qualidade do sinal, eficiência espectral, qualidade de serviço (QoS – *quality of service*), como também reduzindo o consumo de energia da bateria nos terminais móveis (TMs) [2].

Em geral, arranjos de antenas visando conformação de feixe na recepção/transmissão podem melhorar consideravelmente o desempenho de sistemas móveis celulares. Além do mais, melhores resultados podem ainda ser alcançados quando a conformação de feixe é realizada conjuntamente com o controle de potência do sistema, implicando dessa forma um menor consumo de energia de transmissão [3]-[7]. Em sistemas CDMA, um sinal de referência baseado no código de um dado TM pode ser usado para identificar este último e, através do uso de um algoritmo adaptativo *ad hoc*, realizar a requerida conformação de feixe.

Para sistemas em que os TMs têm apenas uma antena e as estações de rádio base (ERBs) possuam um arranjo de antenas, o uso de um algoritmo adaptativo aplicado ao canal de subida (localizado na ERB) para aumentar a razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR – *signal-to-interference-plus-noise ratio*) é desejável. Dessa forma, uma redução de potência de transmissão do TM pode ser obtida, agregada a todos os benefícios que essa ação pode implicar. Além do mais, tais benefícios podem ainda ser maiores se a conformação de feixe for também aplicada ao canal de descida, levando também a uma redução de potência de transmissão desse canal. A principal diferença entre os canais de descida e subida é o fato de que o TM tem apenas uma antena, resultando em um conhecimento limitado da informação de estado do canal (CSI – *channel state information*), implicando que a conformação de feixe ótima do canal de descida será dificilmente alcançada [2]. Por outro lado, a dualidade existente entre os canais de subida e de descida permite que os parâmetros do canal de descida possam ser obtidos a partir do canal de subida [8]. Em trabalhos recentes, tais como os discutidos em [3]-[9], são derivados algoritmos adaptativos baseados na direção de chegada dos sinais envolvidos. Tais algoritmos realizam simultaneamente a conformação de feixe e o controle de potência em ambos os canais. Então, com o uso da Teoria da Dualidade (TD), os

Ciro A. Pitz e Rui Seara, LINSE – Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Depto. de Eng. Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, Brasil., Email: ciropitz@gmail.com, seara@linse.ufsc.br.

Guilherme Saidler e Marcelo G. Vanti, LAP – Laboratório de Antenas e Propagação, Depto. de Eng. Elétrica e Telecomunicações, Universidade Regional de Blumenau, Blumenau, SC, Brasil, E-mail: guisaidler@gmail.com, vanti@furb.br.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela Fundação de Amparo à Pesquisa e Inovação do Estado de Santa Catarina (FAPESC) e pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

parâmetros relativos ao canal de descida são obtidos a partir do canal de subida.

Em [10], é proposto um algoritmo (DCLMS – *duality constrained least-mean-square*) capaz de realizar, simultaneamente, a conformação de feixe com o controle de potência em um sistema de comunicação celular. Esse algoritmo é baseado no conhecimento de um sinal de referência, sendo dessa forma apropriado para o uso em sistemas CDMA.

Neste artigo, o algoritmo DCLMS é aplicado e avaliado em um ambiente considerando condições de interferência e de propagação multipercurso mais próximas às reais. Além disso, o sinal de referência é baseado no código de recepção do sinal do usuário, de forma que o algoritmo possa atuar durante todo o período da comunicação e não apenas na fase de treinamento.

Este artigo está organizado como segue. A Seção II introduz as principais definições envolvidas como também uma breve descrição do algoritmo adaptativo DCLMS. Na Seção III, é apresentado o ambiente de comunicação celular considerado na aplicação. A Seção IV apresenta os resultados de simulação numérica atestando a eficácia do uso do algoritmo DCLMS para a aplicação aqui considerada. Finalmente, na Seção V, são apresentadas as conclusões finais deste trabalho.

