

Modelagem de Amplificadores de Potência com Controle de Ganho Discreto em Tempo Real

Mateus Tanaka Martins¹, Luis Schuartz¹,
Eduardo Gonçalves de Lima¹
UFPR – Universidade Federal do Paraná
Curitiba-PR, Brasil
mateus.tanaka@ufpr.br

Resumo—Os amplificadores de potência (PAs) são componentes fundamentais em sistemas de comunicação sem fio, porém eles têm um alto consumo energético e são responsáveis por acentuadas distorções do sinal na rede. PAs reconfiguráveis em ganho com comutação em função da amplitude do sinal de entrada podem reduzir o consumo da bateria. Para reduzir as distorções, um pré-distorcedor digital (DPD) é acoplado em cascata antes do PA. O DPD precisa de um bom modelo comportamental do amplificador para funcionamento adequado, por isso esse trabalho estuda duas abordagens complementares à modelagem do PA reconfigurável. Um dos resultados obtidos foi positivo e conseguiu uma pequena melhora no modelo. O segundo não obteve sucesso e precisa de um aprofundamento maior.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas de comunicação sem fio, é de grande importância que o sinal irradiado pela antena tenha a potência necessária para chegar até o receptor. O amplificador de potência (PA) é o que realiza a tarefa de amplificar o sinal recebido para a potência desejável de saída. Por esse motivo, o PA é um dos elementos com maior gasto energético do sistema e é necessário que ele atue com alta eficiência [1]. Tendo em vista este ponto, alguns PAs são projetados para operar em diferentes modos de ganho, uma vez que o transmissor está próximo ao receptor, o modo pode ser reconfigurado para um de menor consumo. Entretanto, se a comutação entre modos ocorrer continuamente em função da amplitude de entrada, o PA sempre estará no modo de maior rendimento [2].

Uma das características particulares dos PAs é que, quando atua na sua faixa de maior eficiência, efeitos de distorção de não linearidade e memória comprometem a linearidade do sistema. A inclusão de um pré-distorcedor digital (DPD), conectado em cascata com o PA, que realiza uma distorção inversa a do PA, possibilita a compensação de memória e não linearidade [1]. Para PAs de único modo de ganho, modelos polinomiais contínuos e com memória, a exemplo as séries de Volterra [3] são aptos à essa função.

Em um PA comutando constantemente, além dos efeitos citados, surge também um comportamento

descontínuo entre os modos. Modelos tradicionais são incapazes de prever este comportamento. Dessa forma, em [2] é proposto um modelo com base em *Decomposed piecewise* [4] que permite modelar o comportamento do PA por regiões. Apesar da modelagem precisa em cada modo, durante as transições existem pontos que não são previstos pelo modelo proposto em [2]. Logo, o objetivo deste trabalho é estudar duas abordagens para melhorar o modelo de PAs reconfiguráveis nos momentos de transição de modos.

O artigo é dividido conforme segue: a Seção II apresenta fundamentações teóricas sobre modelagem de PAs; a Seção III apresenta as abordagens propostas; a Seção IV os resultados obtidos; e a Seção V resume as conclusões.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A. Polinômio de memória

O PA apresenta comportamento não linear em pontos de alta compressão de ganho, além disso, devido aos elementos de armazenamento de energia do casamento de impedâncias, o PA apresenta efeitos de memória que também distorcem o sinal de saída. As séries de Volterra [3] é um modelo polinomial capaz de prever estes comportamentos. Devido ao grande número de parâmetros das séries de Volterra, simplificações são aplicadas afim de otimizar o modelo. Uma dessas simplificações, comumente utilizada na literatura é o polinômio de memória (MP), que tem a seguinte forma:

$$y(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=1}^P h_{m,p} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1} \quad (1)$$

onde, x é a entrada, $y(n)$ é a amostra de saída no instante de tempo n , $h_{m,p}$ é o coeficiente do modelo ajustado de acordo com o PA a ser modelado, a constante M representa a duração da memória a ser considerada no MP, ou seja, quantos instantes passados serão considerados para uma saída no instante n , a constante P é o grau de não

linearidade e, junto com a duração de memória M , definem o número de coeficientes do modelo.

