

Um Novo Modelo com Memória baseado em Aproximações Polinomiais Bidimensionais para Transmissores de Sistemas de Comunicações sem Fio

Elton John Bonfim e Eduardo Gonçalves de Lima

Resumo—Este artigo propõe um modelo não linear com memória, baseado em aproximações polinomiais bidimensionais, para a modelagem comportamental de transmissores para sistemas de comunicações sem fio. Usando dados medidos em um transmissor de GaN em classe AB, as precisões do modelo proposto e do GMP (polinômio com memória generalizado) são comparadas. O GMP é um caso particular do modelo proposto, uma vez que ele inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes no modelo proposto. Em um cenário onde os truncamentos da ordem polinomial e duração de memória são idênticos, observa-se que o modelo proposto reduz o NMSE em até 1,8 dB.

Palavras-Chave—Amplificador de potência, modelagem, rádio frequência, sistemas não lineares com memória, sistemas de comunicações sem fio.

Abstract—This article proposes a nonlinear model with memory, based on bi-dimensional polynomial approximations, for the behavioral modeling of wireless transmitters. Using experimental data measured on a GaN-based class AB transmitter, the accuracies of the proposed model and the generalized memory polynomial (GMP) are compared. The GMP is a particular instance of the proposed model, once the GMP includes only a subset of the contributions present at the proposed model. In a scenario where the polynomial order and memory length truncations are identical, it is observed that the proposed model reduces the normalized mean square error by up to 1.8 dB.

Keywords—Modeling, nonlinear systems with memory, power amplifier, radio frequency, wireless communication systems.

I. INTRODUÇÃO

Sistemas de comunicações sem fio modernos oferecem uma variedade cada vez maior de serviços para um número crescente de usuários, o que por sua vez exige a transferência de uma quantidade extremamente grande de dados [1]. Como a largura de banda reservada para sistemas de comunicações sem fio é estreita e limitada, torna-se necessário fazer um uso eficiente desta banda. Nesse contexto, as altas taxas de transferência de dados só podem ser alcançadas por meio de esquemas de modulação que alterem tanto a amplitude quanto a fase de uma portadora em rádio frequência (RF) [1]. Contudo, modulação em amplitude exige linearidade na transmissão para evitar interferências entre os usuários vizinhos e, dessa forma, garantir a qualidade do serviço oferecido [2]. Por outro lado, aumentar a eficiência energética dos sistemas de comunicações móveis é desejável tanto para os aparelhos

portáteis, visando aumentar o tempo de autonomia da bateria, quanto para as estações de rádio base, onde o interesse principal é a redução dos custos associados com a dissipação de calor e o consumo de energia.

Em sistemas de comunicações sem fio, o amplificador de potência de rádio frequência (RFPA), presente na cadeia de transmissão, é o elemento que mais consome energia [2]. Um dos maiores desafios no projeto de RFPAs é obter, simultaneamente, uma boa linearidade e uma boa eficiência, uma vez que estas exigências são conflitantes em RFPAs [3]. Em outras palavras, RFPAs são eficientes somente quando operam em regimes não lineares (em forte compressão, próximo à saturação) ou, alternativamente, RFPAs apresentam um comportamento linear somente se operados de maneira energeticamente ineficiente (em baixos níveis de potência).

Para aumentar a eficiência de RFPAs e ainda cumprir com as rigorosas exigências de linearidade impostas por agências regulatórias, uma alternativa que tem sido muito utilizada é a inclusão, na cadeia de transmissão, de um esquema de linearização [4]. A pré-distorção digital (DPD) é uma das técnicas de linearização que tem um melhor custo benefício [4]. Esta técnica consiste em distorcer, propositadamente, o sinal de informação, sempre em uma etapa anterior à amplificação, com o objetivo de compensar as distorções inseridas pelo RFPA [4]. Em particular, o bloco que implementa a DPD é conectado em cascata com o RFPA e projetado para apresentar uma característica de transferência inversa a do RFPA. Em outras palavras, seja f o operador que representa a característica de transferência do RFPA, então o operador g , que representa a característica de transferência do bloco da DPD, deve ser igual a $g=f^{-1}$. Para construir o bloco da DPD é necessário, portanto, um modelo de alta precisão e de baixa demanda computacional, capaz de representar as características de transferência direta (f) e inversa (g) de um RFPA.

