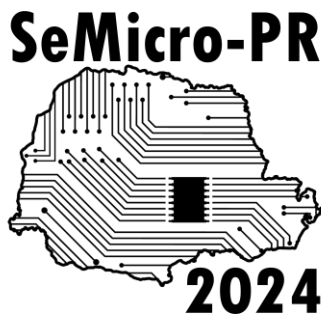




Modelagem comportamental em banda base com deslocamentos em frequência no entorno da portadora

Carlos André Marques Schulze Júnior, Eduardo
Gonçalves de Lima

Group of Integrated Circuits and Systems (GICS), Curitiba, Brasil

carlosandre@ufpr.br

Resumo — Este artigo apresenta um estudo de caso a respeito da modelagem comportamental de amplificadores de potência (PA) para transmissores de sistemas de comunicação sem fio. O objetivo é avaliar a variação na precisão da modelagem comportamental, tanto direta quanto inversa, quando o deslocamento para a banda base varia no entorno da frequência da portadora. O sinal utilizado é baseado no padrão WCDMA-3GPP, com simulações conduzidas no software MATLAB. A abordagem utiliza um modelo polinomial com memória (MP) para representar a não linearidade e os efeitos de memória do PA. O desempenho é analisado com base no erro quadrático médio normalizado (NMSE), além de figuras que ilustram os resultados nos domínios da frequência e do tempo. Os resultados indicam que a modelagem comportamental direta e inversa mantém sua eficácia dentro de uma certa faixa de deslocamentos, com deterioração da precisão em no máximo 1,19% até deslocamentos de 10 MHz. No entanto, a modelagem inversa mostra menores perdas de precisão em deslocamentos mais elevados, com valores de até 41,20%, enquanto a modelagem direta sofre perdas de até 63,51% para deslocamentos de 25 MHz.

I. INTRODUÇÃO

Com o aumento da demanda por maior capacidade e eficiência em sistemas de comunicação sem fio, os amplificadores de potência (PA) desempenham um papel essencial ao amplificar o sinal de radiofrequência (RF) antes da transmissão. No entanto, os PAs apresentam características não lineares que causam distorções significativas no sinal, especialmente quando operam próximos à saturação [1].

Essas distorções afetam diretamente a qualidade do sinal transmitido e a eficiência do espectro. Para mitigar esses efeitos indesejados, técnicas de pré-distorção digital (DPD) em banda base são amplamente utilizadas [2]. O DPD insere

uma distorção inversa a do PA, quando conectado em cascata com o PA apresentando uma solução de baixo custo, compensando as não linearidades e permitindo uma amplificação mais eficiente e menos distorcida do sinal [2].

Contudo, deslocamentos de frequência em torno da portadora, causados por variações no projeto ou interferências, podem comprometer a eficácia do modelo. Essas variações de frequência, que ocorrem devido a flutuações no espectro ou características dos dispositivos de transmissão, reduzem a precisão do modelo.

A metodologia adotada consiste em deslocar inicialmente a frequência da portadora para zero, permitindo uma modelagem equivalente em banda base. O objetivo deste artigo é analisar a variação na precisão da modelagem comportamental quando o deslocamento para a banda base varia no entorno da frequência da portadora.

II. MODELAGEM COMPORTAMENTAL

A. Polinômio de memória (MP)

A série de Volterra combina a modelagem de sistemas não lineares estáticos, descritos por uma série de Taylor, com uma representação integral de convolução unidimensional para sistemas lineares dinâmicos [3].

Quando expandida em uma série de Taylor em torno de um ponto inicial e truncada para uma ordem polinomial P_0 , a equação resultante reduz-se ao modelo MP, descrito pela equação:

$$y(n) = \sum_{p=1}^{P_0} \sum_{m=0}^M a_{pm} x^p(n-m) \quad (1)$$

onde n representa a amostra, x é a entrada, y a saída, a_{pm} são coeficientes de valor real, P_0 representa a ordem polinomial e M corresponde à duração da memória.

A representação em equivalente passa-baixa de (1) é dada por:

$$\tilde{y}(n) = \sum_{p=1}^{P_0} \sum_{m=0}^M \tilde{b}_{2p-1,m} |\tilde{x}(n-m)|^{2p-2} \tilde{x}(n-m) \quad (2)$$

onde $\tilde{x}(n)$ e $\tilde{y}(n)$ são os envoltórios complexos na entrada e saída do PA, respectivamente $\tilde{b}_{2p-1,m}$ são os coeficientes com valores complexos e a ordem do polinômio é $P_0 = 2P - 1$.

