

Algoritmo Adaptativo DCLMS Modificado Aplicado em Sistemas de Comunicações Móveis

Ciro André Pitz e Rui Seara

Resumo—Este artigo apresenta uma versão modificada do algoritmo DCLMS (*duality constrained least-mean-square*), o qual efetua a conformação de feixe e o controle de potência em sistemas de comunicações móveis. No algoritmo DCLMS original, a atualização de potência de transmissão ocorre somente após a convergência do processo de conformação de feixe, acarretando testes sucessivos de convergência e perda de desempenho em ambientes não-estacionários. Visando tornar esse algoritmo mais robusto, uma modificação no processo de atualização de potência de transmissão é proposta, originando o novo algoritmo aqui denominado M-DCLMS (*modified DCLMS*). A eficácia do algoritmo proposto é verificada através de resultados de simulações.

Palavras-chave—Algoritmos adaptativos com restrições, arranjo de antenas, conformação de feixe com controle de potência, sistemas de comunicações móveis.

Abstract—This paper presents a modified version of the duality constrained least-mean-square (DCLMS) algorithm, which performs both beamforming and power control in mobile communication systems. In the original DCLMS algorithm, the transmission power update occurs only after the convergence of the beamforming process, implying successive convergence tests and loss of performance in non-stationary environment. Aiming to obtain a more robust algorithm, a modification in the transmission power update process is proposed, giving rise to a new algorithm, termed here modified DCLMS (M-DCLMS) algorithm. The effectiveness of the proposed algorithm is verified through the simulation results.

Keywords—Constrained adaptive algorithms, antenna array, beamforming with power control, mobile communication systems.

I. INTRODUÇÃO

Em redes de comunicações móveis, o controle da potência de transmissão é essencial para o funcionamento adequado do sistema, reduzindo os níveis de interferência e aumentando a vida útil da bateria do terminal móvel (TM) [1]. Além disso, evidências de possíveis danos causados pela irradiação eletromagnética desses sistemas à saúde do ser humano motivam órgãos reguladores da área a reduzirem ainda mais os níveis máximos de irradiação. Assim, visando obter menores níveis de potência de transmissão, sistemas considerando arranjos adaptativos de antenas podem ser utilizados em tais aplicações [2]. Nesses sistemas, a partir da conformação de feixe efetuada pelo conjunto de antenas, maiores valores da razão sinal-interferência-mais-ruído (SINR – *signal-to-interference-plus-noise ratio*) são obtidos e consequentemente menores níveis de potência de transmissão são admitidos durante a comunicação.

Ciro André Pitz e Rui Seara, LINSE – Laboratório de Circuitos e Processamento de Sinais, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, Brasil. E-mails: ciro_pitz@linse.ufsc.br, seara@linse.ufsc.br.

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

Algoritmos que efetuam simultaneamente a conformação de feixe e o controle de potência vêm sendo desenvolvidos visando obter melhor desempenho quando comparados com os casos em que algoritmos distintos são usados para cada tarefa [3]-[6]. O desenvolvimento dessa classe de algoritmos é beneficiado pelo aproveitamento de informações disponíveis do sistema para ambas as etapas do algoritmo. Um exemplo é o caso do algoritmo proposto em [2], que estima a SINR necessária e atualiza a potência de transmissão a partir de uma sequência de treinamento usada no processo de conformação de feixe.

Em sistemas de comunicações móveis, o processo de conformação de feixe e controle de potência deve ser realizado tanto no canal de subida quanto no canal de descida. Considerando então a reciprocidade direcional entre canais de subida e de descida, a Teoria da Dualidade (TD) pode ser utilizada para se obter uma relação entre as variáveis correspondentes a cada canal [7]-[9]. Dessa forma, com base na TD, o algoritmo DCLMS (*duality constrained least-mean-square*) foi desenvolvido utilizando os parâmetros do canal de subida para obtenção da conformação de feixe e controle de potência do canal de descida. Em [10], uma implementação do algoritmo DCLMS em um sistema móvel celular baseado na tecnologia CDMA (*code-division multiple access*) é apresentada. No referido trabalho, o sinal de referência foi obtido a partir do código de cada usuário, constatando-se um desempenho satisfatório do algoritmo nesse tipo de aplicação.