II. ALGORITMO ADAPTATIVO

O algoritmo DCLMS [10], aqui considerado, permite realizar tanto a conformação de feixe quanto o controle de potência em sistemas de telefonia móvel celular. Seu equacionamento é obtido resolvendo os problemas de minimização com restrição para os canais de subida e de descida, formulado por

$$\min_{\mathbf{w}_i^d} \left(\sum_{i=1}^M |\mathbf{w}_i^d|^2 \right) \quad (1)$$

$$\text{sujeito a } \text{SINR}_i^d \geq \delta_i$$

e

$$\min_{\mathbf{w}_1^u, \dots, \mathbf{w}_M^u, P_1^u, \dots, P_M^u} \left(\sum_{i=1}^M P_i^u \right) \quad (2)$$

$$\text{sujeito a } \text{SINR}_i^u \geq \delta_i$$

onde δ_i é um parâmetro positivo representando o menor valor admissível de SINR para o usuário i (os sobrescritos ‘d’ e ‘u’ denotam, respectivamente, os canais de descida e de subida), M é o número de TMs, e \mathbf{w}_i^d e \mathbf{w}_i^u são os vetores de conformação de feixe dos canais de descida e de subida, respectivamente. A variável P_i^u e o termo $|\mathbf{w}_i^d|^2$ representam, respectivamente, a potência irradiada do sinal de subida e de descida referente ao usuário i .

A Fig. 1 apresenta o cenário de aplicação considerado neste trabalho, ilustrando os canais de subida e de descida, onde $y_i^u(n)$ e $m_i^d(n)$ denotam o sinal recebido no canal de subida e o sinal de informação do canal de descida, respectivamente, e $x_k^u(n)$ e $x_k^d(n)$, para $k=1,2,\dots,K$ (K é o

número de antenas do arranjo), caracterizam, respectivamente, o sinal de entrada e o sinal transmitido da antena k da ERB.

O processo iterativo do algoritmo DCLMS é dividido em quatro etapas:

Passo 1:

Enquanto $|\mathbf{w}_i^u(n) - \mathbf{w}_i^u(n-1)|^2 \neq 0$, Faça:

Para $i = 1, 2, \dots, M$

$$\mathbf{w}_i^u(n+1) = \mathbf{w}_i^u(n) + \mu \mathbf{x}(n) \varepsilon_i^*(n)$$

$$\mathbf{w}_i^d(n+1) = \mathbf{w}_i^d(n)$$

$$P_i^u(n+1) = P_i^u(n)$$

$$P_i^d(n+1) = P_i^d(n)$$

(3)

Fim Enquanto

Passo 2:

Para $i = 1, 2, \dots, M$

$$\mathbf{w}_i^d(n+1) = \sqrt{P_i^d(n)} \mathbf{w}_i^u(n) \quad (4)$$

Passo 3:

Para $i = 1, 2, \dots, M$

$$P_i^u(n+1) = \delta_i P_i^u(n) \frac{\min E[\varepsilon_i^2(n)]}{1 - \min E[\varepsilon_i^2(n)]} \quad (5)$$

Passo 4:

Para $i = 1, 2, \dots, M$

$$P_i^d(n+1) = \frac{P_i^u(n+1)}{\|\mathbf{w}_i^u(n)\|^2} \quad (6)$$

sendo que o vetor $\mathbf{x}(n)$ contém os elementos $x_k^u(n)$ em cada posição, μ representa o passo de adaptação e o escalar $\varepsilon_i(n)$ é o erro entre $y_i^u(n)$ e o sinal de referência $r_i(n)$ utilizado para identificar o usuário i .

Todo o processo de obtenção do algoritmo DCLMS é realizado em [10], onde cada etapa de seu desenvolvimento está descrita em detalhes.

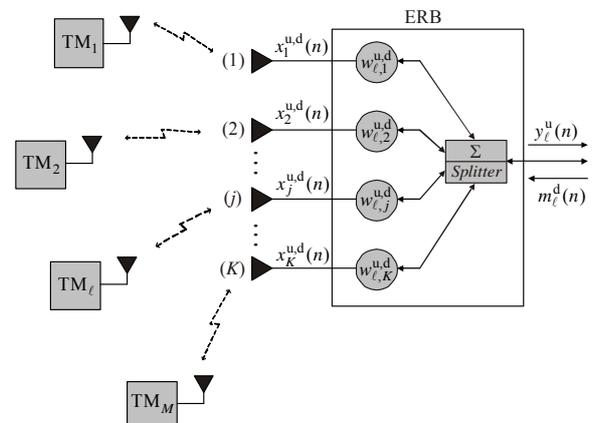


Fig. 1. Cenário de aplicação ilustrando os canais de subida e de descida.

