

Estudo Comparativo dos Algoritmos LMS e RLS em PLC *In-Band Full Duplex* Banda Larga

Matheus T. Perencio, Yan F. Coutinho, Túlio F. Moreira, Moisés V. Ribeiro

Resumo— Este trabalho compara o comportamento dos filtros adaptativos *least mean squares* (LMS) e o *recursive least squares* (RLS) quando aplicados para o cancelamento de eco em sistemas de comunicação *in-band full duplex*. Resultados baseados em um sistema de comunicação banda larga por linha de energia, utilizando dois canais com níveis de atenuação distintos mostram que o RLS apresenta taxa de convergência superior ao LMS, tornando o processo de cancelamento de eco mais eficiente.

Palavras-Chave— Comunicação por linha de energia, *in-band full duplex*, cancelamento de eco, *least mean squares*, *recursive least squares*.

Abstract— This work compares the behavior of the adaptive filters *least mean squares* (LMS) and *recursive least squares* (RLS) when applied to echo cancellation in *in-band full duplex* communication systems. Results based on a broadband power line communication system, using two channels with distinct attenuation levels, show that RLS exhibits a superior convergence rate to LMS, making the echo cancellation process more efficient.

Keywords— *power line communication*, *in-band full duplex*, *echo cancellation*, *least mean squares*, *recursive least squares*.

I. INTRODUÇÃO

O crescimento acelerado da necessidade de conectividade constantemente sobrecarrega as infraestruturas de comunicações existentes. Assim sendo, é necessário se pensar em todos os meios disponível para atender essa demanda. Nesse contexto, o uso da infraestrutura de distribuição de energia elétrica para fins de comunicações de dados, ou seja, da tecnologia comunicação por linha de energia (*power line communication*) (PLC) desponta como alternativa viável, oferecendo uma opção acessível e de baixo custo [1]. Dada as limitações regulatórias existentes, o aumento da taxa de dados em sistemas PLC pode ser alcançado através da comunicação *in-band full duplex* (IBFD), que permite a transmissão e recepção de dados simultâneas na mesma banda de frequência e, portanto, podendo até dobrar a taxa de dados sem aumento na potência de transmissão [2]. No entanto, sua aplicação à PLC banda larga (*broadband PLC*) (BB-PLC) traz desafios específicos [3], como atenuação de sinal, canais seletivos em frequência e descasamentos de impedância, que dificultam o cancelamento de eco (*echo cancellation*) (EC).

Esta pesquisa foi financiada, em parte, pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), sob o Grant 001, pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), por meio dos auxílios 445958/2024-3 e 314741/2020-8, e pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), por meio do auxílio APQ-04623-22.

Matheus T. Perencio, Yan F. Coutinho, Túlio F. Moreira e Moisés V. Ribeiro; Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG 36036-900, Brasil, (e-mail: math.perencio@gmail.com, yancoutinho.ufjf@gmail.com, tuliofmoreira3@gmail.com, moises.ribeiro@ufjf.br).

Prasad *et al.* [4] iniciaram os estudos de IBFD para BB-PLC ao propor um esquema com EC digital, limitado pela faixa dinâmica do conversor analógico-digital (*analog-to-digital converter*) (ADC). Posteriormente, Prasad *et al.* [5] apresentaram o esquema de cancelamento de interferência analógico controlado digitalmente (*digitally controlled analog interference cancellation*) (DCAIC), que supera essa limitação, mas ainda requer muitas iterações do filtro adaptativo (*adaptive filter*) (AF) para convergir, o que é inviável frente à variabilidade no tempo dos canais PLC.

Sendo assim, neste trabalho propomos a utilização do algoritmo *recursive least squares* (RLS) como alternativa ao *least mean squares* (LMS) utilizado em [5] na estimação do canal auto-interferência (*self-interference*) (SI). O objetivo é reduzir o número de iterações necessárias para alcançar o nível de EC desejado, tornando a solução mais adequada para IBFD em sistemas BB-PLC.

