



Relação entre Comprimento de Memória e Frequência de Amostragem na Modelagem de Amplificadores de Potência

Luis Schuartz¹, Eduardo Gonçalves de Lima¹

¹ Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados (GICS) da Universidade Federal do Paraná, Departamento de Engenharia Elétrica, Curitiba, Brasil
luisschuartz@ufpr.br

Resumo—Nos sistemas de comunicação sem fio, principalmente para comunicação em banda larga, a frequência de amostragem é um dos requisitos limitantes. Na modelagem de amplificadores de potência (PAs) esta pode estar relacionada ao comprimento de memória e, conseqüentemente, influenciando no número de parâmetros do modelo. O objetivo deste trabalho é investigar como a frequência de amostragem influencia na escolha do comprimento de memória de um modelo polinomial e a reflexão causada no número de parâmetros do modelo. Quatro PAs de características distintas são avaliados. Os resultados apontam que para a modelagem com baixo efeito de memória a frequência de amostragem não influencia na escolha do comprimento de memória. Para a modelagem com efeito de memória moderado a escolha adequada da frequência de amostragem reduz o número de coeficientes em 38%, e para os PAs com efeito de memória elevado a escolha adequada da taxa de amostragem possibilitou redução acima de 55% no número de coeficientes.

I. INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicação sem fio demandam linearidade e eficiência [1]. No sistema de transmissão, o amplificador de potência (PA) se destaca pelo alto consumo de potência. Manter este componente no ponto de maior rendimento é fundamental para reduzir o consumo. Por outro lado, devido à relação entre rendimento e compressão de ganho, já que o ponto de maior rendimento é atingido próximo à saturação, surge um compromisso entre linearidade e eficiência [2]. A inserção de um pré-distorcedor digital (DPD), conectado em cascata com o PA, é uma solução comumente apresentada na literatura que permite ao PA operar em pontos de alta compressão de ganho sem comprometer a linearidade do sistema [3-4].

O DPD atua no processamento digital implementando um modelo que compensa a memória e não linearidade com base nas informações de entrada e saída do PA [2, 5-7]. Para tanto, é necessário garantir que a amostragem da informação contemple o grau de distorção não linear. Entretanto, a frequência de amostragem deve ser mínima

devido ao consumo de potência, relacionado ao processamento em tempo real e conversão analógico digital principalmente para modulação em banda larga [8]. Adicionalmente, o consumo de potência também está ligado à quantidade significativa de coeficientes de modelos polinomiais causados pelos altos níveis de memória e não linearidade. Dessa forma, a literatura comumente apresenta pesquisas relacionadas à redução de coeficientes de modelos polinomiais [3-4, 9-11].

O grau de não linearidade é função direta da distorção não linear do PA, enquanto o comprimento de memória – número de amostras passadas que influenciam na amostra atual – deve contemplar o efeito retentivo de indutores e capacitores, função diretamente proporcional ao tempo de transição [2, 9, 12]. Se para uma determinada frequência de amostragem um comprimento de memória é suficiente para contemplar o efeito de retardo, para o dobro da frequência de amostragem é necessário dobrar o comprimento de memória para contemplar o mesmo conteúdo temporal. Logo, a frequência de amostragem pode possuir caráter significativo na escolha do comprimento de memória e, conseqüentemente, no número de coeficientes e consumo de potência. Portanto, o objetivo desse trabalho é investigar como a frequência de amostragem influencia na escolha do comprimento de memória na modelagem de PAs e a consequência no número de parâmetros do modelo.

O artigo é dividido conforme segue: a Seção II revisa fundamentos da modelagem de amplificadores; a Seção III apresenta a configuração de testes; a Seção IV contempla os resultados; e a Seção V resume as conclusões.