B. Normalised Mean Square Error (NMSE)

O erro quadrático médio normalizado (NMSE) é uma métrica de desempenho utilizada para validação de modelos comportamentais de PA [4], definido por:

$$NMSE = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{n=1}^N |y_{\text{medido}}(n) - y_{\text{estimado}}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y_{\text{medido}}(n)|^2} \right] \quad (3)$$

onde n representa a amostra e N o número total de amostras. O sinal $y_{\text{medido}}(n)$ corresponde à saída (envoltória complexa) no instante de tempo n , enquanto $y_{\text{estimado}}(n)$ é o sinal de saída (envoltória complexa) estimado pelo modelo MP no mesmo instante. Assim, a diferença $y_{\text{medido}}(n) - y_{\text{estimado}}(n)$ representa o sinal de erro em n .

III. MODULADOR E DEMODULADOR

A. Teoria da modulação

Conforme descrito em [5], seja um sinal $g(t)$ determinístico e não periódico, expresso como uma função do tempo t .

Se $g(t) \Rightarrow G(f)$, então:

$$e^{j2\pi f_c t} g(t) \Rightarrow G(f - f_c) \quad (4)$$

onde f_c é uma frequência real constante e $G(f)$ representa a transformada de Fourier do sinal $g(t)$.

Esta propriedade é obtida do fato de que:

$$F[e^{j2\pi f_c t} g(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi t(f-f_c)} dt = G(f - f_c) \quad (5)$$

a multiplicação de uma função $g(t)$ pelo fator $e^{j2\pi f_c t}$ é equivalente a deslocar sua transformada de Fourier $G(f)$ ao longo do eixo das frequências por um fator f_c [5].

B. Modulação IQ

A modulação IQ (*In-Phase and Quadrature*) é uma técnica amplamente utilizada em sistemas de comunicação, onde o modulador recebe um sinal complexo de entrada $\tilde{y}(n) = y_i(n) + jy_q(n)$, onde $y_i(n)$ é a componente em fase (real) e $y_q(n)$ é a componente em quadratura (imaginária) em MHz e gera um sinal portador real modulado $s(n)$ em GHz [6].

A modulação IQ pode ser representada pela combinação das duas componentes $y_i(n)$ e $y_q(n)$ em termos de cossenos e senos que modulam uma portadora de frequência f_c , expresso por:

$$s(n) = \Re\{y_i(n) \cos(2\pi f_c t) - (1 + \alpha) y_q(n) \sin(2\pi f_c t + \phi)\} \quad (6)$$

onde os desequilíbrios de fase (ϕ) e amplitude (α), decorrentes da não linearidade do sistema, são evidenciados na portadora, assim como sua frequência f_c , e o sinal modulado $s(n)$ é processado pelo amplificador de potência.

No processo de demodulação, para recuperar o sinal original em banda base, o sinal modulado $s(n)$ é multiplicado separadamente por $\cos(2\pi f_c t)$ e $-\sin(2\pi f_c t)$, a fim de demodular $y_i(n)$ e $y_q(n)$, respectivamente. Essas operações são seguidas por um filtro passa-baixas (LPF), que remove as harmônicas indesejadas geradas pelas multiplicações. Como resultado, a envoltória complexa de entrada $\tilde{y}(n)$ é relacionada à saída $z(n)$, conforme mostrado na seguinte equação:

$$z(n) = y_i(n) + (\alpha + 1)[\cos(\phi)j - \sin(\phi)]y_q(n) \quad (7)$$

IV. ESTUDO DE CASO

A. Modelagem direta do PA

A modelagem direta do PA consiste em criar um modelo matemático que descreve o comportamento do PA a partir de suas entradas e saídas observadas. Nesse processo, o objetivo é capturar as características não lineares e com memória do PA, para prever a saída correspondente a qualquer entrada [7].

Para validar o modulador e demodulador ideais, utilizou-se um sinal WCDMA-3GPP com largura de banda de aproximadamente 3,84 MHz e frequência de amostragem de 61,44 MHz. Todo o processamento foi realizado em tempo discreto e seguiu as seguintes etapas: o sinal foi dividido em suas partes real e imaginária, reamostrado para 9 GHz e modulado por uma portadora de 900 MHz, conforme a equação (6), com parâmetros $\alpha = 0$ e $\phi = 0$. Em seguida, o sinal foi demodulado, como mostrado na equação (7), e filtrado por um passa-baixas para remover harmônicas indesejadas, sendo então reamostrado de volta para 61,44 MHz. O objetivo era garantir que o sinal de saída do demodulador se aproximasse ao máximo do sinal de entrada do modulador, conforme mostrado na Figura 1. O cálculo do NMSE resultou em -40,32 dB.

