

Modelagem de Comutações em Amplificadores de Potência com Controle de Ganho Discreto

Mateus Tanaka Martins¹, Luis Schuartz¹, Fávero G. Santos¹,
Edson L. Santos¹, Bernardo Leite¹, André Mariano¹,
Eduardo G. Lima¹

UFPR – Universidade Federal do Paraná
Curitiba-PR, Brasil
mateus.tanaka@ufpr.br

Resumo—Os amplificadores de potência (PA) são componentes críticos no sistema de transmissão sem fio, pois são os maiores consumidores de energia. É necessário utilizá-los com alto rendimento energético, porém isso causa distorções no sinal de saída. Uma arquitetura de amplificadores permite o controle do ganho, dependendo do sinal de entrada. Apesar de ser uma boa solução, efeitos de descontinuidades são observados nas comutações, além das não-linearidades intrínsecas. Modelos matemáticos na literatura são capazes de prever a saída desse tipo de PA, mas há imprecisões nas trocas de modo. Esse trabalho apresenta duas propostas de blocos a serem adicionadas ao modelo já existente para melhorar a precisão nesses pontos. Ambas tiveram êxito ao serem testadas em dois PAs da literatura, causando uma melhora de até -3 dB no NMSE de um deles e -0,5 dB no outro.

I. INTRODUÇÃO

Os dispositivos eletrônicos modernos estão progredindo rapidamente e são constantemente levados ao limite. Nesse contexto, duração de bateria e qualidade de internet são fatores cruciais para o produto final. No sistema de transmissão sem fio o elemento crítico é o amplificador de potência (PA), que tem função de usar energia da bateria para entregar potência ao sinal. Logo, o PA necessita operar com alta eficiência, porém isso causa efeitos não-lineares e prejudica a linearidade do sistema [1]. Tais efeitos causam aumento da largura de banda do espectro, estas que são limitadas pelas agências reguladoras nos aparelhos sem fio e produzem interferências nos canais adjacentes. Como o PA tem que ter alta eficiência, técnicas de processamento digital foram desenvolvidas para compensar o efeito não linear, o que torna necessário conhecer um modelo comportamental preciso do PA.

Na literatura, uma arquitetura de PA tem reconfiguração de ganho em tempo real para obter melhor uso da bateria de acordo com a demanda energética [2][3]. Isso causa desafios na modelagem, pois além da não linearidade, efeitos de descontinuidade podem ser observados. Nos circuitos de casamento de impedância,

elementos armazenadores de energia causam efeito de memória, o que também tem que ser levado em conta. Na literatura existem funções definidas em partes e com comportamento polinomial para modelar esse tipo de PA. Apesar de ter alta precisão, imprecisões podem ser observados na troca entre modos de ganho. Esse trabalho estuda modelos comportamentais para aumentar a acurácia do PA multimodo nos momentos da comutação.

O trabalho é dividido conforme segue: a Seção II revisa o modelo de PA multimodo na literatura; a Seção III descreve o modelo para melhor precisão nas transições de modo de ganho; a Seção IV mostra os dados e os resultados obtidos do trabalho; e a Seção V resume as conclusões.

II. MODELO DO PA MULTIMODO

Um modelo capaz de traduzir os efeitos não lineares e de memória do PA de ganho único são as séries de Volterra. Ela tem característica polinomial e é função de instantes passados e do atual. A sua grande vantagem é que ela é linear em relação a seus parâmetros, logo é possível obter seus coeficientes de maneira simples. Sua desvantagem é a grande quantidade de coeficientes, por isso simplificações como o polinômio de memória (MP) são mais utilizadas.

Para o amplificador com reconfiguração de ganho, descontinuidades são observadas em seu comportamento e o MP não é capaz de modelá-lo. Na literatura, um trabalho apresenta o *decomposed piecewise*, uma abordagem diferente utilizando as séries de Volterra [4]. Ele apresenta o conceito de decompor o sinal principal em subsinais de acordo com o intervalo que a amplitude se encontra, chamando os intervalos de zonas. Cada subsinal é aplicado em uma função polinomial diferente onde a combinação de todos produz um modelo geral do PA. Outro trabalho na literatura aplica esse conceito para PAs com reconfiguração de ganho em tempo real [5]. Considerando os modos de ganho independentes, cada zona será equivalente à faixa de valores em que o ganho é único. A divisão do sinal para cada zona é definida matematicamente pela próxima equação:

$$x_z(n) = \begin{cases} 0, & \text{se } |x(n)| \notin [I_Z; I_{Z+1}] \\ x(n), & \text{se } |x(n)| \in [I_Z; I_{Z+1}] \end{cases} \quad (1)$$