Uma das vantagens do MP é a linearidade em seus parâmetros. Isso permite que a saída do instante n pode ser obtida por um produto vetorial entre as entradas e o vetor de coeficientes. Se todas as amostras de entrada e saída forem agrupadas, o modelo pode ser escrito conforme:

$$Y = XH, \quad (2)$$

onde Y é o vetor coluna contendo todas as saídas, X uma matriz de entradas que tem colunas representando cada termo do polinômio e H o vetor coluna com os coeficientes do MP. Métodos para a solução de sistemas lineares podem ser aplicados para encontrar os coeficientes H que melhor se adequam à modelagem do PA. Em especial, o método dos mínimos quadrados (MMQ) tem um custo computacional baixo e encontra os coeficientes da seguinte maneira:

$$H = (X^*X)^{-1}X^*Y \quad (3)$$

onde a matriz X^* representa o transposto Hermitiano de X . O número de coeficientes do MP é baixo se comparados a outras simplificações das séries de Volterra. Logo, o custo computacional necessário para encontrá-los é reduzido, sendo um atrativo do MP em relação a outros modelos que aumentam significativamente o número de coeficientes.

B. Modelo de PA reconfigurável

Os modelos tradicionais, como o MP, são polinômios contínuos, por isso eles não são apropriados para descrever PAs reconfiguráveis comutando em tempo real, devido à existência de descontinuidades nos momentos de chaveamento. Na literatura encontra-se o *decomposed piecewise*, que apresenta o conceito de dividir o sinal principal em subsinais, cada um atuando em faixas de amplitudes, ou zonas, diferentes [4] mas não é hábil à modelar PAs reconfiguráveis pela dependência entre as regiões. O modelo proposto em [2] adapta essa ideia para o PA reconfigurável, propondo a independência entre as regiões. Logo, uma zona representa a faixa de valores úteis na qual o modo de ganho atua, quando o modo não está nessa faixa o sinal é nulo, caso contrário ele assume o valor do sinal principal. Sendo I_z e I_{z+1} os valores inferiores e superiores, respectivamente, do intervalo onde o modo de ganho atua, o sinal de zona x_z é representado da seguinte maneira:

$$x_z(n) = \begin{cases} 0, & \text{se } |x(n-q)| \leq I_z \\ x(n), & \text{se } I_z < |x(n-q)| \leq I_{z+1} \\ 0, & \text{se } I_{z+1} < |x(n-q)| \end{cases} \quad (4)$$

Os valores I_z são característicos do PA reconfigurável, pois são onde ocorrem as trocas de modo de ganho. O termo q representa o atraso de comutação a ser considerado no momento do chaveamento, pois compara uma amostra passada com os valores de troca. Se q for nulo a comutação

é considerada instantânea e os subsinais ocuparão somente suas respectivas faixas de valores, sem superposição.

Agora que os modos de ganho estão divididos e bem definidos, é possível modelá-los separadamente. Cada um pode ser modelado da mesma maneira que um PA de único modo de ganho. Utilizando o MP, passa-se a ter um modelo matemático para cada sinal de zona, porém é importante notar que isso faz a quantidade total de coeficientes do modelo aumentar proporcionalmente ao número de modos de ganho.

III. MODELAGEM

O processo de modelagem foi feito majoritariamente no *software Matlab*, desde a extração de coeficientes até a validação do modelo. Os dados são obtidos por simulação de um amplificador de potência classe AB reconfigurável em ganho, centrado em 2,4 GHz, amplificando um sinal LTE de banda 10 MHz, amostrados em 122,88 MHz de 6 modos de operação comutando entre os 3 modos de maior ganho. As trocas no modo de ganho ocorrem nas amplitudes do sinal de entrada 0,015 V e 0,03 V, logo podemos definir os extremos do intervalo do modelo como $I_1 = 0$, $I_2 = 0,015$, $I_3 = 0,03$ e $I_4 = \infty$. Foram utilizadas 2499 amostras para o treinamento do modelo e 1998 para a validação, sendo ambas compostas de números complexos do sinal equivalente em banda base.