II. MODELO DO SISTEMA

A Fig. 1 ilustra um sistema IBFD BB-PLC ponto-a-ponto (representado pelos blocos em azul) sob a perspectiva de um dos nós, denominado *near-end*, enquanto o nó oposto é denominado *far-end*. Ambos utilizam transceptores idênticos e operam dentro de um tempo de coerência que permite modelar o canal PLC como um sistema linear e invariante no tempo (*linear time-invariant*) (LTI), com resposta ao impulso $h_{\text{PLC}}(t) \in \mathbb{R}$. Os blocos T_X e R_X representam transmissor e receptor, respectivamente, e o bloco Acoplador Híbrido refere-se a um circuito circulador de três portas. Os blocos ADC e DAC representam os conversores analógico-digital e digital-analógico. Os nós *near-end* e *far-end* transmitem os sinais $x(t)$ e $x_{\text{SOI}}(t)$, respectivamente, ambos limitados em banda B e modelados como processos aleatórios estacionários no sentido amplo e de média zero. O sinal recebido $y_{\text{SOI}}(t) = x_{\text{SOI}}(t) \star h_{\text{PLC}}(t)$ é corrompido por ruído aditivo $\omega(t)$, modelado como um processo gaussiano branco, também estacionário no sentido amplo e de média zero.

Em relação ao acoplador híbrido considera-se que as respostas ao impulso do canal (*channel impulse responses*) (CIRs) $h_{P1 \rightarrow P2}(t)$ e $h_{P2 \rightarrow P3}(t)$ são modeladas idealmente, $h_{P2 \rightarrow P1}(t) = h_{P3 \rightarrow P2}(t) = h_{P3 \rightarrow P1}(t) = 0$ e $h_{P1 \rightarrow P3}(t) = h_{\text{SI}}(t)$. Assumindo sincronização perfeita no nó *near-end* e que o sinal recebido é filtrado por um filtro passa-baixas ideal com largura de banda B , pode-se escrever

$$y(t) = \underbrace{x(t) \star h_{\text{SI}}(t)}_{\text{interferência}} + \underbrace{x_{\text{SOI}}(t) \star h_{\text{PLC}}(t)}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{v(t)}_{\text{ruído aditivo}}, \quad (1)$$

em que $h_{\text{SI}}(t)$ denota a CIR SI LTI, $v(t)$ é o ruído de banda limitada e \star denota o operador convolução. Como $y(t)$ é um

sinal de banda limitada, sua versão no tempo discreto é dada por

$$y[n] = \mathbf{x}_n^T \mathbf{h}_{\text{SI}} + \mathbf{x}_{\text{SOI},n}^T \mathbf{h}_{\text{PLC}} + v[n], \quad (2)$$

em que $\mathbf{x}_n = [x[n] \ x[n-1] \ \cdots \ x[n-L_{h_{\text{SI}}}]^T]$, $\mathbf{x}_{\text{SOI},n} = [x_{\text{SOI}}[n] \ x_{\text{SOI}}[n-1] \ \cdots \ x_{\text{SOI}}[n-L_{h_{\text{PLC}}}]^T]$, $\mathbf{h}_{\text{SI}} = [h_{\text{SI}}[0] \ h_{\text{SI}}[1] \ \cdots \ h_{\text{SI}}[L_{h_{\text{SI}}}-1]]^T$, $\mathbf{h}_{\text{PLC}} = [h_{\text{PLC}}[0] \ h_{\text{PLC}}[1] \ \cdots \ h_{\text{PLC}}[L_{h_{\text{PLC}}}-1]]^T$, $h_{\text{SI}}[n] = h_{\text{SI}}(t)|_{t=nT_s}$, $h_{\text{PLC}}[n] = h_{\text{PLC}}(t)|_{t=nT_s}$ e $v[n] = v(t)|_{t=nT_s}$, sendo o último um processo aleatório estacionário no sentido amplo, de média zero com variância $\sigma_v^2 = \sigma_\omega^2$ e $T_s = 1/2B$.

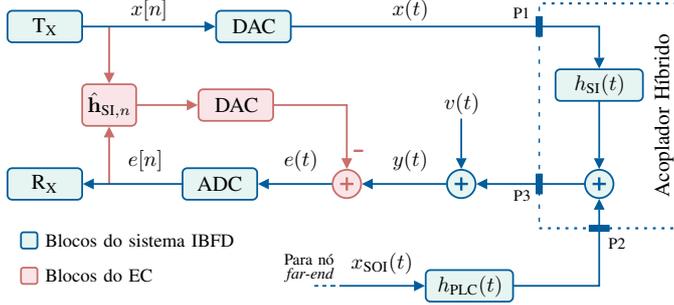


Fig. 1. Diagrama de blocos simplificado do sistema IBFD BB-PLC ponto-a-ponto com EC baseado no esquema DCAIC [5].