Onde Z é a zona correspondente e I são os limites para o intervalo que o ganho é único, sendo ambas características do PA a ser modelado. O MP é necessário para traduzir PAs de ganho único, portanto haverá um polinômio para cada zona. Ele é definido matematicamente pela equação abaixo onde P é o grau do polinômio, M a duração da memória e sua entrada é o subsinal da zona correspondente.

$$y(n) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=1}^P h_{m,p} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1} \quad (2)$$

O MP possui coeficientes ajustáveis h que são lineares em relação à entrada. Isso significa que eles podem ser escritos da seguinte maneira:

$$Y = XH \quad (3)$$

Onde X é a matriz de entradas, Y o vetor de saídas e H o vetor de coeficientes. A determinação dos melhores coeficientes é feita diretamente através do *Least Squares* (LS), que é definido a seguir:

$$H = (X^*X)^{-1}X^*Y \quad (4)$$

Onde X^* é o transposto hermitiano de X . O número de coeficientes é determinado pelo grau e duração de memória do MP. Além disso, como estamos utilizando diversos MPs, o número de coeficientes do modelo geral é multiplicado pela quantidade de modos de ganho.

São utilizados dois conjuntos de dados para realizar a modelagem matemática. Um deles é usado somente para encontrar os coeficientes e o outro serve para testar e avaliar a precisão do modelo. Um exemplo da modelagem do PA com reconfiguração de ganho utilizando o polinômio de memória multimodo é visto na Fig. 1. São consideradas 3 zonas, 1 para cada modo de ganho do PA.

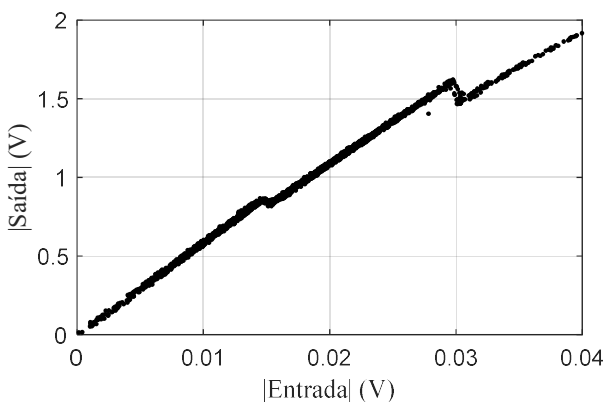


Fig. 1. Gráfico da amplitude de um PA reconfigurável.

III. MODELO COM AS COMUTAÇÕES

Na literatura, um trabalho apresenta a proposta de adicionar blocos para aumentar a precisão do polinômio de memória com reconfiguração de ganho [6]. Para cada zona do PA, um bloco compensador é gerado junto ao MP e suas

saídas são combinadas para gerar uma nova resposta mais precisa. Os blocos adicionais podem modelar dois tipos de respostas, o erro ou a razão entre saída medida e calculada do PA. A operação feita entre o bloco e o MP é a soma e multiplicação, respectivamente. Esses blocos podem ser posicionados em série ou em paralelo com o MP, a diferença será a sua entrada. Como o erro e a razão entre a saídas também têm características polinomiais e de memória, o polinômio de memória foi escolhido para tentar simular esse comportamento. No processo de modelagem, primeiramente o MP da zona tem seus coeficientes extraídos, então o erro ou a razão é calculada e os coeficientes do bloco adicional podem ser definidos. Por utilizarem mais MPs, o modelo com os blocos gera uma quantidade de coeficientes ainda maior.

A proposta de [6] poderia ser melhor se fosse focada nas transições, porém ela tenta melhorar a saída para todas as amplitudes de entrada. O MP já tem boa precisão para pontos onde o ganho é único, logo os valores de interesse são aqueles ao redor das transições de modos. Utilizando novamente o conceito do *decomposed piecewise*, o sinal de entrada do bloco adicional é fragmentado para que somente valores perto das transições sejam afetados. Com isso, o bloco irá corrigir somente os valores de interesse e com maior precisão. Para facilitar a escolha dos intervalos, é definido que o bloco ficará em paralelo ao MP.