No algoritmo DCLMS, a etapa de conformação de feixe utiliza o algoritmo LMS, o qual apresenta baixa complexidade computacional de implementação. Entretanto, para a atualização do nível de potência de transmissão, é necessária a estimação do erro quadrático médio (EQM) em regime permanente. No entanto, tal estimativa não é trivial de ser obtida, visto que a determinação de convergência do algoritmo necessita de algumas comparações e testes entre variáveis em cada iteração, o que, além do custo computacional envolvido, exige um ajuste adequado de parâmetros. Assim, o presente trabalho busca desenvolver uma nova estratégia de operação do algoritmo DCLMS, de forma que a atualização da potência de transmissão seja obtida em cada iteração, eliminando a necessidade da etapa de teste de convergência do processo.

Este artigo está organizado como segue. A Seção II apresenta de forma sucinta o algoritmo DCLMS. A Seção III descreve em detalhes a modificação proposta no algoritmo. Na Seção IV, os resultados de simulação numérica são mostrados e discutidos, comparando o desempenho do algoritmo DCLMS e sua versão modificada em um sistema de comunicação móvel. Finalmente, a Seção V apresenta as conclusões obtidas deste trabalho de pesquisa.

II. REVISITANDO O ALGORITMO DCLMS

O algoritmo DCLMS [12] foi concebido originalmente para aplicações em sistemas de comunicações móveis. Nesse contexto, cada TM possui uma única antena e a estação rádio base (ERB) possui K antenas operando em modo de

transmissão e recepção, conforme ilustrado na Fig. 1. O conjunto de antenas utilizado é classificado como banda estreita [11], no qual K coeficientes complexos $w^{u,d}$ são responsáveis pela conformação de feixe em cada canal. Nesse esquema, as variáveis $x_k^{u,d}(n)$, $y_i^u(n)$ e $m_i^d(n)$ representam, respectivamente, o sinal presente na k -ésima antena da ERB, o sinal recebido no canal de subida e o sinal de informação, sendo estes dois últimos destinados ao i -ésimo TM. O processamento do algoritmo está localizado na ERB, sendo a potência de transmissão de cada TM informada através de um canal de controle [12].

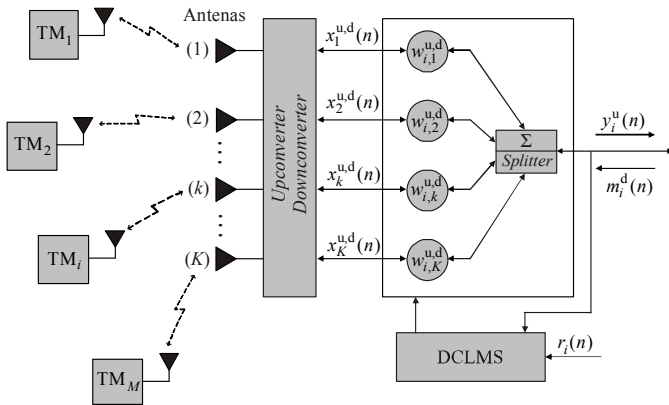


Fig. 1. Diagrama de blocos do algoritmo DCLMS.

O objetivo principal do algoritmo DCLMS é controlar a potência de transmissão dos canais de subida e de descida, mantendo a SINR de ambos os canais acima de um nível limiar preestabelecido. Para tal, busca-se determinar um processo iterativo que resolva o seguinte problema de minimização com restrição do canal de subida:

$$\min_{\mathbf{w}_1^u, \dots, \mathbf{w}_M^u, P_1^u, \dots, P_M^u} \left(\sum_{i=1}^M P_i^u \right) \quad \text{sujeito a } SINR_i^u \geq \delta_i \quad (1)$$

onde δ_i , P_i^u e \mathbf{w}_i^u denotam, respectivamente, o menor valor admissível de SINR (nível limiar preestabelecido), a potência de transmissão e o vetor de conformação de feixe do canal subida para o i -ésimo TM. A partir de (1), constata-se que $\sum_{i=1}^M P_i^u$ é mínimo quando cada parcela P_i^u for mínima, i.e., \mathbf{w}_i^u deve ser ajustado de tal forma que a $SINR_i^u$ seja máxima e, conseqüentemente, P_i^u mínima.