Modelos comportamentais, equivalentes passa-baixas, não lineares, com memória e discretos no tempo apresentam as características necessárias para fins de linearização de RFPAs utilizando a DPD [5], [6]. Na literatura, o uso de aproximações polinomiais, através de séries de Volterra, é um dos mais difundidos para esta aplicação [6]. A principal vantagem das aproximações polinomiais é que os coeficientes dos modelos podem ser facilmente identificados através do algoritmo dos mínimos quadrados, uma vez que a série de Volterra é linear nos seus coeficientes [5]. Entretanto, a quantidade de coeficientes em uma série de Volterra cresce

exponencialmente de acordo com a duração da memória e a ordem polinomial, o que pode comprometer a qualidade dos coeficientes extraídos.

Neste trabalho, é proposto um modelo comportamental, equivalente passa-baixas, não linear, com memória, discreto no tempo e baseado em aproximações polinomiais que retêm apenas os termos unidimensionais e bidimensionais da série de Volterra. O modelo 2D proposto reduz drasticamente a quantidade de coeficientes de uma série de Volterra e, conseqüentemente, é muito menos susceptível a problemas numéricos durante a etapa de extração dos seus coeficientes. Destaca-se que foi proposto em [7] um modelo chamado de polinômio com memória generalizado (GMP) que pode ser visto como um caso particular do modelo 2D proposto aqui. No entanto, o GMP não inclui todos os termos 2D possíveis e, mais importante, não há uma justificativa teórica para a não inclusão de todos os termos 2D. Dessa forma, uma das contribuições deste trabalho é investigar a perda de precisão do GMP ao não incluir todos os termos 2D.

Este artigo está organizado da seguinte forma. A Seção II apresenta os conceitos básicos da modelagem comportamental de RFPA, enquanto que na Seção III são revisadas as aproximações polinomiais com memória. Na Seção IV é introduzido o modelo proposto neste artigo, e suas possíveis vantagens em relação à abordagem anterior são teoricamente analisadas. Utilizando dados experimentais, na Seção V a precisão do modelo proposto é comparada com a abordagem anterior, ilustrando os benefícios do modelo proposto. Finalmente, a Seção VI inclui as conclusões.

II. CONCEITOS BÁSICOS SOBRE MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE RFPA

Idealmente, o sinal de saída $y(n)$ de um RFPA deve ser uma réplica linear e amplificada do sinal $x(n)$ aplicado na sua entrada. Entretanto, na prática, um RFPA exibe não linearidades, associadas à compressão de ganho e saturação da potência de saída, assim como efeitos de memória, devido a não idealidades nas respostas em frequência dos circuitos de polarização e das redes de casamento de impedâncias [5].

Portanto, um modelo de alta precisão para o RFPA deve ser não linear e com memória. É também desejável que o modelo seja de baixo custo computacional. Para tal fim, são utilizados modelos baseados em medições realizadas na entrada e na saída do RFPA, que descrevem o comportamento do RFPA por meio de equações matemáticas usando pouco ou nenhum conhecimento da estrutura interna do RFPA [5]. Esses modelos, designados modelos comportamentais, possuem parâmetros ajustáveis de tal maneira a minimizar o erro definido pela diferença entre a saída desejada e a saída estimada pelo modelo.

Considere um RFPA excitado pelo sinal passa-banda

$$x(n) = \text{Re}[\tilde{x}(n)e^{j\omega_c n}] = |\tilde{x}(n)| \cos[\omega_c n + \angle \tilde{x}(n)], \quad (1)$$

onde $x(n)$ é o sinal RF de valor real, $\tilde{x}(n)$ é a envoltória de valor complexo e ω_c é a frequência angular da portadora. Na saída do RFPA, o sinal também é passa-banda, ou seja,

$$y(n) = \text{Re}[\tilde{y}(n)e^{j\omega_c n}] = |\tilde{y}(n)| \cos[\omega_c n + \angle \tilde{y}(n)], \quad (2)$$

onde $y(n)$ é o sinal RF de valor real e $\tilde{y}(n)$ é a envoltória de valor complexo.

Os modelos comportamentais discretos no tempo que relacionam os sinais RF $y(n)$ e $x(n)$ possuem uma alta complexidade computacional, uma vez que, para respeitar o critério de Nyquist, a frequência de amostragem deve ter um valor muito alto, igual a algumas vezes a frequência da portadora (da ordem de alguns GHz).