A quantidade de blocos adicionais pode variar de acordo com a quantidade de modos. É possível utilizar um bloco para cada transição, porém a descontinuidade estaria no meio do intervalo em que ele é aplicado. Para melhorar a precisão são utilizados 2 blocos adicionais, um para valores maiores e outro para valores menores que a amplitude onde a troca de modos ocorre. Definindo I a amplitude da comutação e uma distância d desse valor, os limites dos intervalos serão $I-d$, I e $I+d$. Para PAs com mais de uma comutação, mais de um bloco pode atuar na mesma zona, porém em intervalos diferentes.

A. Bloco do Erro

A primeira proposta de bloco adicional é usar a diferença entre a saída medida e a saída modelada pelo PA, ou seja, o erro. Ao modelar essa resposta, a soma entre o MP e o bloco deve amenizar erros no modelo. Ele só irá afetar pontos a uma distância d da transição, pois outros valores são tem uma boa precisão utilizando somente o MP.

Sendo A_K o intervalo que o bloco opera, o diagrama da Fig. 2 demonstra seu uso em um modo de ganho. Mais de um bloco compensador pode operar em um mesmo modo, dependendo de quantas trocas de modo existem.

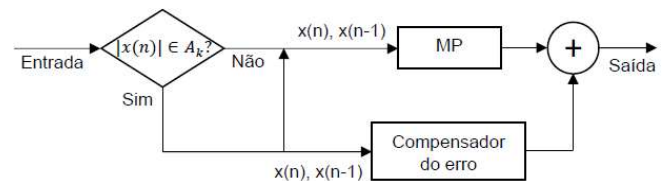


Fig. 2. Diagrama de blocos para uma zona do MP, utilizando o bloco adicional do erro.

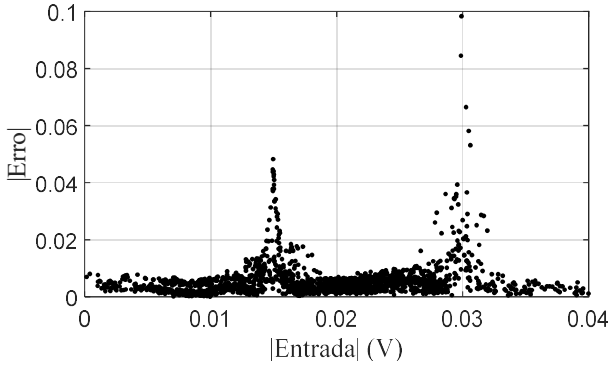


Fig. 3. Erro entre saídas do modelo do PA reconfigurável.

Pelo fato de utilizarmos a operação de soma entre as saídas dos blocos, garantimos que a linearidade dos coeficientes é mantida no modelo geral do PA e o LS ainda obtém os melhores coeficientes possíveis. O gráfico do erro para o modelo para o PA da Fig. 1 pode ser observado na Fig. 3. Constata-se que os maiores valores realmente estão nas transições entre modos, como previsto.

B. Bloco da Razão

A segunda proposta é semelhante à primeira, exceto que usa a razão entre a saída medida e saída calculada do PA. A razão é aproximadamente 1 quando o ganho é constante e tem picos perto da transição. Os blocos são utilizados no mesmo intervalo que sua contraparte do erro. A grande mudança é que, por estarmos tratando de uma multiplicação das saídas, o MP tem que ser alterado, pois isso resultaria no produto entre números complexos. A seguinte alteração é feita na equação 2 para que seja possível modelar o bloco.

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

Outra consequência da multiplicação entre saídas é a perda da linearidade entre coeficientes no modelo geral. Apesar disso, o LS é usado e encontra uma boa solução. Otimizadores não lineares alteram os coeficientes de ambos MPs, o que não seria ideal nesse caso já que pontos longe da transição perderiam precisão se o MP da zona fosse alterado.