Para a determinação de \mathbf{w}_i^u , o algoritmo LMS é utilizado, requerendo um sinal de referência correlacionado com o sinal do i -ésimo usuário. Após a convergência do algoritmo, a potência dos TMs é então atualizada através da seguinte relação:

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

onde n representa a iteração atual e $\varepsilon_i(n)$ o erro entre o sinal do i -ésimo usuário $y_i^u(n)$ e o correspondente sinal de referência $r_i(n)$. A partir de (2), observa-se que é necessário

† Os sobrescritos 'u' e 'd' denotam, respectivamente, o canal de subida e o de descida.

determinar o mínimo EQM, i.e., o EQM em regime permanente. Dessa forma, enquanto a convergência não é atingida, a potência não deve ser atualizada, mantendo-se o mesmo valor da iteração corrente, i.e., $P_i^u(n+1) = P_i^u(n)$.

Considerando agora o canal de descida, o algoritmo busca resolver o seguinte problema de minimização com restrição:

$$\min_{\mathbf{w}_i^d} \left(\sum_{i=1}^M \|\mathbf{w}_i^d\|^2 \right) \quad \text{sujeito a } SINR_i^d \geq \delta_i \quad (3)$$

onde \mathbf{w}_i^d e $\|\mathbf{w}_i^d\|^2$ representam, respectivamente, o vetor contendo os coeficientes de conformação de feixe do canal de descida e a potência irradiada no mesmo canal referente ao i -ésimo TM. Assumindo a reciprocidade direcional entre os canais de subida e de descida, o vetor \mathbf{w}_i^d pode ser diretamente relacionado com \mathbf{w}_i^u e P_i^u através da TD. Novamente, como P_i^u é efetivamente atualizado após a convergência do EQM, a informação necessária para adaptar \mathbf{w}_i^d é obtida somente após a convergência de \mathbf{w}_i^u .

III. ALGORITMO DCLMS MODIFICADO

Para determinar a convergência do processo de conformação de feixe do algoritmo DCLMS, é necessário que algum critério de parada seja estabelecido. Em [12], o critério considerado é $|\mathbf{w}_i^u(n+1) - \mathbf{w}_i^u(n)|^2 = 0$. Entretanto, na prática, a condição $|\mathbf{w}_i^u(n+1) - \mathbf{w}_i^u(n)|^2 \leq \gamma$ é geralmente utilizada, onde γ representa o máximo valor de $|\mathbf{w}_i^u(n+1) - \mathbf{w}_i^u(n)|^2$ para que a convergência de \mathbf{w}_i^u ocorra. O ajuste do parâmetro γ impacta diretamente no funcionamento do algoritmo; valores altos de γ podem levar a uma estimativa grosseira de $E_{\min}[\varepsilon_i^2(n)]$, com o risco de divergência do algoritmo. Por outro lado, para valores muito baixos de γ ($\gamma \rightarrow 0$), a convergência pode não ser efetivamente detectada e, dessa forma, tanto a potência de transmissão dos TMs quanto a conformação de feixe do canal de descida não são atualizadas, prejudicando assim o desempenho do algoritmo adaptativo.

Outro ponto relevante surge de situações em que os sinais envolvidos são não-estacionários. Dependendo do grau de não-estacionariedade desses sinais, a convergência do algoritmo de conformação de feixe pode não ser adequadamente detectada, comprometendo assim o desempenho do algoritmo.