III. DESCRIÇÃO DO AMBIENTE

O ambiente considerado para a aplicação do algoritmo DCLMS é ilustrado na Fig. 2. O algoritmo está localizado na ERB de cada célula e a informação de potência de operação $P_i^u(n)$ é transmitida para o correspondente usuário através de um canal auxiliar. O processamento é realizado em tempo real visando atender (1) e (2) e, dessa forma, reduzir a interferência co-canal do sistema.

O sistema de comunicação móvel celular escolhido para a aplicação do algoritmo é baseado na tecnologia CDMA. Para a geração do espalhamento espectral necessário do sistema CDMA, é usada a técnica de seqüência direta (DSSS – *direct-sequence spread-spectrum*) [1], [11].

Na Fig. 3, é ilustrado o diagrama de bloco considerado para a geração dos sinais envolvidos. Um código com taxa de 5 Mcps é multiplicado diretamente pelo sinal de informação com taxa de 100 kbps. Em seguida, o sinal em banda base resultante é transladado para a banda passante através da técnica de modulação QPSK (*quadrature phase-shift keying*) com frequência portadora de 10 MHz. Como resultado, tem-se um sinal com largura de banda de aproximadamente 5 MHz. O sinal resultante é então convertido para a frequência central de 1 GHz através de um *upconverter*. Para proporcionar o múltiplo acesso dos usuários, é usado aqui o código de Walsh [1] para obter os códigos ortogonais necessários.

Com as características dos sinais definidas, o tipo de arranjo (banda larga ou banda estreita) deve ser escolhido. Para tal, a largura de banda fracionária (LBF) do sinal propagado (em porcentagem) é determinada [12]. Assim,

$$LBF = \frac{f_s - f_i}{(f_s + f_i)/2} \times 100 \quad (7)$$

onde f_i e f_s denotam, respectivamente, a frequência inferior e a frequência superior do sinal propagado. Para o sinal utilizado com $f_i = 1\text{GHz} - 2,5\text{MHz}$ e $f_s = 1\text{GHz} + 2,5\text{MHz}$, obtém-se uma $LBF = 0,5\%$. A Fig. 4 ilustra o espectro do sinal antes da conversão efetuada pelo *upconverter*. O resultado da LBF obtido indica a possibilidade de uso de um arranjo de banda estreita [12], o qual é utilizado no ambiente considerado neste trabalho.

Para recuperar o sinal de um dado usuário, em sistemas CDMA, faz-se necessário o conhecimento de seu código [1], [11]. Partindo dessa premissa, o sinal de referência é então gerado considerando o código do usuário de interesse modulado em QPSK. Dessa forma, o sinal de referência do algoritmo não é mais uma cópia “idêntica” do sinal enviado pelo usuário, como considerado em [10].

A Fig. 5 ilustra o diagrama de bloco do sistema utilizado no canal de subida. Para o canal de descida, os pesos são determinados por (4) e as antenas operam no modo de transmissão.

O arranjo de antenas aqui considerado é do tipo linear, operando ao longo dos 360° do plano azimutal. Para a obtenção da propagação multipercurso, são somadas ao sinal de visada direta versões desse mesmo sinal com distorções aleatórias na direção de chegada, alterando dessa forma tanto a amplitude quanto a fase do sinal. Na próxima seção, são apresentados os resultados de simulação numérica do algoritmo DCLMS operando no ambiente considerado neste trabalho.

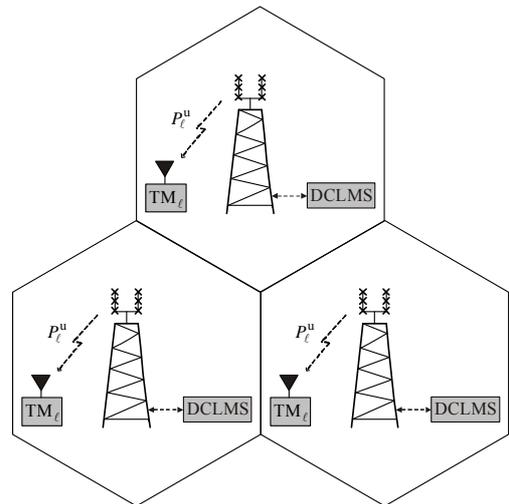


Fig.2. Ambiente para a aplicação do algoritmo DCLMS.