II. MODELAGEM DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

O PA é o último bloco ativo de um transmissor que impõe potência ao sinal transmitido [13]. Para transmissão com modulação em fase e amplitude, como LTE e Wi-Fi, amplificadores lineares são utilizados. As características de memória e não linearidade [2] podem ser observadas pelas envoltórias dos sinais de entrada e saída do PA, representadas por [3, 7, 14]:

$$x(t) = r(t)e^{-i\theta(t)}, \quad (1)$$

onde $r(t)$ é a amplitude e $\theta(t)$ a fase. A vantagem de apresentar os sinais em função da envoltória complexa está na taxa de variação. O sinal transmitido, na ordem de GHz, é representado pela envoltória na ordem de MHz, que pode ser tratada no processamento digital [3, 7, 14]. Logo, as envoltórias complexas amostradas a uma frequência de amostragem (fs) constante são expressas por $x(n)$, onde n é um inteiro que representa a respectiva amostra, sendo $x(n)$ e $y(n)$ as envoltórias de entrada e saída do PA, respectivamente. Modelos polinomiais, como as séries de Volterra e simplificações, podem ser empregados para modelar o comportamento do PA [9-12]. O Polinômio de Memória Avançado (AMP) é um exemplo de simplificação que descreve $y(n)$ como uma função explícita e não linear de x prevendo com acurácia os efeitos de memória e não linearidade [11]:

$$y(n) = \sum_{m_1=0}^M x(n-m_1) \left[\sum_{p_1=0}^{P-1} h_{m_1, p_1} |x(n-m_1)|^{p_1} + \sum_{\substack{m_2=0 \\ \text{if } (m_1 \neq m_2)}}^M \sum_{\substack{p_1=0 \\ \text{if } (p_1+p_2) < P}}^{P-1} \sum_{p_2=1}^{P-1} h_{m_1, m_2, p_1, p_2} |x(n-m_1)|^{p_1} |x(n-m_2)|^{p_2} \right], \quad (2)$$

onde M indica a memória, P indica a ordem polinomial e h o coeficiente. Por ser linear em seus parâmetros, cada saída pode ser obtida por um produto interno entre o vetor combinado das entradas $X(n)$ e o vetor de coeficientes H conforme:

$$y(n) = X(n)H, \quad (3)$$

sendo H extraído por um algoritmo linear como mínimos quadrados (LS) [5, 12].

Por um lado, pelo critério de Nyquist, fs deve ser no mínimo o dobro da banda do sinal [15]. Considerando os níveis de não linearidade, em geral fs é aproximadamente 5 vezes a largura de banda (BW) de $x(n)$ [8]. Por outro lado, se dado valor de M é suficiente para representar corretamente o efeito de memória a uma taxa de amostragem fs , dobrando a taxa de amostragem, para garantir que o modelo atinja mesmo comprimento de memória é obrigatório dobrar o valor de M , aumentando consideravelmente o número de coeficientes e, conseqüentemente, o número de operações e consumo de potência na implementação de um DPD [4].

A acurácia é mensurada pelo erro quadrático médio normalizado (NMSE) indicando o erro em dB conforme [16]:

$$NMSE = 10 \log \left\{ \frac{\sum_{k=1}^N \left[\left(y_{I,k}^{des} - y_{I,k}^{cal} \right)^2 + \left(y_{Q,k}^{des} - y_{Q,k}^{cal} \right)^2 \right]}{\sum_{k=1}^N \left[\left(y_{I,k}^{des} \right)^2 + \left(y_{Q,k}^{des} \right)^2 \right]} \right\}, \quad (4)$$

onde N é o número de amostras, des indica valores medidos, cal indica valores calculados com o modelo, e I e Q indicam sinais em fase e quadratura, respectivamente.

Para a reamostragem de uma informação com razão não inteira, técnicas distintas para obter as amplitudes entre dois pontos podem ser aplicadas. A técnica mais direta é a interpolação linear entre duas amostras. Apesar de simples, a informação pode ser comprometida rapidamente principalmente para baixos valores de fs . Logo, técnicas mais adequadas para prever amostras intermediárias podem ser empregadas com base em aproximações polinomiais, como a interpolação cúbica, e a interpolação cúbica segmentada (*spline*), onde a liberdade dos polinômios é utilizada para garantir suavidade nas curvas.