Com o intuito de contornar os problemas provenientes da etapa de determinação da convergência, buscou-se um novo processo iterativo que permita a atualização da potência de transmissão em cada iteração do algoritmo. Para tal, em uma primeira etapa, é utilizado um filtro de suavização para a estimativa em tempo real do EQM, i.e.,

$$J_i(n) = (1 - \alpha)J_i(n-1) + \alpha |\varepsilon_i(n)|^2 \quad (4)$$

com $0 < \alpha < 1$. A partir do instante em que o algoritmo de conformação de feixe atingir a convergência, $J_i(n)$ tende para o EQM mínimo e (4) leva a uma estimativa não polarizada de $E_{\min}[\varepsilon_i^2(n)]$. Dessa forma, $E_{\min}[\varepsilon_i^2(n)]$ é substituído em (2) por sua estimativa dada por (4). Assim,

$$P_i^u(n+1) = \delta_i P_i^u(n) \frac{J_i(n)}{1 - J_i(n)} \quad (5)$$

Note que, caso (5) seja utilizado somente após a convergência do algoritmo conformador de feixe, então $J_i(n) \equiv E_{\min}[\varepsilon_i^2(n)]$, mantendo o algoritmo DCLMS em sua versão original.

Então, utilizando (5) diretamente sem considerar qualquer teste de convergência, $P_i^u(n)$ será efetivamente atualizada em cada iteração do algoritmo. Entretanto, variações rápidas de $P_i^u(n)$ podem ocorrer entre iterações, resultando em uma redução da correlação entre o sinal do i -ésimo usuário e o seu correspondente sinal de referência. Nesse caso, o algoritmo LMS utilizado no processo de conformação de feixe pode divergir, comprometendo assim o funcionamento do algoritmo DCLMS. Para superar esse problema, é usado um filtro de suavização também em (5), a qual é agora reescrita como segue:

$$P_i^u(n+1) = (1-\beta)P_i^u(n) + \beta\delta_i P_i^u(n) \frac{J_i(n)}{1-J_i(n)} \quad (6)$$

onde β se encontra na faixa $0 < \beta \ll 1$, minimizando possíveis variações abruptas de $P_i^u(n)$.

Então, a partir de (4) e (6), a atualização da potência de transmissão pode ser agora efetuada em cada iteração do algoritmo, eliminando assim o teste de convergência presente no algoritmo original [12]. Dessa forma, o processo iterativo do algoritmo DCLMS modificado (M-DCLMS) é obtido. Portanto,

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

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_i^u(n+1) &= \mathbf{w}_i^u(n) + \mu \mathbf{x}(n) \varepsilon_i^*(n) \\ J_i(n) &= (1-\alpha)J_i(n-1) + \alpha |\varepsilon_i(n)|^2 \\ P_i^u(n+1) &= (1-\beta)P_i^u(n) + \beta\delta_i P_i^u(n) \frac{J_i(n)}{1-J_i(n)} \\ \mathbf{w}_i^d(n+1) &= \sqrt{P_i^u(n+1)} \frac{\mathbf{w}_i^u(n+1)}{\|\mathbf{w}_i^u(n+1)\|_2} \end{aligned} \quad (7)$$

onde $\mathbf{x}(n) = [x_1^u(n) \dots x_K^u(n)]^T$ é o vetor contendo as amostras recebidas em cada antena da ERB e μ , o passo de adaptação.

A complexidade computacional do algoritmo M-DCLMS é da mesma ordem de complexidade do algoritmo DCLMS, com a vantagem de eliminar o teste de convergência presente no algoritmo original.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O desempenho do algoritmo M-DCLMS é avaliado considerando sua aplicação em um sistema de comunicação móvel, no qual a ERB é formada por um arranjo linear de $K=8$ antenas com espaçamento de meio comprimento de onda calculado na frequência de 1 GHz. Para a modelagem do canal de cada usuário, são considerados 12 percursos independentes com variância $\sigma_c^2=1$ e ângulo de espalhamento médio de 3° em torno da posição média θ_i de cada usuário. Em todos os exemplos, a potência inicial e os vetores de conformação de feixe são inicializados com valor unitário e o sinal recebido em cada antena do arranjo é corrompido por ruído AWGN complexo com variância $\sigma_n^2=0,2$. Assume-se que os sinais dos diferentes usuários do sistema são todos decorrelacionados. Os valores dos parâmetros utilizados em (4) e (6) são $\alpha = \beta = 0,001$ e o passo de adaptação para ambos os algoritmos é $\mu = 0,01$, determinados visando manter a estabilidade do algoritmo. Para

compor o sinal de referência é usado um período inicial de treinamento no qual o sinal transmitido pelo usuário de interesse é conhecido.