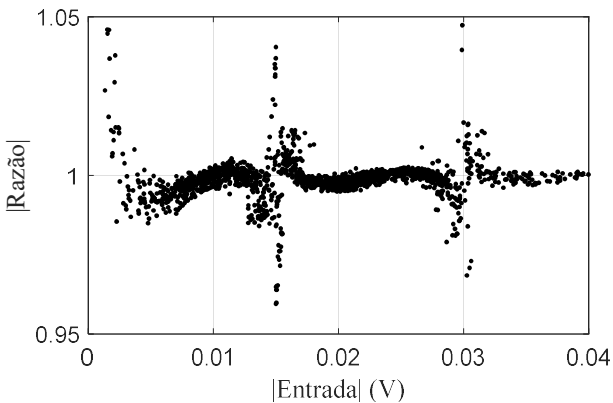


Fig. 4. Razão entre saídas do modelo do PA reconfigurável.

Uma modificação é feita no diagrama anterior para os critérios do bloco da razão, substituindo a operação de soma para a de multiplicação, além da mudança para a equação 5. O gráfico da Fig. 4 demonstra a razão entre saídas do modelo do PA da Fig. 1, que é o comportamento esperado e que é modelado pelo bloco.

IV. TESTES E RESULTADOS

A. Descrição do PA

Neste trabalho foram analisados a modelagem de dois amplificadores de potência multimodos. Ambos são da classe AB, centrados em 2,4 GHz, amplificando um sinal Long Term Evolution (LTE) de banda 10 MHz, amostrado em 122,88 MHz [2][3]. O primeiro tem 6 modos de operação e está comutando entre os 3 de maiores ganhos, sendo que a troca de modos ocorre quando o sinal de entrada é 0,015 V ou 0,03 V. Os dados foram obtidos por simulação prévia, sendo 2499 para a extração e 1999 para validação, além de que foram usados para plotar os gráficos das Fig. 1, 3 e 4. O segundo tem 3 modos e as comutações ocorrem em 1,45 V e 2,38 V. Foram usadas 3000 amostras para extração e 2000 para validação. O conjunto de dados de ambos PAs contém números complexos do sinal equivalentes em banda base. Uma diferença entre eles e que afetou a modelagem é o uso de indutores de alto valor na entrada do circuito de polarização do segundo PA, o que causou efeitos não lineares e de memória mais intensos, diminuindo a precisão se comparado ao primeiro.

B. Métricas de avaliação

Para finalizar o processo de validação é necessário avaliar a precisão do modelo. Para os amplificadores de potência, se convencionou o uso do erro quadrático médio normalizado, ou NMSE, para calcular a diferença entre a saída medida e calculada pelo modelo [7]. O NMSE é medido em decibéis e é definido pela fórmula abaixo:

$$NMSE = 10 * \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{k=1}^n |O_k - \hat{O}_k|^2}{\sum_{k=1}^n |O_k|^2} \right\} \quad (6)$$

Onde O_k é a saída medida e \hat{O}_k a saída calculada. Como o NMSE é calculado com um logaritmo de base 10, um valor mais negativo significará que o modelo é mais preciso.

O NMSE é uma medida relativa e é utilizada para medir a precisão total do modelo. Para compararmos diretamente a precisão em diferentes pontos iremos utilizar o conceito de média móvel com o mean square error (MSE). Seleccionamos um valor de amplitude e pegamos pontos ao redor dele para o cálculo do MSE. Ao avançar um passo da amplitude escolhida, podemos repetir o processo e calcular o MSE para diversos pontos na faixa de valores da entrada do PA. Isso é útil para comparar o desempenho dos modelos ao redor da comutação. O MSE tem os mesmos parâmetros do NMSE e é calculado pela seguinte equação:

$$MSE = 10 * \log_{10} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^n |O_k - \hat{O}_k|^2 \right\} \quad (7)$$

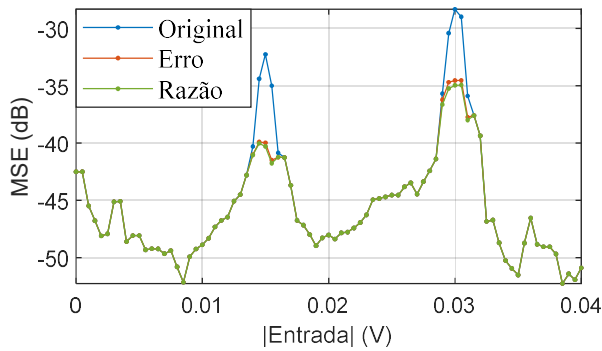


Fig. 5. MSE móvel dos modelos para o primeiro PA.