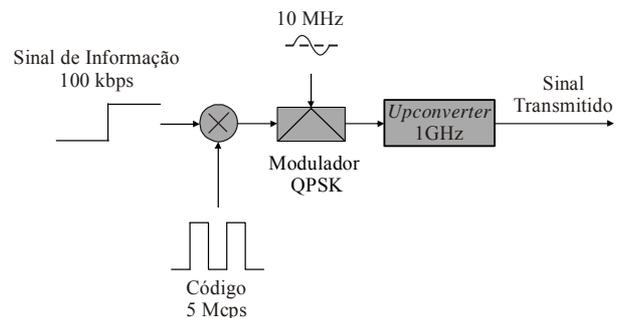


Fig. 3. Diagrama de bloco para a geração dos sinais considerados no ambiente de simulação.

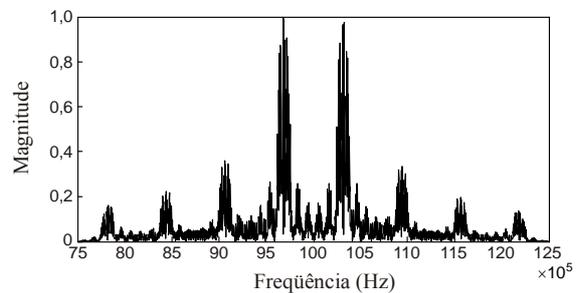


Fig. 4. Espectro do sinal antes do *upconverter*.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Visando avaliar o desempenho do algoritmo DCLMS para as condições de operação do sistema de telefonia móvel, é considerado aqui um arranjo linear de K elementos localizado na ERB com espaçamento de meio comprimento de onda calculado na frequência de 1 GHz (frequência central). Em todos os casos avaliados, é assumido que dez sinais de multipercurso, oriundos de diferentes situações de propagação, são agregados ao sinal principal; isto é, o sinal de entrada em ambos os canais (subida e descida) é formado pelos sinais em visada direta somados a dez versões desse mesmo sinal com fase aleatória e com menor amplitude. A escolha do passo de adaptação μ é determinada experimentalmente para obter a estabilidade do algoritmo.

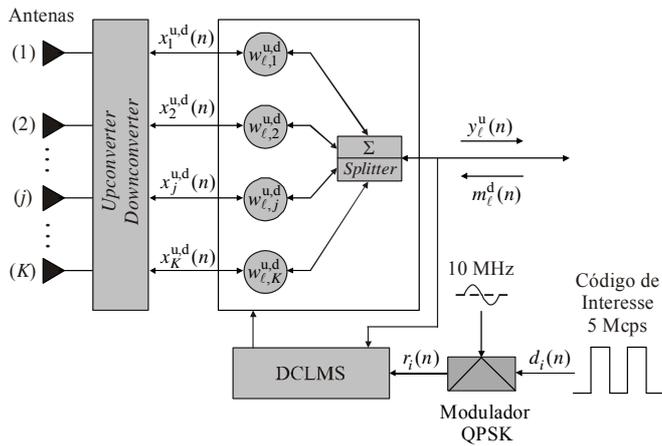


Fig. 5. Diagrama de bloco do sistema de conformação de feixe e controle de potência.