A. Exemplo 1

Para este exemplo, é considerado um único TM de interesse ($M=1$) na posição de 90° e três usuários interferentes localizados em 0° , 45° e 60° . A qualidade mínima de sinal estipulada para o usuário de interesse é de $\delta=5$ dB e o parâmetro usado no teste de convergência do algoritmo DCLMS original é $\gamma=10^{-6}$. As curvas de SINR no canal de subida e de descida bem como a potência de transmissão ao longo das iterações dos algoritmos DCLMS e M-DCLMS são mostradas na Fig. 2. Observa-se a proximidade dos valores de potência e de SINR para ambos os algoritmos, sendo constatada uma redução da potência de transmissão, mantendo a qualidade acima do valor limiar preestabelecido. Nota-se ainda que, mesmo após a convergência, o algoritmo DCLMS original apresenta variações nos valores de potência e SINR, o que não ocorre para o algoritmo M-DCLMS. Os diagramas de irradiação resultantes na última iteração de ambos os algoritmos são mostrados na Fig. 3, onde se percebe claramente o lóbulo principal direcionado para o usuário de interesse e valores quase nulos na direção dos usuários interferentes.

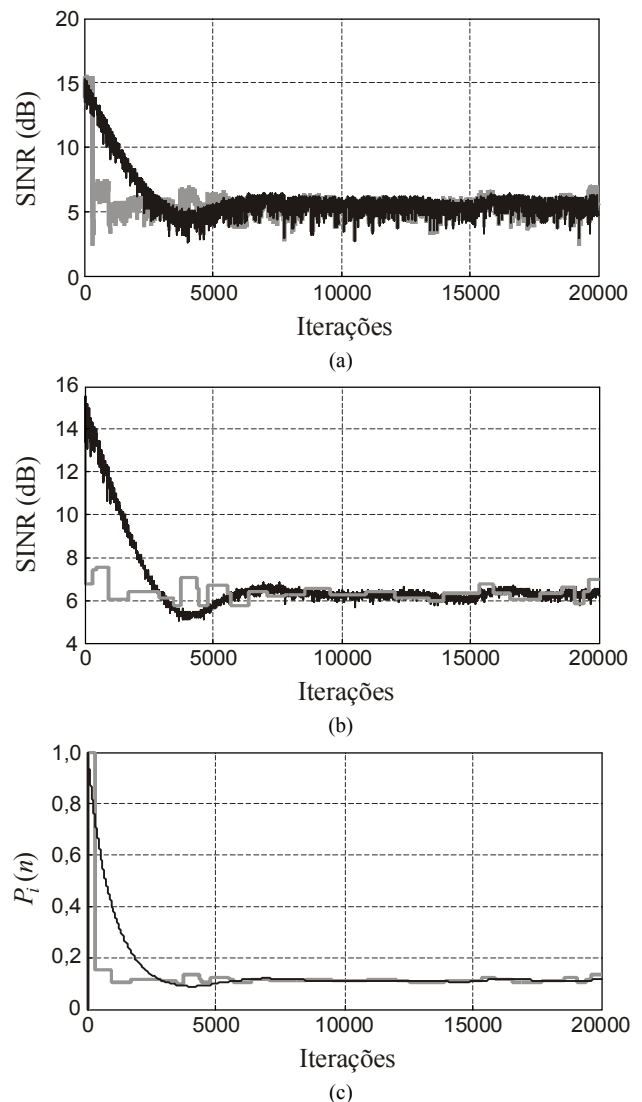


Fig. 2. Exemplo 1. (a) SINR no canal de subida. (b) SINR no canal de descida. (c) Potência de transmissão. (Linha cinza) algoritmo DCLMS. (Linha escura) algoritmo M-DCLMS.