O primeiro passo é realizar a divisão do sinal principal, o que resultará em 3 sinais para cada zona e 3 polinômios de memória. Com isso, para cada zona, é montada a matriz X de (2) que contém os termos do MP. É importante notar que o MP necessita conhecer os valores nos instantes passados de acordo com a duração da memória, pois se $M = 2$ é necessário ter o valor de duas amostras anteriores. Porém isso não é conhecido para todos os dados, em especial, nas primeiras amostras após uma comutação. Para uma maior confiabilidade do modelo, valores cujo passado era desconhecido foram ignorados no processo de obtenção dos coeficientes do MP. Com (3), encontra-se os coeficientes e então uma estimativa da saída é feita. A saída modelada em relação à entrada é vista na Fig. 1, onde também é observado a saída medida, ambas em módulo.

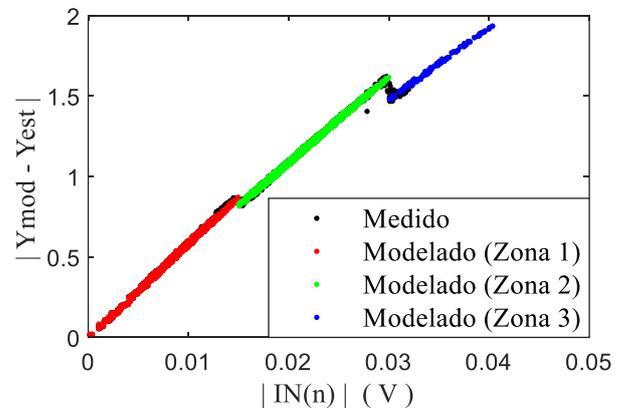


Fig. 1. Gráfico AM-AM para o PA reconfigurável (Grau do MP igual a 4 e duração de memória igual a 1).

Através do método de [2], o modelo do polinômio de memória de cada zona gera uma boa aproximação do PA reconfigurável. Para visualizar a qualidade do modelo para cada ponto, a diferença da saída modelada em relação aos dados originais foi calculada e plotada em função da entrada, o que é observado na Fig. 2. Percebe-se que os maiores valores se concentram quando $|IN(n)|$ é igual a 0,015 e 0,03, que é onde ocorrem trocas de modo. Faz-se duas propostas de modelos complementares ao MP com o objetivo de diminuir o erro nas transições de modo.

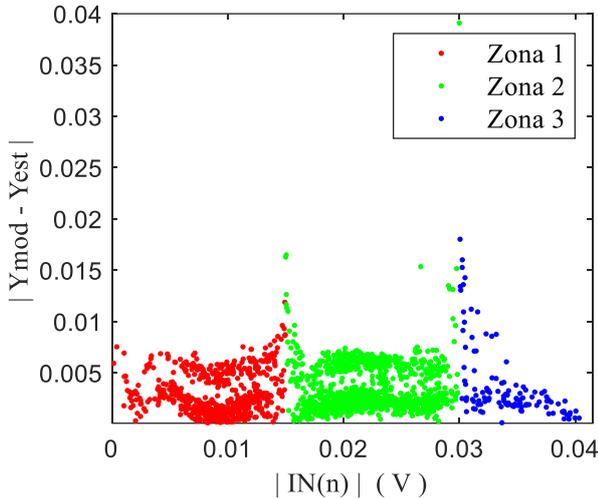


Fig. 2. Gráfico do erro em função do módulo da entrada.

A. Diferença entre saída estimada e observada

A primeira proposta adiciona um passo após obter os coeficientes do MP, que é calcular o erro entre a saída estimada e a medida. A partir desses dados, um novo modelo com coeficientes ajustáveis é feito para simular o comportamento do erro para cada zona. Quando a subtração do modelo do MP com o do erro é feita, uma nova saída mais próxima da real é esperada. Porém, é importante notar que o segundo modelo é feito somente quando o primeiro está concluído, ou seja, eles não podem ser gerados simultaneamente, o que acarreta em um maior custo computacional. Em diagrama de blocos, a representação é feita na Fig. 3.