O esquema DCAIC, proposto em [5], é apresentado também na Fig. 1 (representado pelos blocos em vermelho), em que a eficácia do AF não é comprometida pelo ADC. Como o EC é feito no domínio do tempo contínuo, o erro é dado por

$$e(t) = y(t) - x(t) \star \hat{h}_{\text{SI}}(t), \quad (3)$$

em que $\hat{h}_{\text{SI}}(t)$ é a estimativa do canal SI no domínio do tempo contínuo. Após ser digitalizado, o erro (i.e., $e[n] = y[n] - \mathbf{x}_n^T \hat{\mathbf{h}}_{\text{SI},n}$) atualiza o AF, $\hat{\mathbf{h}}_{\text{SI},n} = [\hat{h}_{\text{SI}}[n] \ \hat{h}_{\text{SI}}[n-1] \ \cdots \ \hat{h}_{\text{SI}}[n-L_f+1]]^T$, no qual $L_f \geq L_{h_{\text{SI}}}$.

Considerando um sistema IBFD operando sem sequência de treinamento, ambos SI e sinal de interesse (*signal-of-interest*) (SOI) são observados pelo receptor do nó *near-end*. Portanto, de (3), tem-se que

$$e(t) = x(t) \star (h_{\text{SI}}(t) - \hat{h}_{\text{SI}}(t)) + x_{\text{SOI}}(t) \star h_{\text{PLC}}(t) + v(t). \quad (4)$$

III. RESULTADOS

A simulação do sistema IBFD BB-PLC da Fig. 1 foi realizada utilizando modulação por divisão ortogonal em frequência (*orthogonal frequency division multiplexing*) (OFDM) com constelação 4-QAM para gerar $x(t)$ e $x_{\text{SOI}}(t)$. A largura de banda é de 100 MHz, o número de subportadoras é $N = 2048$ e comprimento de prefixo cíclico é $L_{\text{CP}} = 512$. A frequência de amostragem utilizada foi $f_s = 200$ MHz, o que resulta em um período de símbolo $T_{\text{sym}} = (2N + L_{\text{CP}})/f_s = 23,04 \mu\text{s}$. Além disso, as densidades espectrais de potência (*power spectral densities*) (PSDs) do sinal transmitido e do ruído ruído aditivo Gaussiano branco (*additive white Gaussian noise*) (AWGN) são, respectivamente, $S_X = -50$ dBm/Hz e $S_V = -130$ dBm/Hz. Os resultados, obtidos com 5000 simulações de Monte Carlo, são apresentados em termos da aproximação estocástica do erro quadrático médio (*mean squared*

error) (MSE) e ganho de cancelamento de eco (*echo cancellation gain*) (ECG), os quais são expressos, respectivamente, por

$$\text{MSE}[n] = \frac{1}{n} \sum_{l=1}^n e^2[l] \quad (5)$$

e

$$\begin{aligned} \text{ECG}(e^{j\omega}) &= \frac{S_X}{\max\{S_V, S_{\text{RSI}}(e^{j\omega})\}} \\ &= \frac{S_X}{\max\{S_V, S_X |H_{\text{SI}}(e^{j\omega}) - \hat{H}_{\text{SI}}(e^{j\omega})|^2\}}, \end{aligned} \quad (6)$$

em que $S_{\text{RSI}}(e^{j\omega})$ é a interferência residual após cancelamento e $H_{\text{SI}}(e^{j\omega})$ e $\hat{H}_{\text{SI}}(e^{j\omega})$ são as respostas em frequência dos canais (*channel frequency responses*) (CFRs) do canal SI e da estimativa obtida pelo AF, $\hat{\mathbf{h}}_{\text{SI},n}$, respectivamente. Por fim, $\max\{x_1, x_2\} = x$, de forma que $x \in [x_1, x_2]$ e $x \geq x_i \forall i$.

As análises consideram dois cenários: canal PLC #1, com atenuações relativamente baixas, e canal PLC #2, com atenuações relativamente altas. As CFRs tanto do canal SI quanto dos dois cenários de canais PLC considerados para gerar os resultados são mostradas na Fig. 2, em que $L_f = L_{h_{\text{SI}}} = 200$. Por fim, é realizada uma análise comparativa dos algoritmos LMS, considerando diferentes valores de μ , e RLS, com $\lambda = 0,9991$ e $\delta = 100$ (para maiores detalhes dos algoritmos vide [6]).