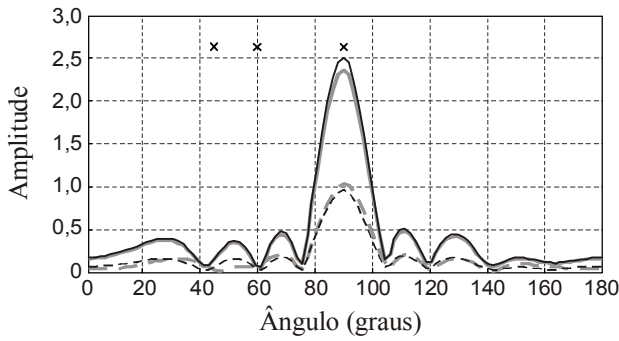


Fig. 3. Exemplo 1. Diagrama de irradiação na última iteração. Algoritmo DCLMS: (linha cinza contínua) canal de subida, (linha cinza tracejada) canal de descida. Algoritmo M-DCLMS: (linha escura contínua) canal de subida, (linha escura tracejada) canal de descida.

B. Exemplo 2

Neste exemplo, é considerado o mesmo cenário do exemplo anterior, exceto pelo aumento da qualidade mínima de sinal, agora para $\delta = 10$ dB. Nesse caso, busca-se verificar o comportamento (robustez) dos algoritmos frente a mudanças no cenário de operação. Para tal, na iteração 10000, é alterada agora instantaneamente a posição do TM de interesse da posição de 90° para 70° . Verifica-se da Fig. 4 que o algoritmo DCLMS original diverge para tal ação, enquanto o algoritmo M-DCLMS se adapta confortavelmente para a nova situação, mantendo a qualidade de sinal acima de 10 dB com menor potência de transmissão. A divergência do algoritmo DCLMS deve-se ao fato de o parâmetro γ utilizado já não ser mais adequado para o novo cenário (após 10000 iterações). Esse exemplo ilustra a necessidade de ajustes sucessivos de γ no algoritmo DCLMS original em situações reais de operação, mostrando sua fragilidade quando comparado com o algoritmo proposto.

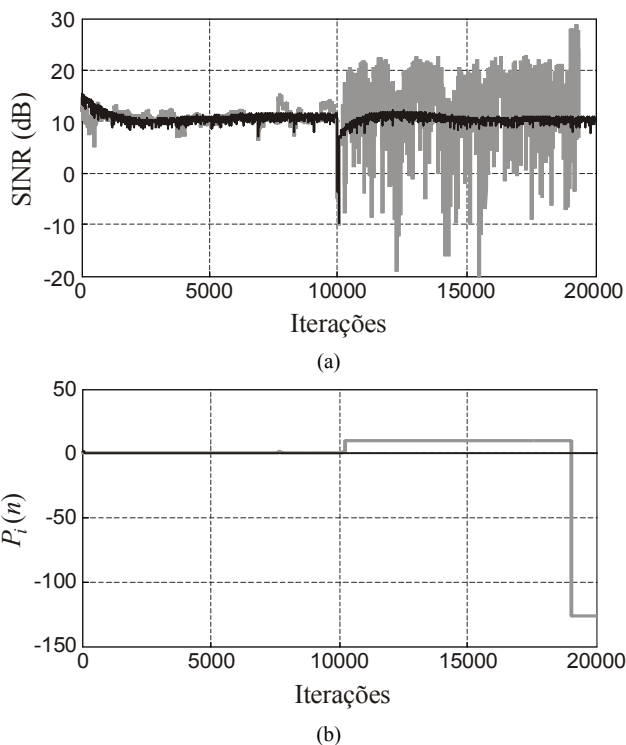


Fig. 4. Exemplo 2. (a) SINR no canal de subida. (b) Potência de transmissão. (Linha cinza) algoritmo DCLMS. (Linha escura) algoritmo M-DCLMS.