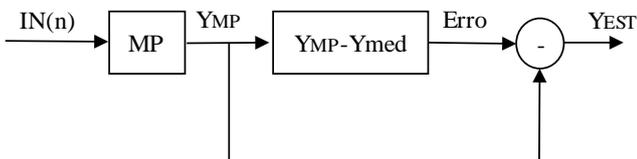


Fig. 3. Diagrama em blocos do modelo de subtração.

Observando o módulo do erro na Fig. 2, espera-se obter um modelo que seja mais acentuado nos extremos, que é onde existem os maiores valores. Como é demandado um modelo com coeficientes ajustáveis, é proveitoso utilizar o polinômio de memória novamente. Isso possibilita a captura de efeitos de memória e a vantagem de ser linear em seus parâmetros, o que mantém a linearidade total do

modelo e garante a utilização do MMQ para encontrar os coeficientes.

B. Razão entre saída observada e estimada

Assim como o modelo proposto na seção anterior, este também adiciona uma nova etapa após encontrar os coeficientes e pretende diminuir o erro do MP. Calcula-se a razão entre a saída medida e a modelada pelo MP para cada zona, gerando o gráfico na Fig. 5. Evidencia-se que a razão é próxima de 1 quando está atuando no modo, porém no começo e nas transições há discrepâncias, como esperado. Um modelo para gerar esse comportamento será obtido e então ocorrerá o produto entre ele e o modelo do MP, possivelmente acarretando em uma saída mais próxima da real. Por usar a saída do MP, o modelo da razão só foi concebido após a conclusão do primeiro e depois ocorreu o produto, como mostra o diagrama na Fig. 4.

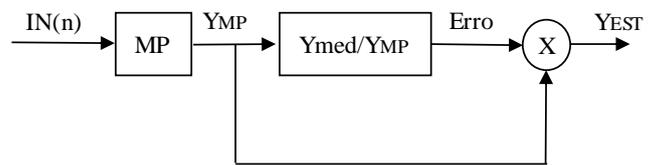


Fig. 4. Diagrama em blocos do modelo do produto.

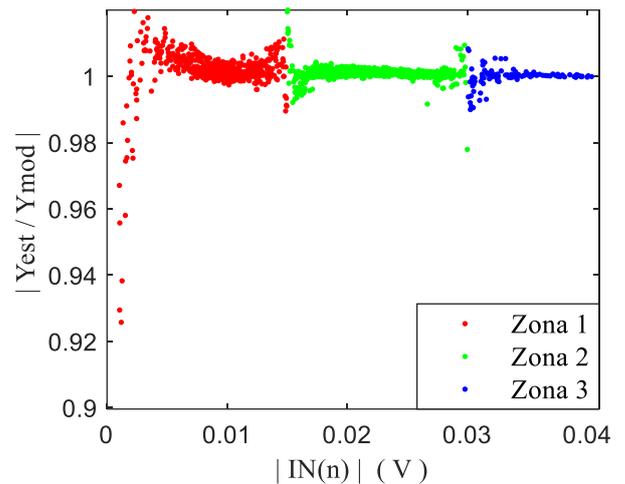


Fig. 5. Gráfico da razão em função do módulo da entrada.

Como resultado do produto entre os modelos, não é possível modelar a razão com o polinômio de memória, pois isso acarretaria na multiplicação de números complexos. Uma alteração é feita para que a razão seja modelada somente em termos absolutos da entrada, que é dada pela equação abaixo:

$$y(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=1}^P k_{m,p} |x(n-m)|^p \quad (5)$$

onde $k_{m,p}$ são coeficientes ajustáveis. O produto também causa a perda da linearidade do modelo geral, portanto a utilização do MMQ separadamente nos 2 modelos pode não resultar no melhor ajuste possível. Apesar disso, pelo custo operacional em relação a uma otimização não linear,

opta-se pelo MMQ para encontrar os coeficientes dos polinômios.