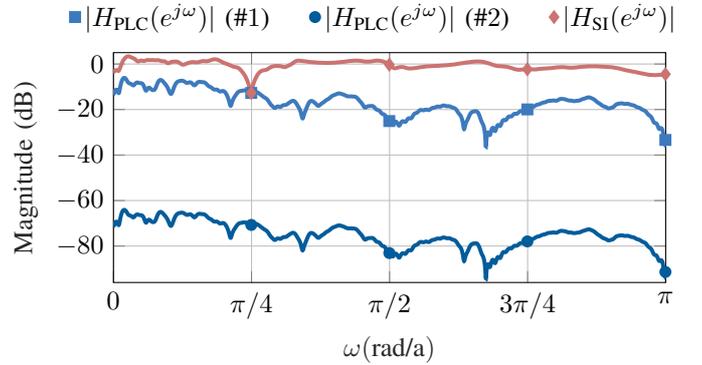


Fig. 2. CFRs do canal #1, do canal #2 e do canal SI.

Na Fig. 3 é apresentado o MSE por símbolo OFDM recebido, obtido pelos algoritmos LMS e RLS. Observa-se que, para o canal PLC #1, o MSE mínimo alcançado de -26 dB é devido à potência elevada do SOI. Já para o canal PLC #2, nota-se que os algoritmos alcançam a variância do ruído. Em ambos os cenários o RLS apresentou desempenho superior, alcançando a convergência significativamente mais rápido—antes mesmo da transmissão de um símbolo—quando comparado ao LMS.

Na Fig. 4 é exibido o ECG após a transmissão de três símbolos OFDM. Nota-se, para o canal PLC #2, que ambos os algoritmos atingem o valor de $\text{ECG}(e^{j\omega}) = 80$ dB, o que corrobora com o resultado mostrado na Fig. 3. Para o canal PLC #1, observa-se, justamente, a limitação de ambos os algoritmos devido à elevada potência do SOI. Mesmo assim, as curvas de ambos os algoritmos atingem o mesmo nível de

ECG, o que indica que convergiram para o mesmo nível de MSE.

Visando comparar os AFs em um cenário mais desafiador, na Fig. 5 é apresentado o ECG após a transmissão de apenas dois símbolos OFDM. Nota-se que, nesse caso, para o canal PLC #2, o LMS não atinge o nível do ruído, indicando que o algoritmo não convergiu totalmente. As demais curvas se mantiveram semelhantes ao caso da Fig. 4. É importante ressaltar que a discrepância entre os dois algoritmos seria ainda mais acentuada para, por exemplo, um cenário com a transmissão de apenas um símbolo, como pode ser notado pelas curvas de MSE da Fig. 3.

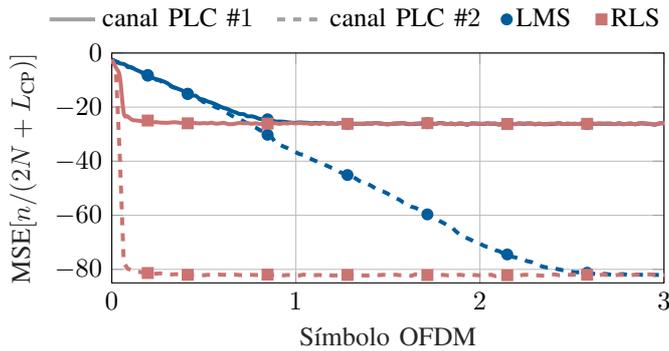


Fig. 3. MSE × símbolo OFDM para o LMS e o RLS.

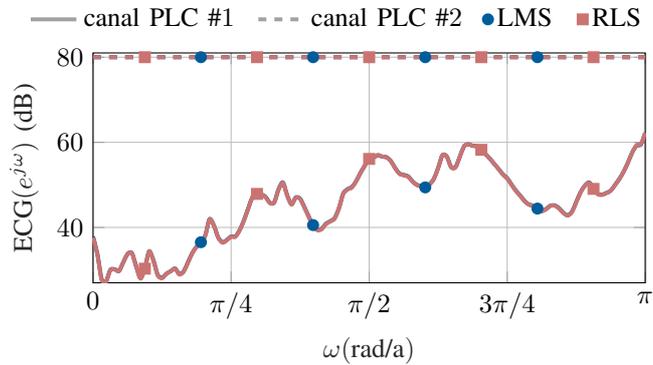


Fig. 4. ECG($e^{j\omega}$) para o LMS e o RLS após a recepção de três símbolos OFDM.