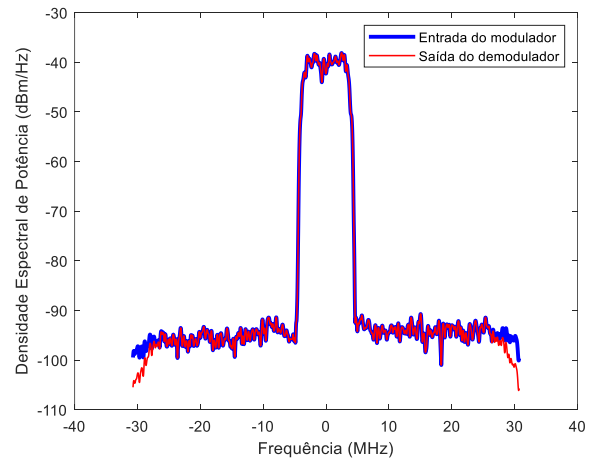


Fig. 1. Densidade espectral de potência do sinal na entrada do modulador e na saída do demodulador

Na etapa seguinte, implementou-se o modelo MP através matriz de regressão, com dimensões N por $P \times (M + 1)$, onde N representa o número de amostras e $P \times (M + 1)$ o número de coeficientes, com base na ordem polinomial P e na duração da memória M . O cálculo da matriz de regressão foi feito por meio de um laço “for” permitindo a obtenção da saída para quaisquer valores de P e M definidos pelo usuário. Cada linha da matriz corresponde a uma amostra da entrada $\tilde{x}(n)$, onde o índice n varia de 1 até o número total de amostras N . As colunas são compostas por diferentes funções polinomiais que envolvem a entrada $\tilde{x}(n)$ e seus valores atrasados, essas colunas seguem um padrão bem definido, onde a primeira coluna apresenta o valor atual da entrada $\tilde{x}(n)$, enquanto a segunda coluna contém o valor da entrada atrasada em uma amostra $\tilde{x}(n - 1)$, a terceira coluna contém o valor da entrada atrasada em duas amostras $\tilde{x}(n - 2)$, e as colunas subsequentes continuam com esse padrão, o processo se estende até a última coluna, que é representada como $\tilde{x}(n - m)|\tilde{x}(n - m)|^{2P-2}$, aplicando potências maiores P ao módulo da entrada $\tilde{x}(n)$ e atrasos m até N amostras.

A matriz de regressão foi utilizada para calcular os coeficientes que minimizam o erro, por meio do método dos mínimos quadrados, implementado pelo comando “\” no MATLAB, entre a matriz de regressão e a saída do PA, após passar pelo modulador e demodulador. A saída estimada pelo modelo MP para cada amostra de sinal foi obtida pelo produto da matriz de regressão com os coeficientes calculados.

Para investigar a variação da precisão da modelagem comportamental com deslocamentos em relação à banda base no entorno da frequência da portadora, foi necessário multiplicar os sinais de entrada e saída pelo termo $e^{j\omega t}$, onde ω representa a diferença entre as frequências de modulação e demodulação. Esse procedimento é necessário e detalhado na Subseção III.A. É importante ressaltar que não foram adicionados novos coeficientes ao modelo, pois, ao calcular os coeficientes, os termos relacionados ao deslocamento de frequência se anulam.

Com a finalidade de encontrar os melhores valores de P e M para o estudo de caso foi realizado o cálculo do NMSE para diferentes valores de P e M , mantendo a frequência de modulação em 900 MHz e a frequência de demodulação em 910 MHz (caso não ideal), possibilitando a comparação com o caso ideal (sem diferença entre as frequências). Os valores selecionados para o estudo de caso foram $P = M = 4$, pois essa combinação apresentou a menor diferença de erro entre o sinal do PA e o estimado pelo modelo, indicando uma melhor correspondência entre ambos. Além disso, essa escolha leva em consideração a complexidade de implementação do circuito, uma vez que ordens polinomiais mais altas e uma memória maior demandariam mais circuitos somadores, aumentando a dificuldade de implementação e os recursos necessários. Dessa forma, $P = M = 4$ oferece um equilíbrio adequado entre precisão do modelo e simplicidade na implementação.