A. Exemplo 1

Neste exemplo, consideram-se dois usuários, definidos por TM_1 e TM_2 , com direções de 45° e 30° , respectivamente. As potências P_i^u e $|\mathbf{w}_i^d|^2$ iniciais são assumidas unitárias, a variância do ruído aditivo de canal é $\sigma_\eta^2 = 0,3$, o passo de adaptação usado é $\mu = 0,005$ e o número de antenas consideradas na ERB é $K = 8$. Os valores das potências e da variância de ruído são normalizados em relação aos seus valores reais. A restrição de SINR utilizada para ambos os TMs é $\delta_i = 1$. A Fig. 6 mostra o diagrama de irradiação nos canais de subida e de descida determinados para a última iteração do algoritmo. Pode-se observar a direção do lóbulo principal correspondente a cada TM considerado. Com o auxílio das Figs. 7 e 8, pode-se notar que a potência tem sido reduzida e a restrição de SINR é mantida em ambos os canais, atingindo o objetivo do algoritmo. Um pequeno desvio na restrição de SINR é observado no canal de descida [veja Fig. 8(b)], o qual se deve à aproximação usada para a obtenção da potência desse canal [10]. Na Fig. 7, constata-se que a potência em ambos os canais tem seu valor alterado somente após certo número de iterações. Tal condição é necessária para que o algoritmo conformador de feixe convirja e, dessa forma, seja possível determinar (5).

B. Exemplo 2

Neste exemplo, o desempenho do algoritmo é avaliado em uma condição mais severa do que o caso anterior, sendo que dois usuários estão localizados próximos e outro (um terceiro) está mais afastado, especificamente nas posições de 90° (TM_1), 87° (TM_2) e 60° (TM_3). As potências P_i^u e $|\mathbf{w}_i^d|^2$ iniciais são também unitárias; a variância do ruído aditivo de canal é agora $\sigma_\eta^2 = 0,1$, o passo de adaptação é $\mu = 0,005$ e o número de antenas na ERB é $K = 12$. A restrição de SINR para ambos os TMs é aumentada para $\delta_i = 2$. Após a convergência do algoritmo, os valores de potência P_i^u encontrados são $P_1^u = 0,1134$, $P_2^u = 0,1152$ e $P_3^u = 0,0213$, e os valores de potência $|\mathbf{w}_i^d|^2$ são $|\mathbf{w}_1^d|^2 = 0,1147$,

$|\mathbf{w}_2^d|^2 = 0,1138$ e $|\mathbf{w}_3^d|^2 = 0,0207$, correspondentes aos TM_1 , TM_2 e TM_3 , respectivamente. Constata-se, através dos valores obtidos das potências e pelas Figs. 9 e 10, que o algoritmo reduziu a potência de transmissão em ambos os canais, mantendo a restrição de SINR. Nota-se também que o TM_3 , por estar mais distante dos sinais interferentes, apresentou maior redução de potência em relação às potências dos TM_2 e TM_3 . Isso se deve ao maior valor de SINR obtido pelo TM_3 no processo de conformação de feixe, permitindo maior redução de potência para manter a SINR no valor de restrição arbitrado.

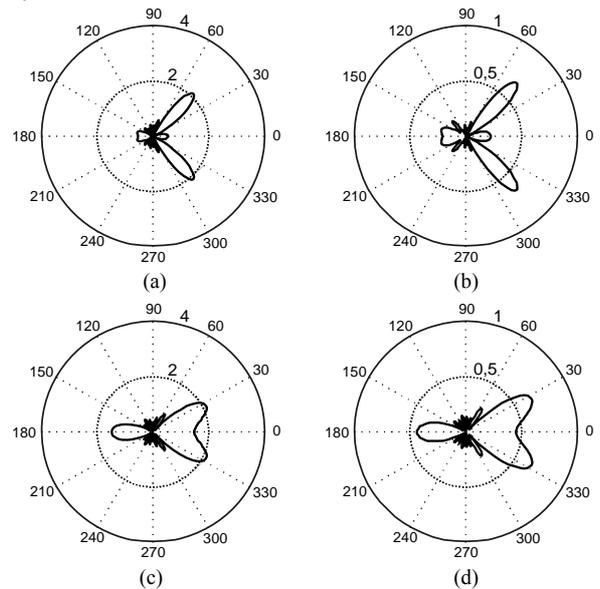


Fig. 6. Exemplo 1. Diagrama de irradiação. (a) Canal de subida TM_1 . (b) Canal de descida TM_1 . (c) Canal de subida TM_2 . (d) Canal de descida TM_2 .