III. CONFIGURAÇÃO DE TESTES

Os testes são realizados utilizando o *software* Matlab e dados de entrada e saída já conhecidos de quatro PAs com características distintas. O modelo aplicado é o AMP descrito por (2), a extração de coeficientes é executada com LS utilizando 2/3 das amostras disponíveis, e a validação, obtida com NMSE descrito em (4), é realizada com o restante 1/3 das amostras. A subdivisão entre dados de extração e validação é executada após cada reamostragem, cujo método de interpolação é o *spline* disponível no Matlab. A frequência de amostragem é configurada em relação à banda do sinal, começando de BW até 10BW ou 20BW, de acordo com o PA.

Os dados disponíveis são nomeados como BroadBand, GaNAB, Doherty e GaNABMem, descritos na sequência. Para cada caso o fator de truncamento de não linearidade P é pré ajustado para o menor valor que atinge a convergência de NMSE mínimo.

A. Amplificador BroadBand

São dados de entrada e saída simulados de um circuito pós-leiaute de um PA banda larga, 2-7 GHz de banda, classe AB, totalmente integrado em CMOS 130 nm, amplificando um sinal IEEE802.11n com modulação 64-QAM, BW de 20 MHz e portadora de 2,4 GHz. O amplificador possui características moderadas de memória e não linearidade. Os dados disponíveis contém 23521 amostras amostradas em 120 MHz. O grau de não linearidade P do AMP é pré ajustado para 5.

B. Amplificador Doherty

Dados simulados de um PA projetado com transistor HEMT em tecnologia Nitreto de Gálio, modulado com um sinal LTE OFDMA de BW de 10 MHz e centrado em 2,14 GHz. O amplificador é caracterizado pelo alto grau de não linearidade e baixo efeito de memória. Os dados estão amostrados em 60 MHz contendo 20290 amostras. O grau de não linearidade P do AMP é pré ajustado para 6.

C. Amplificador GaNAB

Dados de um amplificador classe AB projetado no *software Advanced Design system* com modelo de transistor HEMT para tecnologia Nitreto de Gálio e circuito

passivo projetado em substrato com 0,635 mm de espessura e permissividade relativa 10,5. O amplificador é estimulado com sinal LTE QPSK de banda 20 MHz e portadora centrada em 900 MHz. O PA é caracterizado pelo alto efeito de memória em toda a região de operação. Os dados contêm 5000 amostras, amostradas em 122,88 MHz. O grau de não linearidade P do AMP é pré ajustado para 4.

D. Amplificador GaNABMem

Dados medidos com um Rohde & Schwarz FSQ vector signal analyzer de um PA classe AB fabricado com transistor HEMT em tecnologia Nitreto de Gálio modulado com um sinal 3GPP WCDMA de banda 3,84 MHz centrado em 900 MHz. O PA é caracterizado pelo alto efeito de memória concentrado nos pontos de maior compressão de ganho. Os dados estão amostrados em 61,44 MHz contendo 5000 amostras. O fator de não linearidade P do modelo AMP é ajustado para 4.

IV. RESULTADOS

Resultados gerados conforme Seção III estão apresentados na sequência. A Fig. 1 apresenta o NMSE em função de fs/BW para diferentes valores de memória na modelagem direta do PA BroadBand. Para os níveis de memória 6, 7 e 8 os resultados são apresentados apenas para frequências mais altas afim de melhorar a visualização.

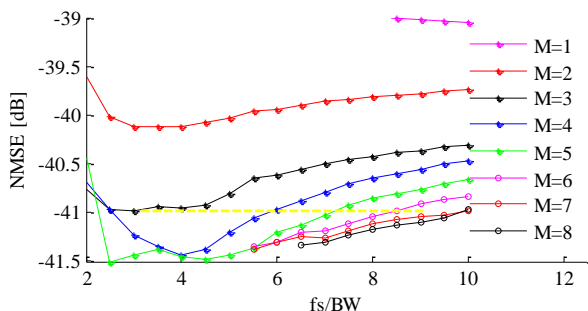


Fig. 1. NMSE vs. frequência de amostragem para diferentes valores de memória aplicando a modelagem direta do PA BroadBand.