Por fim, na Fig. 6 são apresentadas as curvas de MSE do LMS para diferentes valores de μ e do RLS com os mesmos parâmetros, considerando apenas o canal PLC #2. Para μ maior que μ_1 o LMS diverge. No intervalo $\mu \in [\mu_1, \mu_2]$ a convergência ocorre basicamente no mesmo ponto, porém o LMS não consegue atingir o mesmo nível de MSE, posto que esses valores μ não permitem atingir o mínimo da função custo. Para $\mu = \mu_3$ a convergência é mais lenta, contudo o MSE final é igual ao do RLS.

IV. CONCLUSÕES

Nesse trabalho, foi realizada uma análise comparativa entre os algoritmos LMS e RLS para EC em sistemas IBFD BB-PLC. Com base nos resultados gerados, notou-se que o RLS apresentou a maior velocidade de convergência, sendo particularmente indicado para sistemas IBFD BB-PLC, os

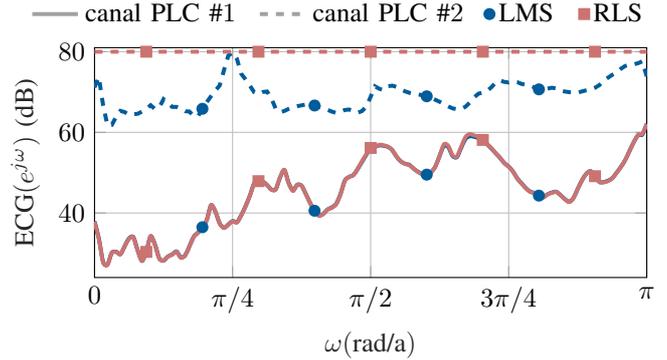


Fig. 5. ECG($e^{j\omega}$) para o LMS e o RLS após a recepção de dois símbolos OFDM.

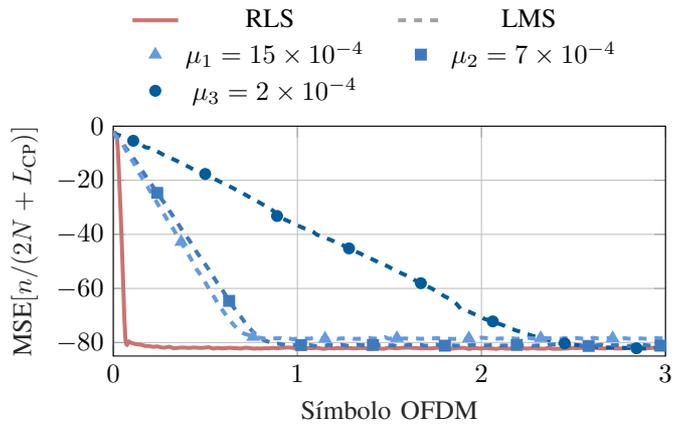


Fig. 6. MSE × símbolo OFDM para diversos valores de μ para o LMS considerando apenas o canal PLC #2.

quais apresentam comportamento variante com o tempo. Contudo, essa vantagem está associada a um custo computacional mais elevado, o que torna sua aplicação restritiva quando existem limitações na capacidade de processamento dos hardwares empregados.

Os trabalhos futuros contemplam a análise de outros algoritmos adaptativos e do emprego de técnicas de *machine learning*.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Galli, A. Scaglione, and Z. Wang, "For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 998–1027, Junho 2011.
- [2] D. Kim, H. Lee, and D. Hong, "A survey of in-band full-duplex transmission: From the perspective of PHY and MAC layers," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2017–2046, Quarto Trimestre 2015.
- [3] Y. F. Coutinho, Á. Camponogara, M. de L. Filomeno, M. L. R. de Campos, A. M. Tonello, and M. V. Ribeiro, "Two decades of research progress in resource allocation for PLC systems: From core concepts to frontiers," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 26, no. 3, pp. 1710–1747, Terceiro Trimestre 2024.
- [4] G. Prasad, L. Lampe, and S. Shekhar, "In-band full duplex broadband power line communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, no. 9, pp. 3915–3931, Setembro 2016.
- [5] —, "Digitally controlled analog cancellation for full duplex broadband power line communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 65, no. 10, pp. 4419–4432, Outubro 2017.
- [6] P. S. Diniz, *Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation*, 5th ed. Springer, 2020.