IV. RESULTADOS

Para avaliar e analisar o desempenho dos modelos propostos, é fundamental ter um meio capaz de medir o nível de precisão da saída calculada. Faz-se necessário medir o erro em relação à saída medida, o que é feito através do erro quadrático médio normalizado (NMSE). Segundo [5], o NMSE para N amostras é:

$$NMSE = 10 \log \left\{ \frac{\sum_{k=1}^N [(Y_{R,k}^{med} - Y_{R,k}^{cal})^2 + (Y_{I,k}^{med} - Y_{I,k}^{cal})^2]}{\sum_{k=1}^N [(Y_{R,k}^{med})^2 + (Y_{I,k}^{med})^2]} \right\} \quad (6)$$

onde Y^{med} é a saída medida, Y^{cal} é a saída calculada através da modelagem, Y_R e Y_I correspondem a parte real e imaginária da saída, respectivamente. O NMSE, por ser uma escala logarítmica, é medido em decibéis (dB).

A abordagem com o polinômio de memória, com o modelo de subtração do erro e o de produto da razão foram utilizadas para modelar o PA reconfigurável sob análise. Utilizando os dados de extração foram encontrados os coeficientes ajustáveis dos polinômios. Com os dados de validação, as saídas foram estimadas e o NMSE calculado. Utilizando diversos valores para M e P do polinômio de memória e fixando o grau 5 para os polinômios dos 2 modelos complementares, a tabela 1 foi montada. A coluna MP representa os valores de NMSE usando somente o polinômio de memória nos subsinais, enquanto que as outras duas são os modelos sugeridos nesse trabalho.

TABELA 1. NMSE EM DECIBÉIS DOS MODELOS INVESTIGADOS NESTE TRABALHO

Grau; Memória	Modelo		
	MP	Subtração	Produto
P=3 ; M=1	-48,2925	-48,4409	-48,3205
P=4 ; M=1	-48,3850	-48,4571	-48,3224
P=5 ; M=1	-48,4107	-48,4382	-48,3042
P=6 ; M=1	-48,4402	-48,4327	-48,2867
P=4 ; M=2	-48,3496	-48,4503	-48,3106
P=5 ; M=2	-48,4341	-48,4725	-48,3345

Ao analisarmos a tabela observamos que o modelo de subtração do erro obteve, mesmo que pequeno, um

decréscimo no NMSE em quase todos os casos para M e P . No entanto, o modelo do produto não produziu resultados favoráveis da maneira que foi reproduzida neste documento. Isso provavelmente se deve ao fato do MMQ ter sido usado, apesar da não linearidade. Os gráficos do erro dos 3 modelos se assemelham muito com o da Fig. 2, sem que houvesse melhora perceptível para os instantes de comutação.

V. CONCLUSÃO

Este trabalho abordou duas estratégias para melhorar a modelagem matemática de um amplificador de potência com controle de ganho discreto em tempo real. O primeiro modelo apresentou alguma melhora no valor do NMSE, porém com um aumento no custo para encontrar todos os coeficientes ajustáveis. O segundo não apresentou melhora, porém pode ser reaproveitado utilizando uma otimização não linear no futuro. Nenhum dos modelos conseguiu progresso significativo em melhorar as transições do PA, que é o principal desafio. Porém, os métodos utilizados e os resultados obtidos nesse documento podem ser reavidos em trabalhos futuros.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- [1] CRIPPS, S. C. RF power amplifiers for wireless communications. 2ª edição. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [2] L. Schuartz, E. L. Santos, B. Leite, A. Mariano, E. G. Lima, "Reduced-complexity polynomials with memory applied to the linearization of power amplifiers with real-time discrete gain control", Circuits, Systems and Signal Processing.
- [3] V. Mathews, G. Sicuranza, Polynomial Signal Processing. Wiley, New York, 2000
- [4] A. Zhu, P.J. Draxler, C.Hsia, T.J. Brazil, D.F.Kimball, P.M. Asbeck, Digital predistortion for envelopetracking power amplifiers using decomposed piecewise Volterra series. IEEE Trans. Microw. Theory. Techn. (2008).
- [5] M. S. Muha, C. J. Clark, A. Moulthrop, and C. P. Silva, "Validation of power amplifier nonlinear block models," em IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Anaheim, CA, Jun. 1999, pp. 759–762