Uma grande redução na complexidade computacional, sem comprometer a precisão do modelo, é possível se a natureza passa-banda do RFPA for explorada [5]. Em particular, nos chamados modelos comportamentais equivalentes passa-baixas apenas os sinais de envoltória de valor complexo, $\tilde{x}(n)$ e $\tilde{y}(n)$, estão disponíveis para o modelo comportamental. Dessa forma, a frequência de amostragem pode ser reduzida para algumas vezes a largura de banda da envoltória (da ordem de alguns MHz). Entretanto, modelos equivalentes passa-baixas não trabalham diretamente com a portadora e, portanto, atenção especial deve ser dedicada para garantir que somente contribuições na zona fundamental (em torno de $1\omega_c$) são geradas pelo modelo comportamental [8].

III. APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS COM MEMÓRIA

O uso de séries de Volterra discretas no tempo (SVDT) para a modelagem de sistemas dinâmicos não lineares é bastante difundido [5], [9]. Em uma SVDT, para estimar os efeitos dinâmicos, também chamados de memória, a saída instantânea $y(n)$ depende das entradas aplicadas nos instantes de tempo atual, $x(n)$, e passados, $x(n-m)$, onde m é um inteiro positivo. Em outras palavras, cada entrada aplicada em um certo instante de tempo é sentida na saída no mesmo instante em que é aplicada e também em instantes futuros. Em sistemas com memória desvanecente, como é o caso de RFPA, a influência que uma entrada exerce sobre a saída diminuiu conforme passa o tempo e, portanto, a quantidade de amostras passadas pode ser limitada em M , chamada de duração de memória. Além disso, em uma SVDT, para estimar os efeitos não lineares, a saída é descrita como uma função polinomial das entradas. Por exemplo, em uma SVDT há termos de primeira ordem na qual a saída é proporcional a entrada, termos de segunda ordem onde a saída é proporcional ao produto de duas entradas, termos de terceira ordem onde a saída é proporcional ao produto de três entradas, e assim sucessivamente até os termos de ordem infinita. Na prática, a ordem polinomial deve ser limitada em P . Em resumo, uma SVDT é descrita por:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=m_1}^M \cdots \sum_{m_p=m_{p-1}}^M h_{p,m_1,\dots,m_p} \prod_{j=1}^p x(n-m_j), \quad (3)$$

onde h_{p,m_1,\dots,m_p} são os coeficientes da SVDT. Observe que a SVDT é linear nos seus coeficientes h_{p,m_1,\dots,m_p} e, portanto, os coeficientes de uma SVDT podem ser identificados usando o algoritmo dos mínimos quadrados.

A precisão de uma SVDT é fortemente dependente dos truncamentos M e P . Quanto maior forem os valores de M e P , maior será a precisão. Entretanto, a quantidade de coeficientes cresce exponencialmente de acordo com M e P . Uma das etapas do algoritmo dos mínimos quadrados consiste no cálculo de uma matriz inversa que tem ordem igual à quantidade de coeficientes da SVDT. Quando a quantidade de coeficientes é grande, a matriz a ser invertida tende a ser mal condicionada, ou seja, quase singular, o que pode resultar na

identificação de um conjunto de coeficientes muito diferente do conjunto ótimo.

Dessa forma, uma estratégia para reduzir a quantidade de coeficientes de uma SVDT é manter apenas os termos unidimensionais e bidimensionais. Por termos unidimensionais, entendem-se aqueles termos que dependem da entrada aplicada em um único instante de tempo, por exemplo $x(n)$, $x^2(n)$ e $x^2(n-1)$. Por termos bidimensionais, entendem-se aqueles termos que dependem da entrada aplicada em dois instantes de tempo, por exemplo $x(n)x(n-1)$, $x^2(n)x(n-2)$ e $x^3(n-1)x^4(n-3)$. Em outras palavras, termos tridimensionais, como por exemplo $x(n)x(n-1)x^3(n-2)$ e $x^2(n)x(n-2)x^4(n-3)$ são desprezados, assim como termos que dependem da entrada aplicada em quatro ou mais instantes de tempo. Neste trabalho, uma SVDT na qual apenas os termos unidimensionais e bidimensionais são mantidos é designada simplificada por modelo 2D, na qual a saída $y(n)$ é obtida de acordo com

$$y(n) = \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \sum_{p_1=0}^P \sum_{p_2=0}^P h_{m_1, m_2, p_1, p_2} x^{p_1}(n-m_1) x^{p_2}(n-m_2). \quad (4)$$