C. Exemplo 3

Este exemplo considera agora um caso multiusuário. Três usuários de interesse TM_1 , TM_2 e TM_3 localizados respectivamente em 55° , 60° e 80° com $\delta_i = 5$ dB $\forall i$ compõem o cenário. O parâmetro usado no teste de convergência do algoritmo DCLMS original é $\gamma = 10^{-5}$. Observa-se nas curvas de SINR e de potência de transmissão de cada TM, mostradas na Fig. 5, que após a convergência ambos os algoritmos apresentam resultados similares, mantendo a SINR acima de 5 dB. O TM móvel localizado em 80° [veja Fig. 5(c)] é o que mostra maior redução de potência de transmissão. Isso se deve ao seu maior afastamento em relação aos outros usuários do sistema, o que permite obter maior SINR no processo de conformação de feixe. Os diagramas de irradiação resultantes na última iteração para ambos os algoritmos são apresentados na Fig. 6, onde se constata que o lóbulo principal é direcionado de maneira a maximizar a SINR na saída do arranjo, mesmo que para isso o maior ganho seja desviado da direção do usuário de interesse. Nesse exemplo (veja Fig. 5), através das curvas de potência de transmissão e SINR, nota-se a convergência mais rápida do algoritmo M-DCLMS quando comparado com o DCLMS original.

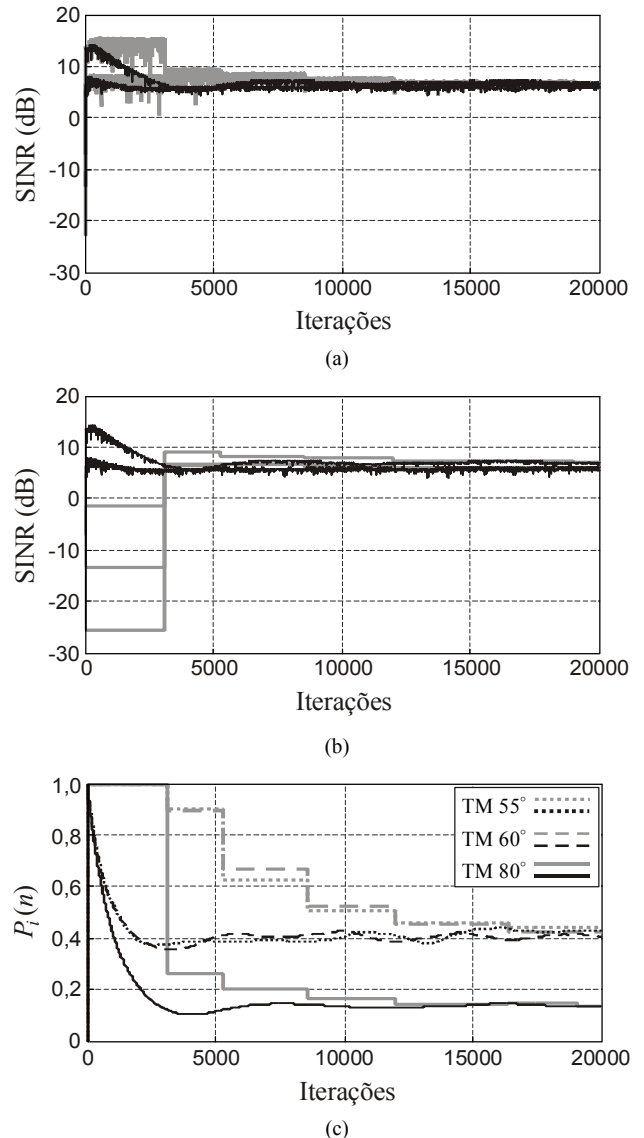


Fig. 5. Exemplo 3. (a) SINR no canal de subida. (b) SINR no canal de descida. (c) Potência de transmissão. (Linhas cinzas) algoritmo DCLMS. (Linhas escuras) algoritmo M-DCLMS.