O nível de memória 0 é removido devido ao alto erro, para $M = 1$ o erro é elevado. Para $M = 2$ e 3 a acurácia tende a convergir, e a partir de 4 em $fs = 4BW$ o erro converge ao mínimo. Elevando fs ocorre uma degradação na acurácia, forçando o aumento de M para garantir o menor erro. Para $fs = 4BW$ o NMSE mínimo é obtido com $M = 4$, para $fs = 5BW$ é necessário ao menos $M = 5$ e assim por diante.

Para os dados amostrados em $fs = 6BW$, considerando $M = 4$ como suficiente para que a acurácia seja aceitável (linha tracejada amarela na Fig. 1), varrendo alguns pontos de fs e ajustando o M para se obter NMSE igual ou inferior, a Fig. 2 apresenta o número de coeficientes necessários. O crescimento é significativo com o aumento de fs , reduzindo de 6BW para 3BW, a precisão se mantém e o número de coeficientes é reduzido de 225 para 140, redução de 38%.

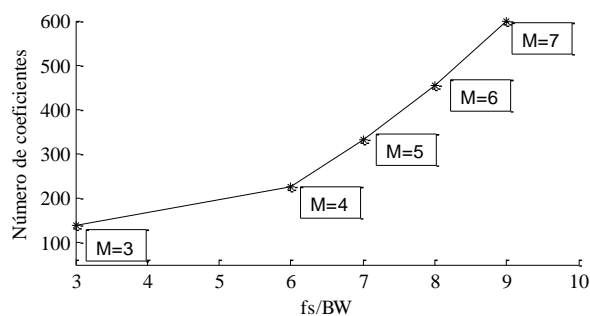


Fig. 2. Número de coeficientes em função da frequência de amostragem para o PA BroadBand para garantir NMSE próximo à -40 dB.

A Fig. 3 apresenta o NMSE em função de fs/BW para diferentes valores de memória na modelagem direta do PA Doherty.

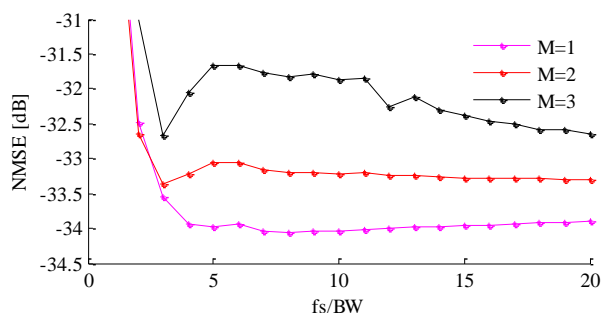


Fig. 3. NMSE vs. frequência de amostragem para diferentes valores de memória aplicando a modelagem direta do PA Doherty.

O nível de memória 0 foi removido devido à baixa acurácia, entretanto, $M = 1$ é suficiente para convergir ao erro mínimo. A exigência mínima de $fs = 5BW$ também é um diferencial em relação ao anterior e pode estar ligada ao grau de não linearidade P . Existe uma leve degradação na acurácia com o aumento de fs , no entanto, não é suficiente para justificar o aumento de M .

As Figs. 4 e 5 apresentam o NMSE em função de fs para dados GaNAB e GaNABMem, respectivamente.

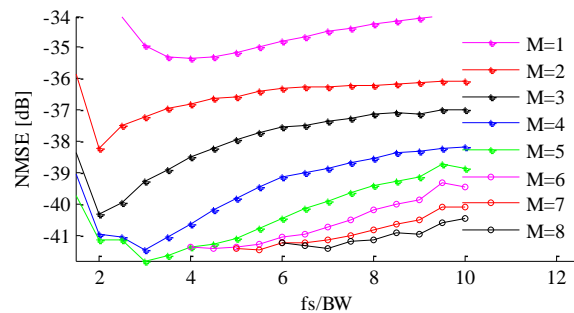


Fig. 4. NMSE vs. frequência de amostragem para diferentes valores de memória aplicando a modelagem direta do PA GaNAB.

Para o PA GaNAB, cuja característica de não linearidade é menos significativa, valores baixos de fs (igual a 2BW) já permitem atingir níveis convergidos de