IV. MODELAGEM COMPORTAMENTAL EQUIVALENTE PASSA-BAIXAS USANDO APROXIMAÇÕES POLINOMIAIS 2D

De acordo com a Seção II, em um modelo equivalente passa-baixas para RFPAs, apenas as informações da envoltória de valor complexo estão disponíveis. Além disso, devido à natureza passa-banda do RFA, deve-se prestar atenção para garantir que apenas contribuições na zona fundamental (em torno da frequência da portadora) sejam geradas pelo modelo, uma vez que contribuições nas demais zonas (CC ou harmônicas) idealmente não estão presentes. Dessa forma, alterações são necessárias para que (4) possa ser aplicada para a modelagem comportamental equivalente passa-baixas de RFPAs.

O modelo não linear com memória proposto neste artigo, baseado em aproximações polinomiais bidimensionais (2D), capaz de estimar as características de transferência direta e inversa de RFPAs é descrito por:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M \sum_{p_1=0}^P \sum_{p_2=0}^P h_{m_1, m_2, p_1, p_2} |\tilde{x}(n-m_1)|^{p_1} |\tilde{x}(n-m_2)|^{p_2} \tilde{x}(n-m_1). \quad (5)$$

Observe que (5) se diferencia de (4) apenas pela presença do operador $|\cdot|$, que calcula o módulo (ou magnitude) de um número complexo. Em cada termo de (5), uma e apenas uma entrada é mantida inalterada (sem a presença do operador módulo) em relação à (4), enquanto que todas as demais entradas são alteradas (pela presença do operador módulo) em relação à (4). Ao contrário de (4), todas as contribuições geradas por (5) são de fato contribuições na zona fundamental (em torno de $1\omega_C$). A justificativa é a seguinte. Cada entrada de valor complexo representa uma informação na zona fundamental ($1\omega_C$). Por exemplo, a envoltória de valor complexo $\tilde{x}(n)$ está relacionada com o sinal RF de valor real de acordo com $x(n) = |\tilde{x}(n)| \cos(\omega_C n - \angle \tilde{x}(n))$. Ao extrair-se o módulo da envoltória de valor complexo, o resultado indica uma informação na zona CC ($0\omega_C$). Por exemplo,

$|\tilde{x}(n)| = |\tilde{x}(n)| \cos(0\omega_C n)$. Ao realizarmos o produto de uma ou mais parcelas na zona CC ($0\omega_C$) por uma única parcela na zona fundamental ($1\omega_C$), o resultado será sempre uma contribuição na zona fundamental, uma vez que o inteiro que multiplica ω_C será igual a soma dos inteiros que multiplicam ω_C em cada parcela, ou seja, ao somarmos 1 com zeros, o resultado permanece 1. Por exemplo, o produto entre as parcelas $\tilde{x}(n)$, $|\tilde{x}(n)|$ e $|\tilde{x}(n)|$ está relacionado com o sinal RF de valor real de acordo com $|\tilde{x}(n)|^3 \cos[(1+0+0)\omega_C n - \angle \tilde{x}(n)]$, ou seja, uma contribuição na zona fundamental ($1\omega_C$).

Na Seção V, a precisão do modelo proposto e descrito por (5) será comparada com a precisão de outro modelo largamente usado na literatura, conhecido como polinômio com memória generalizado (GMP), proposto em [7]. O GMP é descrito por:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) = & \sum_{k_a=0}^{K_a-1} \sum_{l_a=0}^{L_a-1} a_{k_a, l_a} \tilde{x}(n-l_a) |\tilde{x}(n-l_a)|^{k_a} \\ & + \sum_{k_b=1}^{K_b} \sum_{l_b=0}^{L_b-1} \sum_{m_b=1}^{M_b} b_{k_b, l_b, m_b} \tilde{x}(n-l_b) |\tilde{x}(n-l_b-m_b)|^{k_b} \\ & + \sum_{k_c=1}^{K_c} \sum_{l_c=0}^{L_c-1} \sum_{m_c=1}^{M_c} c_{k_c, l_c, m_c} \tilde{x}(n-l_c) |\tilde{x}(n-l_c+m_c)|^{k_c}, \end{aligned} \quad (6)$$

onde a_{k_a, l_a} , b_{k_b, l_b, m_b} e c_{k_c, l_c, m_c} são os coeficientes do GMP, K_a , K_b e K_c indicam truncamentos da ordem polinomial e L_a , L_b , L_c , M_b e M_c indicam durações de memória.