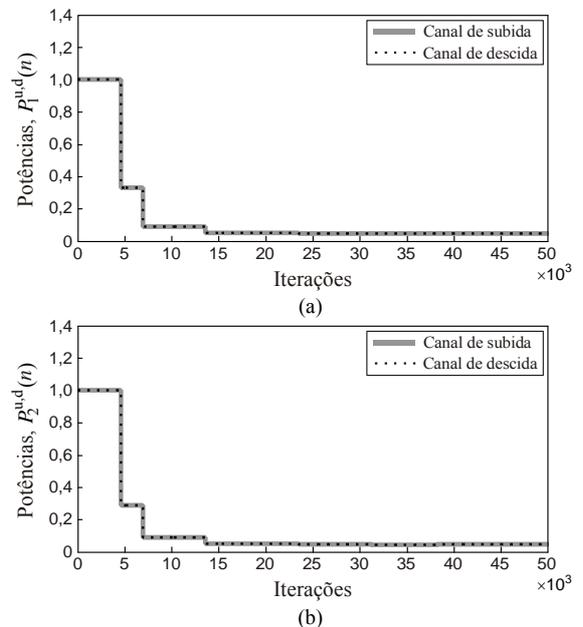


Fig. 7. Exemplo 1. Alteração de potência nos canais de subida e de descida. (a) TM_1 . (b) TM_2 .

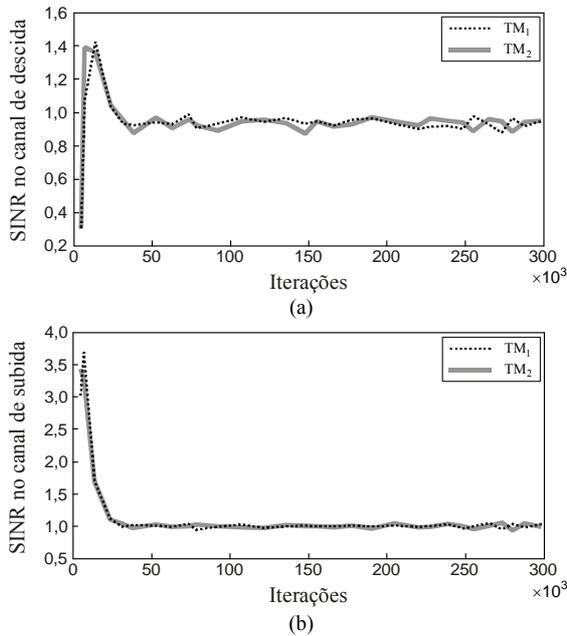


Fig. 8. Exemplo 1. SINR para os TM_1 e TM_2 . (a) Canal de descida. (b) Canal de subida.

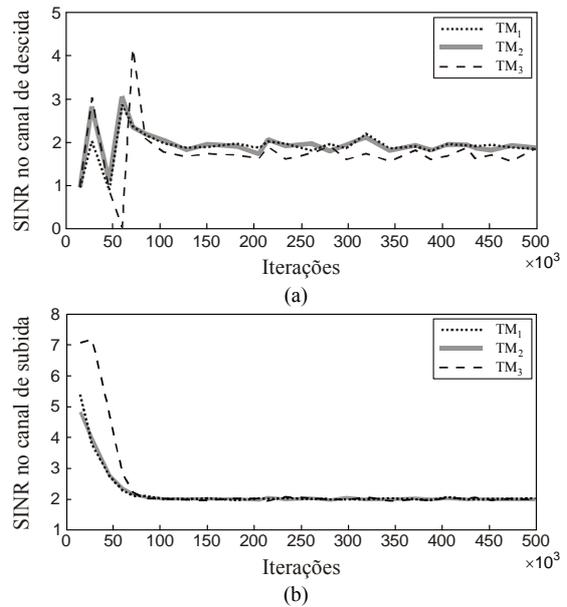


Fig. 10. Exemplo 2. Curvas de SINR para os TM_1 , TM_2 e TM_3 . (a) Canal de descida. (b) Canal de subida.