Para comparar a modelagem de amplitude da saída em função da amplitude de entrada (AM-AM), a Figura 2 apresenta essa curva correspondente aos dados medidos e estimados, essa análise é importante para verificar visualmente o comportamento do modelo, é possível

observar que os valores estimados pelo modelo MP são próximos aos valores medidos do PA.

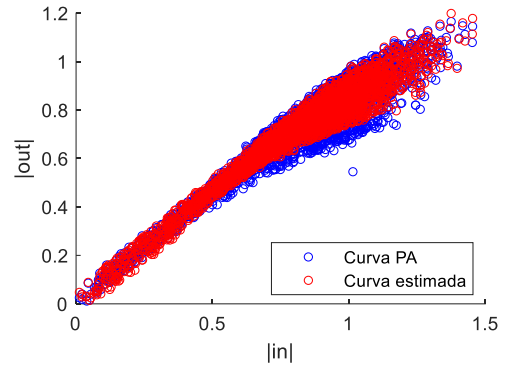


Fig. 2. AM-AM modelagem direta

B. Modelagem inversa do PA

A modelagem inversa do PA consiste em aplicar na entrada do modelo a saída do PA, isso é necessário para realizar uma DPD, permitindo aplicar uma cascata entre o modelo da inversa e PA [8].

Utilizando os melhores P e M , e a frequência de demodulação de 910 MHz, foram geradas as Figuras 3 e 4 para a modelagem inversa do PA. Essas figuras representam, respectivamente, a curva AM-AM e a saída estimada pelo modelo MP.

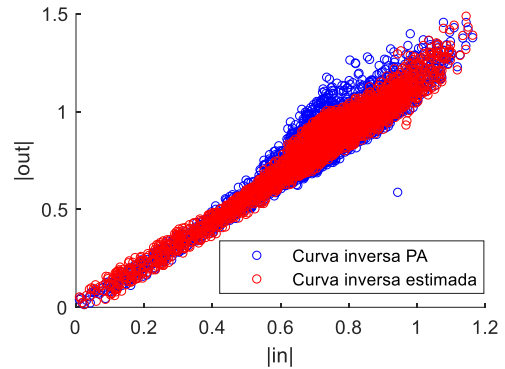


Fig. 3. AM-AM modelagem inversa

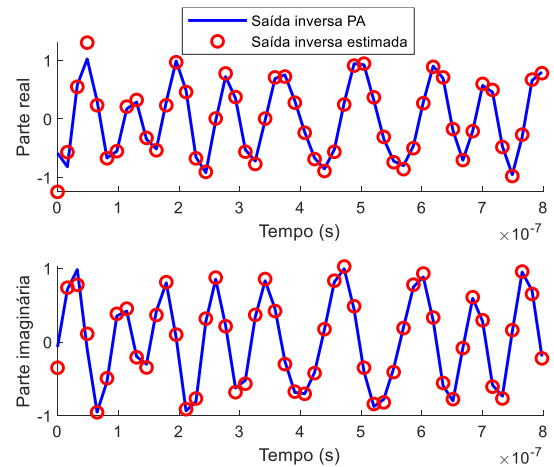


Fig. 4. Comparação entre a saída inversa estimada pelo modelo MP e a saída inversa PA

V. RESULTADOS

Utilizando a modelagem direta e inversa do PA com os melhores P e M encontrados para estimar a saída do modelo MP, a frequência de demodulação foi variada de 900 MHz até 930 MHz e os resultados estão apresentados na Tabela 1.

A perda de precisão percentual do NMSE, considerando a escala natural da saída ao variar a frequência no entorno da portadora, foi calculada utilizando:

$$\text{Perda de precisão} = 1 - 10^{\frac{\Delta \text{NMSE}}{10}} \quad (8)$$

o termo $10^{\frac{\Delta \text{NMSE}}{10}}$ converte o ΔNMSE , originalmente calculado em dB, para a escala natural. O valor de ΔNMSE é definido como a diferença entre o NMSE no caso ideal, com frequência de 900 MHz, e o NMSE obtido ao considerar o deslocamento em frequência.

A Figura 5 ilustra a perda de precisão na modelagem direta e inversa. Essa análise permite identificar como a precisão do modelo comportamental varia conforme o deslocamento de frequência em relação à portadora.