Se a restrição $(p_1+p_2) < P$ for aplicada em (5), então as contribuições geradas por (5) envolverão, no máximo, o produto de P informações de envoltória de valor complexo. De maneira similar, se as restrições $K_a=P$, $K_b=P-1$ e $K_c=P-1$ forem aplicadas em (6), então as contribuições geradas por (6) também envolverão, no máximo, o produto de P informações de envoltória de valor complexo. Além disso, em (5), a saída instantânea (n) depende da entrada instantânea e de M amostras passadas da entrada. Para que isso também ocorra em (6), é necessário impor que: $L_a=L_b=L_c=M+1$, $M_b=M_c=M$, $(l_b+m_b) < (M+1)$ e $(l_c-m_c) > 0$. Neste cenário, o GMP descrito por (6) inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes no modelo 2D proposto aqui e descrito por (5). Portanto, o GMP pode ser visto como um caso particular do modelo 2D proposto, onde algumas contribuições 2D são desprezadas. Em particular, o GMP despreza termos que envolvem o produto de módulos de envoltórias em diferentes instantes de tempo, como $|\tilde{x}(n-1)|^2 |\tilde{x}(n-2)| \tilde{x}(n-1)$ e $|\tilde{x}(n-2)|^2 |\tilde{x}(n)|^2 \tilde{x}(n)$. Cumpramos ressaltar que os autores que propuseram o GMP em [7] não justificaram o porquê da não inclusão de todos os termos 2D. Dessa forma, é esperado que, quando os truncamentos de ordem polinomial P e duração de memória M sejam iguais, a precisão do modelo proposto seja superior a do GMP, uma vez que o modelo proposto inclui todos os termos do GMP e mais alguns termos extras que também geram contribuições na zona fundamental e, portanto, podem contribuir significativamente para melhorar a qualidade das estimativas.

V. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

Nesta seção, as precisões do modelo proposto descrito por (5) e do GMP descrito por (6) são comparativamente

investigadas. A precisão dos modelos é avaliada através da métrica erro quadrático médio normalizado (NMSE), conforme definição em [10]. O sinal de erro é definido pela diferença entre a saída desejada e a saída estimada pelo modelo. Os dados de entrada e saída apresentados nesta seção foram medidos usando um analisador vetorial de sinais Rohde & Schwarz FSQ VSA, com frequência de amostragem de 61,44 MHz. O transmissor medido é composto por um RFPA fabricado em tecnologia nitreto de gálio (GaN), operando em classe AB e excitado por uma portadora, na frequência de 900 MHz, modulada por um sinal 3GPP WCDMA com 3,84 MHz de largura de banda. Os dados medidos foram divididos em dois conjuntos: um conjunto para extrair os coeficientes dos modelos e outro conjunto para validar os modelos. Na sequência, apenas os resultados usando o conjunto de validação são reportados.

O modelo proposto e o GMP foram aplicados para modelar as características de transferência direta e inversa do RFPA. A identificação dos coeficientes dos modelos foi realizada no Matlab utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados.

A. Resultados para a modelagem da característica de transferência direta do RFPA

Para esta primeira comparação, os sinais de entrada usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do RFPA, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do RFPA. Diferentes versões (obtidas variando-se os truncamentos P e M) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em Matlab. A Tabela I mostra os resultados de NMSE obtidos. Observe que, para valores idênticos de P e M , o modelo proposto reduz o NMSE em até 1,8 dB em comparação com o GMP. Portanto, os resultados apresentados na Tabela I mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência direta do RFPA. Em particular, para o caso onde $P=3$ e $M=9$, foram calculadas as densidades espectrais de potência (PSDs) dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Fig. 1. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor, sobretudo na banda principal (de 898 MHz a 902 MHz). Para melhor ilustrar a excelente estimativa fornecida pelo modelo proposto usando $P=3$ e $M=9$, a Fig. 2 mostra a amplitude instantânea da envoltória de saída (medida e estimada pelo modelo proposto) em função da amplitude instantânea da envoltória de entrada. Observe que não há diferença visível entre as características de transferência direta medida e estimada.