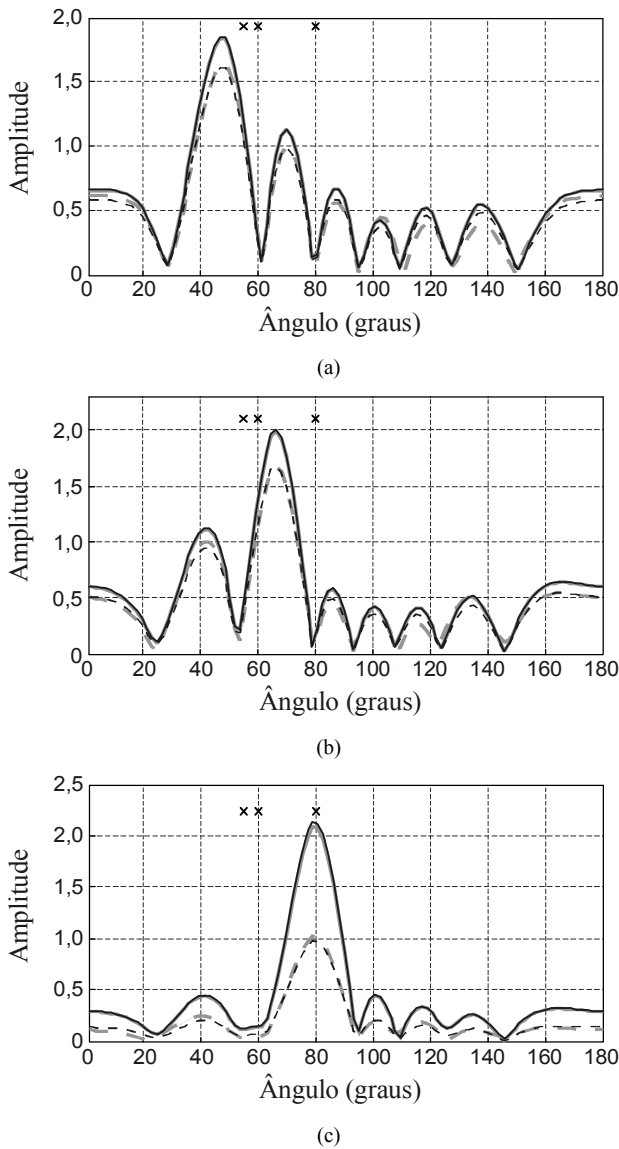


Fig. 6. Exemplo 3. Diagrama de irradiação na última iteração. (a) TM_1 . (b) TM_2 . (c) TM_3 . Algoritmo DCLMS: (linha cinza contínua) canal de subida, (linha cinza tracejada) canal de descida. Algoritmo M-DCLMS: (linha escura contínua) canal de subida, (linha escura tracejada) canal de descida.

VI. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma versão modificada do algoritmo DCLMS, denominado aqui M-DCLMS. Da mesma maneira que o algoritmo DCLMS original, o novo algoritmo efetua a conformação de feixe e o controle de potência nos canais de subida e de descida em sistemas de comunicações móveis. Tal modificação permite a atualização de potência de transmissão em cada iteração do algoritmo adaptativo, eliminando a etapa de teste de convergência requerida no algoritmo DCLMS original sem qualquer aumento de complexidade computacional. Através de resultados de simulação, a superioridade do algoritmo M-DCLMS foi atestada.

REFERÊNCIAS

[1] J. Korhonen, *Introduction to 3G Mobile Communications*, 2nd ed. Boston, MA: Artech House, 2003.
 [2] 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.
 [3] V. Sharma and S. Lambotharan, "Robust multiuser downlink beamforming with per antenna power constraints using worst-case performance optimization," in *Proc. Int. Symp. Commun. Information Technologies*, Vientiane, Lao PDR, Oct. 2008, pp. 5-8.

[4] 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.
 [5] 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.
 [6] 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.
 [7] H. Boche and M. Schubert, "A general duality theory for uplink and downlink beamforming," in *Proc. 56th IEEE Vehicular Technology Conf.*, Vancouver, Canada, Sep. 2002, vol. 1, pp. 87-91.
 [8] 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.
 [9] Y. Wei, "Uplink-downlink duality via minimax duality," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 52, no. 2, pp. 361-374, Feb. 2006.
 [10] C. A. Pitz, G. Saidler, M. G. Vanti e R. Seara, "Conformação de feixe com controle de potência aplicado a sistemas móveis celulares," in *Anais do XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Curitiba, PR, Set. 2011, pp. 1-5.
 [11] B. Allen and M. Ghavami, *Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2005.
 [12] 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.