Tabela 1. NMSE e perda de precisão variando a frequência no entorno da portadora

Frequência (MHz)	Modelagem direta		Modelagem inversa	
	NMSE (dB)	Perda de precisão (%)	NMSE (dB)	Perda de precisão (%)
900	-26,6523	0	-25,0715	0
905	-26,6344	0,4123	-25,0607	0,24945
910	-26,6021	1,1509	-25,0195	1,1907
915	-26,5045	3,3475	-25,0136	1,3244
920	-26,2432	8,9899	-25,0262	1,0388
925	-22,2745	63,5063	-22,7651	41,2029
930	-2,1786	99,643	-2,4218	99,4567

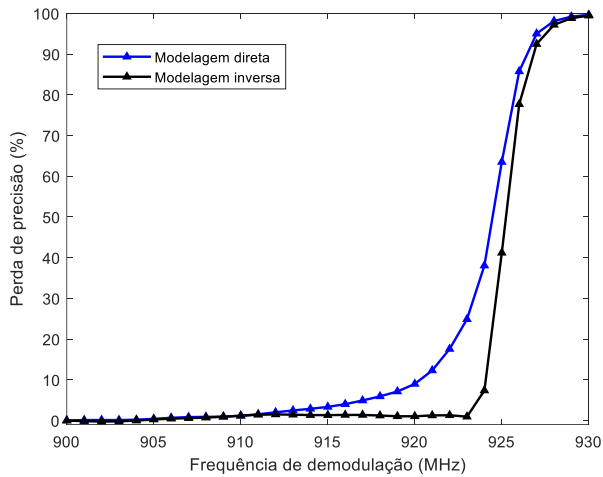


Fig. 5. Perda de precisão da modelagem direta e inversa à medida que a frequência se afasta da portadora

Ao comparar os resultados da modelagem direta e inversa, observa-se que ambos os modelos apresentam um comportamento similar em pequenos deslocamentos de frequência. Para deslocamentos de até 910 MHz, a perda de precisão é relativamente baixa em ambas as abordagens. Isso

sugere que ambos os modelos conseguem estimar bem a não linearidade do transmissor nesta faixa de frequências.

No entanto, à medida que o deslocamento aumenta, a diferença entre os dois métodos se torna mais evidente. A partir de 915 MHz, a modelagem direta começa a sofrer um aumento significativo no NMSE e na perda de precisão, atingindo 63,51% em 925 MHz. Por outro lado, a modelagem inversa apresenta uma degradação mais lenta, com uma perda de precisão de 41,20% na mesma frequência. Isso indica que a modelagem inversa mantém uma maior eficácia em deslocamentos maiores, embora também sofra degradação em frequências mais afastadas da portadora. Em frequências ainda maiores, como 930 MHz, ambos os modelos se tornam ineficazes, com perdas de precisão na ordem de 99%, refletindo um comprometimento significativo na qualidade do sinal.

VI. CONCLUSÃO

A modelagem inversa variante no tempo apresentou menor perda de precisão em comparação à modelagem direta, ao relacionar a saída do PA com a saída do PA em cenários onde ocorre variação de frequência no entorno da portadora.

Os resultados indicam que a precisão da modelagem comportamental em banda base de transmissores RF é altamente sensível ao deslocamento em frequência. Para manter um desempenho aceitável, o sistema deve operar com deslocamentos de frequência preferencialmente inferiores a 15 MHz, onde as perdas de precisão ainda são baixas em ambas as modelagens. Portanto a modelagem comportamental deve operar dentro de uma faixa de deslocamento de frequência restrita para manter níveis aceitáveis de distorção do sinal.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2nd edition. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [2] KENINGTON, P. B. High Linearity RF Amplifier Design. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [3] E. G. LIMA. Behavioral modeling and digital base-band predistortion of RF power amplifiers. Politecnico Di Torino, PhD Thesis, 2009.
- [4] 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.
- [5] Haykin, Simon. Communication Systems. 5th ed., John Wiley & Sons, 2009.
- [6] J. K. Cavers, "The effect of quadrature modulator and demodulator errors on adaptive digital predistorters for amplifier linearization," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 46, no. 2, pp. 456–466, May 1997.
- [7] PEDRO, J. C.; MAAS, S. A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., v. 53, n. 4, p. 1150-1163, 2005.
- [8] N. Narahariseti, P. Roblin, C. Quindroit, M. Rawat and S. Gheitanhi, "Quasi-exact inverse PA model for digital predistorter linearization," 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference, Columbus, OH, USA, 2013, pp. 1-4.