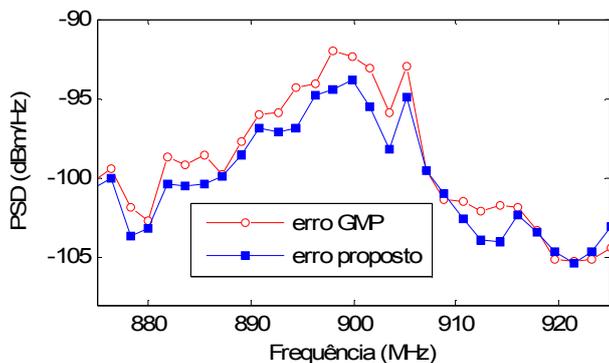


Fig. 1. PSD dos sinais de erro. Modelo proposto e GMP com $M=9$ e $P=3$.

TABELA I. RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	Proposto	Diferença (Proposto - GMP)
M	P	NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
7	3	-42,3	-43,6	-1,3
7	4	-42,5	-44,1	-1,6
7	5	-42,8	-43,9	-1,1
8	3	-42,9	-44,6	-1,7
8	4	-43,3	-44,9	-1,6
8	5	-43,5	-44,8	-1,3
9	3	-43,0	-44,8	-1,8
9	4	-43,4	-44,9	-1,5
9	5	-43,6	-44,6	-1,0

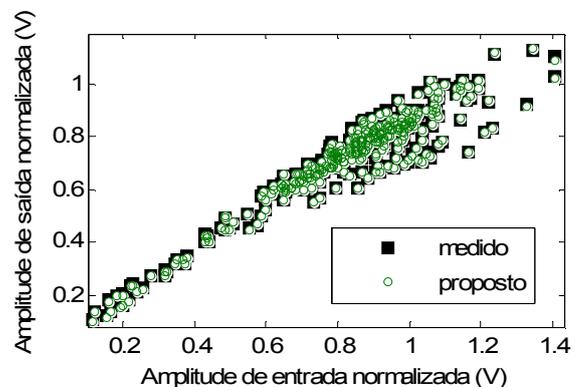


Fig. 2. Relações entre as amplitudes instantâneas de saída e entrada: medida e estimada pelo modelo proposto usando $M=9$ e $P=3$.

B. Resultados para a modelagem da característica de transferência inversa do RFPA

Para esta segunda comparação, os sinais de entrada usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa medidos na saída do RFPA, enquanto que os sinais de saída usados no modelo proposto e GMP são os sinais de envoltória complexa aplicados na entrada do RFPA. Mais uma vez, diferentes versões (obtidas variando-se os valores de P e M) do modelo proposto e do GMP foram implementadas em Matlab. A Tabela II mostra os resultados de NMSE obtidos. Observe que, para valores idênticos de P e M , o modelo proposto reduz o NMSE em até 1,6 dB em comparação com o GMP. Portanto, os resultados apresentados na Tabela II mostram que os termos adicionais fornecidos pelo modelo proposto, em comparação com o GMP, também contribuem significativamente para melhorar a qualidade da modelagem da característica de transferência inversa do RFPA. Em particular, para o caso onde $P=5$ e $M=9$, foram calculadas as PSDs dos sinais de erro para o modelo proposto e o GMP, conforme ilustra a Fig. 3. Observe que a PSD do erro obtido usando o modelo proposto é menor em quase todas as frequências mostradas na Fig. 3. Adicionalmente, a Fig. 4 mostra a amplitude instantânea da envoltória de saída (medida e estimada pelo modelo proposto usando $P=5$ e $M=9$) em função da amplitude instantânea da envoltória de entrada. Observe que

as características de transferência inversa medida e estimada são praticamente idênticas.

TABELA II. RESULTADOS DE NMSE OBTIDOS USANDO O MODELO PROPOSTO E O GMP PARA DIFERENTES VALORES DE P E M

Duração da Memória	Ordem Polinomial	GMP	Proposto	Diferença (Proposto - GMP)
M	P	NMSE (dB)	NMSE (dB)	NMSE (dB)
7	3	-35,9	-36,5	-0,6
7	4	-36,8	-37,9	-1,1
7	5	-37,2	-38,5	-1,3
8	3	-36,4	-37,3	-0,9
8	4	-37,4	-38,6	-1,2
8	5	-37,8	-39,1	-1,3
9	3	-36,8	-37,9	-1,1
9	4	-38,0	-39,4	-1,4
9	5	-38,2	-39,8	-1,6