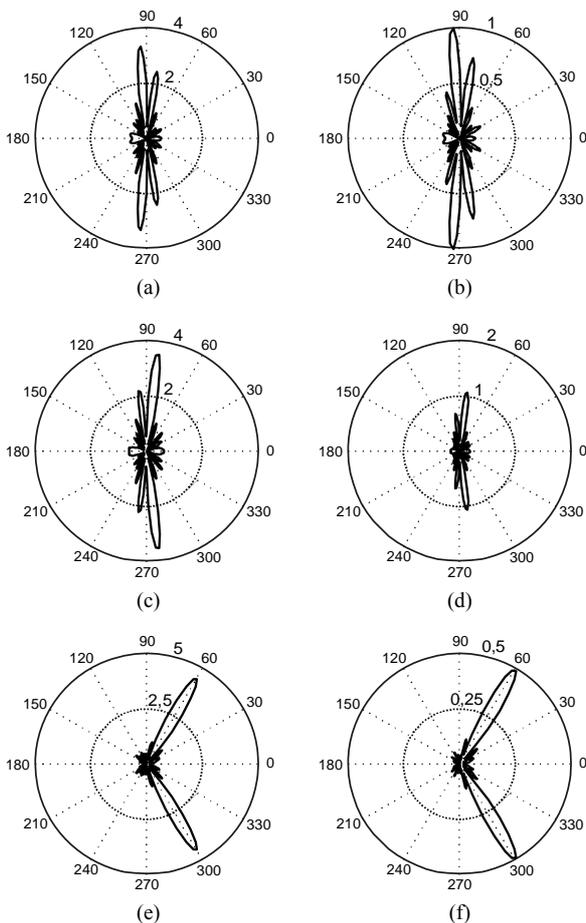


Fig. 9. Exemplo 2. Diagrama de irradiação. (a) Canal de subida TM_1 . (b) Canal de descida TM_1 . (c) Canal de subida TM_2 . (d) Canal de descida TM_2 . (e) Canal de subida TM_3 . (f) Canal de descida TM_3 .

VI. CONCLUSÕES

Este artigo avaliou o uso do algoritmo adaptativo DCLMS em sistemas de comunicação móvel celular. Esse algoritmo efetua conformação de feixe com o objetivo de maximizar a SINR, associada a uma redução de potência de transmissão nos canais de subida e de descida de um sistema celular. Considerando um ambiente de comunicação móvel baseado em tecnologia CDMA, o algoritmo adaptativo (para condições próximas às reais) foi então avaliado. Resultados de simulação numérica atestaram a eficácia do algoritmo DCLMS para a aplicação em questão.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Korhonen, *Introduction to 3G Mobile Communications*, 2nd ed. Boston, MA: Artech House, 2003.
- [2] C. A. Balanis and P. I. Ioannides, *Introduction to Smart Antennas*. San Rafael, CA: Morgan & Claypool, 2007.
- [3] F. Rashid-Farrokhi, K. J. R. Liu, and L. Tassiulas, "Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1437-1450, Oct. 1998.
- [4] F. Rashid-Farrokhi, L. Tassiulas, and K. J. R. Liu, "Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 10, pp. 1313-1324, Oct. 1998.
- [5] E. Visotsky and U. Madhow, "Optimum beamforming using transmit antenna arrays," in *Proc. 49th IEEE Veh. Technol. Conf.*, Houston, TX, May 1999, vol. 1, pp. 851-856.
- [6] Y. Wei, "Uplink-downlink duality via minimax duality," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 361-374, Feb. 2006.
- [7] Y. Wei and T. Lan, "Transmitter optimization for the multi-antenna downlink with per-antenna power constraints," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 6, pp. 2646-2660, Jun. 2007.
- [8] W. Yu and T. Lan, "Downlink beamforming with per-antenna power constraints," in *Proc. 6th IEEE Int. Workshop Signal Process. Advances in Wireless Commun.*, New York, NY, Jun. 2005, pp. 1058-1062.
- [9] M. Codreanu, M. Juntti, and M. Latva-aho, "Uplink-downlink SINR duality via Lagrange duality," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf.*, Las Vegas, NV, Mar./Apr. 2008, pp. 1160-1165.
- [10] C. A. Pitz, M. G. Vanti, O. J. Tobias, and R. Seara, "Adaptive beamforming for antenna arrays in cellular systems based on a duality between uplink and downlink channels," in *Proc. 7th IEEE Int. Telecommun. Symp.*, Manaus, AM, Sep. 2010, pp. 1-5.
- [11] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed. New York: Wiley, 2001.
- [12] B. Allen and M. Ghavami, *Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2005.