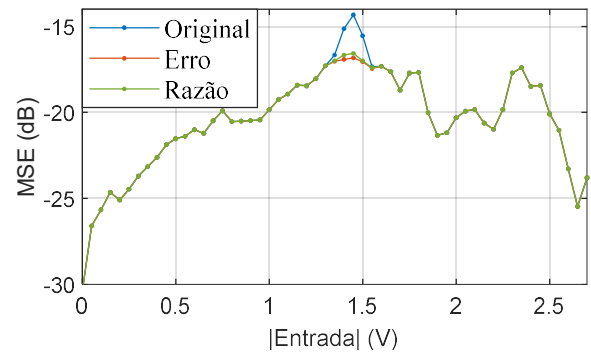


Fig. 6. MSE móvel dos modelos para o segundo PA.

C. Resultados

Os resultados de ambos PAs, utilizando os blocos adicionais, foram calculados no *Matlab*. No gráfico da Fig. 5 são comparados os modelos para o primeiro PA utilizando o MSE móvel. As configurações da distância e passo do MSE foram de 0,0005. O polinômio de memória utilizado tem grau 4 e duração de memória 1. Para o modelo com blocos adicionais, foram usados 2 blocos de erro para cada transição, um em 0,015 V e outro em 0,03 V, todos com grau 6 e memória 1. Também foram usados 2 blocos de razão para cada transição com os mesmos parâmetros do anterior. Os NMSE de todos os modelos foram registrados e comparados na Tabela 1.

Os resultados do MSE do segundo PA estão na Fig. 6, com distância e passo iguais a 0,5. O MP utilizado para cada zona tem grau 3 e duração de memória 2. Foram utilizados 2 blocos adicionais na transição que ocorre em 1,45 V, tanto o da soma quanto da razão. A comutação em 2,38 V não mostrou resultados positivos com os blocos, pois a precisão já é boa o bastante sem eles. Cada bloco foi modelado com um MP de grau 5 e memória 1, no qual os resultados para o NMSE são registrados na Tabela 1.

TABELA 1: NMSE DOS MODELOS.

Modelo	PA 1 (Fig. 5)	PA 2 (Fig. 6)
MP	-41,5227 dB	-22,9713 dB
Bloco de erro	-44,4919 dB	-23,3918 dB
Bloco da razão	-44,6439 dB	-23,3535 dB

Ao analisar os gráficos da Fig. 5 e Fig. 6, ambos modelos propostos tiveram êxito em aumentar a precisão nas regiões de comutação, chegando a respostas muito semelhantes. Os valores de d escolhidos foram os que obtiveram os melhores resultados, já os parâmetros do MP eram aqueles com compromisso entre precisão e número de coeficientes. Como consequência do reparo nas transições, também melhoramos o NMSE do modelo geral, como observado na Tabela 1. Resultados utilizando outros parâmetros para o MP se mostraram consistentes, com melhoras semelhantes a estas. O NMSE de ambos PAs não pode ser diretamente comparado, mas foi possível perceber que o modelo do primeiro PA é mais preciso, uma vez que o efeito de memória do segundo é maior.

V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou duas abordagens para melhorar a precisão do modelo do amplificador de potência com reconfiguração de ganho, visando a área de comutação entre modos. Ambas foram bem-sucedidas, porém é necessário observar que o número de coeficientes ajustáveis do modelo aumentou. Se comparado ao trabalho de [6], os blocos adicionais tiveram resultados superiores e com o mesmo número de coeficientes.

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. R F power amplifiers for wireless communications. 2ª edição. Norwood, MA: Artech House 2006
- [2] E. L. Santos, M. A. Rios, L. Schuartz, B. Leite, L. Lolis, E. G. Lima, A. A. Mariano, "A fully integrated CMOS power amplifier with discrete gain control for efficiency enhancement" *Microelectron. J.* (2017). <https://doi.org/10.1016/j.mejo.2017.09.009>
- [3] SANTOS, FÁVERO G. ; LEITE, BERNARDO R. B. DE A. ; MARIANO, ANDRÉ A. . A multimode CMOS PA with a single propagation path. *ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING (DORDRECHT. ONLINE)*.
- [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] 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*. <http://dx.doi.org/10.1007/s00034-019-01049-6>
- [6] M. T. Martins, L. Schuartz, E. G. Lima, "Modelagem de Amplificadores de Potência com Controle de Ganho Discreto em Tempo Real", *SEMICRO*, 2019.
- [7] 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, 1999.