VI. CONCLUSÕES

Este artigo abordou os benefícios de incluir, na modelagem comportamental equivalente passa-baixas das características de transferência direta e inversa de RFPAs, todos os termos bidimensionais de uma aproximação polinomial com memória. Usando dados experimentais medidos em um RFPa fabricado em tecnologia GaN e operando em classe AB, a precisão do modelo 2D proposto foi comparada com a precisão do GMP, um modelo disponível na literatura que inclui apenas um subconjunto das contribuições presentes no modelo 2D proposto. Ao comparar o modelo 2D proposto com o GMP em um cenário onde os truncamentos da ordem polinomial e da duração de memória são idênticos, observou-se que o modelo 2D proposto reduziu o NMSE em até 1,8 dB, quando usado para modelar a característica de transferência direta do RFPa, e em até 1,6 dB, quando usado para modelar a característica de transferência inversa do RFPa.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Raychaudhuri, N.B. Mandayam, "Frontiers of Wireless and Mobile Communications," *Proceedings of the IEEE*, vol.100, no.4, pp.824-840, Apr. 2012.
- [2] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.50, no.3, pp.814-826, Mar. 2002.
- [3] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, 2nd edition. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [4] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [5] J. C. Pedro and S. A. Maas, "A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1150-1163, Apr. 2005.
- [6] G. Xu, T. Liu, Y. Ye, T. Xu, H. Wen, and X. Zhang, "Generalized Two-Box Cascaded Nonlinear Behavioral Model for Radio Frequency Power Amplifiers With Strong Memory Effects," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.62, no.12, pp.2888-2899, Dec. 2014.
- [7] D. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. Zierdt, and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
- [8] E. G. Lima, T. R. Cunha, and J. C. Pedro, "A Physically Meaningful Neural Network Behavioral Model for Wireless Transmitters Exhibiting PM-AM/PM-PM Distortions", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 12, pp. 3512-3521, Dec. 2011.
- [9] D. D. Silveira, T. V. N. Coelho, and A. B. Santos, "Evolution of Black-Box Models Based on Volterra Series," *Journal of Applied Mathematics*, vol. 2015, pp. 1-8, 2015.
- [10] M. S. Muha, C. J. Clark, A. Moulthrop, and C. P. Silva, "Validation of power amplifier nonlinear block models," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 759-762.

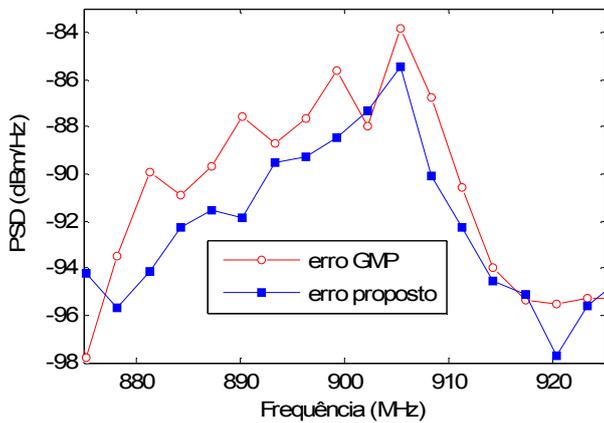


Fig. 3. PSD dos sinais de erro. Modelo proposto e GMP com $M=9$ e $P=5$.

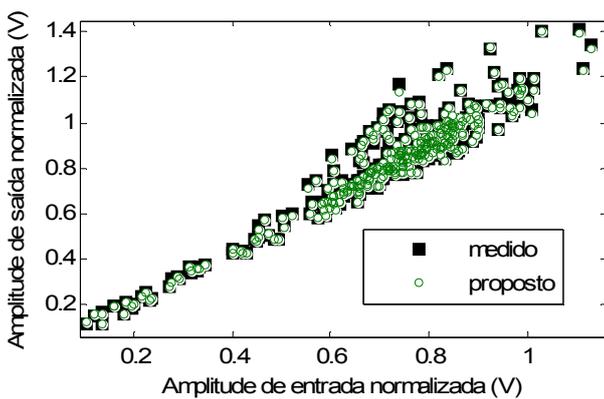


Fig. 4. Relações entre as amplitudes instantâneas de saída e entrada: medida e estimada pelo modelo proposto usando $M=9$ e $P=5$.