

SeMicro-PR 2018

Perceptrons de valores complexos para compensação de modulador I/Q e amplificador de potência

Luiza Beana C. Freire¹, Bruna T. Marcondes¹, Eduardo G. de Lima¹

¹Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados (GICS) – Departamento de Engenharia Elétrica, Curitiba, Brasil
luiza.chipans@gmail.com

Resumo—Neste artigo são propostos dois modelos de redes perceptrons de três camadas (TLP) de valores complexos para a modelagem conjunta das distorções do modulador I/Q e das distorções do amplificador de potência de rádio frequência (PA RF). São apresentadas análises sobre as duas redes através do resultado de simulações computacionais. As duas redes diferem na forma como os dados de entrada são apresentados a elas. Observou-se que a rede que elimina a informação da fase da portadora do sinal a ser processado pela rede obteve resultados superiores de 4 dB e 5 dB em termos de NMSE e ACEPR para números de parâmetros similares.

I. INTRODUÇÃO

As características de linearidade e eficiência energética são requisitos críticos em uma rede de telecomunicações sem fio. A linearidade é necessária para evitar a distorção do sinal e, por conseguinte, interferências em canais adjacentes. E a eficiência energética interfere nos custos da manutenção da estação rádio base e também na autonomia da bateria dos dispositivos móveis (celular, *tablets*, etc.).

O transmissor é um dos elementos da rede de telecomunicação sem fio. Ele é responsável por modular um sinal elétrico em ondas de rádio frequência (RF), amplificar esse sinal e por fim transmiti-lo através de uma antena. Dentre os dispositivos que existem no transmissor o que possui maior consumo energético é o amplificador de potência (PA) de rádio frequência. Porém, nesse dispositivo os comportamentos de linearidade e eficiência são antagônicos, de tal forma que para se obter níveis aceitáveis de eficiência força-se uma resposta não linear do PA e vice-versa.

Uma alternativa para adequar o comportamento dos PAs aos requisitos da rede sem fio é realizar sua linearização. Uma estratégia de linearização de elevado custo-benefício é a pré-distorção digital (DPD) [1]. Nesse método o sinal de entrada do PA é distorcido com o inverso de seu comportamento não linear, e dessa forma, quando o sinal passa pelo PA, é distorcido no sentido inverso, eliminando a primeira distorção, gerando no final uma

resposta linear. A eficácia de um DPD depende fortemente da qualidade do modelo do comportamento do PA, ou seja, é necessária a representação, de forma mais precisa possível, das características dinâmicas e não lineares medidas nos terminais de entrada e saída do PA.

No transmissor existem ainda outros elementos que contribuem para o seu comportamento não linear, como por exemplo o modulador em quadratura. O modulador causa distorções devido às imperfeições dos componentes RF analógicos, que resultam em desbalanceamentos nas componentes em fase e em quadratura (I/Q) do sinal e também em um deslocamento da corrente contínua (DC offset). O transmissor utiliza um modulador em quadratura para transferir o sinal banda base pré distorcido para a frequência RF antes de ser inserido no PA. Pode-se inferir então que a eficácia do DPD é altamente dependente do comportamento do modulador [2]. Na literatura as distorções causadas pelo modulador são bem conhecidas [3], [4], [5]. E está claro que quando o DPD é utilizado é necessário compensar os efeitos do comportamento do modulador antecipadamente.

Para os desbalanceamentos e/ou DC offset, as soluções atuais de modelos, como Volterra [6] e o polinômio com memória [7], podem muitas vezes não atingir as expectativas, especialmente na presença de fortes não linearidades, devido à enorme quantidade de coeficientes demandada por esses modelos. As redes neurais artificiais (RNA) vêm demonstrando ser uma técnica promissora na pré distorção conjunta dos desbalanceamentos I/Q e das não linearidades do PA [8], [9], [10]. Os principais benefícios da pré distorção conjunta é a identificação dos coeficientes em um passo e a não necessidade de outro compensador para o modulador.

A topologia mais utilizada de RNA para modelagem de PA é o *perceptron* de três camadas (TLP). Quanto à natureza do sinal processado, as RNA podem ser caracterizadas como RNAs de valores complexos e RNAs de valores reais.

Esse trabalho tem o objetivo de propor dois modelos que repliquem o comportamento inverso do conjunto PA/modulador utilizando TLPs de valores complexos. O modelo proposto 1 é baseado na rede TLP complexa que modela apenas o comportamento do PA, como descrita em [11] e [12]. O modelo proposto 2 é baseado no modelo TLP complexo que visa mitigar as restrições geradas nos PAs excitados por sinais banda estreita, como descrito em [13]. Esses modelos podem ser utilizados diretamente no DPD, pois modelam o comportamento inverso do sistema a ser linearizado.

Na seção II os conceitos básicos sobre modelagem comportamental de modelos equivalentes passa-baixas são resumidos. Na seção III são revisados os conceitos da arquitetura TLP. Os modelos propostos são introduzidos na seção IV. Na seção V são analisados os resultados das simulações dos dois modelos. E as conclusões são feitas na seção VI.

II. MODELO COMPORTAMENTAL PASSA BAIXAS CONJUNTO DO MODULADOR I/Q E DO PA

O esquemático simplificado do transmissor é mostrado na Fig.1. O sinal de envoltória de entrada $\tilde{x}(n)$ é inicialmente inserido no modulador I/Q, e a saída é o sinal modulado por envoltória $\tilde{v}(n)$, que então é processado pelo PA gerando o sinal amplificado $\tilde{y}(n)$.

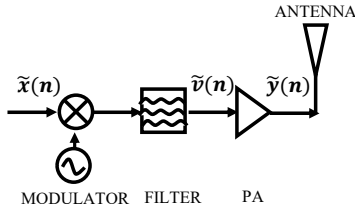


Fig. 1. Diagrama de blocos simplificado do transmissor.

O modulador I/Q é responsável por aumentar a frequência do sinal para $\pm\omega_c$, onde ω_c é a frequência da portadora. Um modelo para representar os desbalanceamentos I/Q e as distorções do PA precisa relacionar a saída do PA, $\tilde{y}(n)$ como função da entrada do modulador I/Q, $\tilde{x}(n)$. Trocando os papéis da entrada e da saída desse sistema, o modelo inverso resultante é representado por:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) &= a_1 \tilde{y}(n) + a_2 \tilde{y}(n)^* = \\ &= a_1 |\tilde{y}(n)| e^{+j\varphi_n} + a_2 |\tilde{y}(n)| e^{-j\varphi_n}, \quad (1) \end{aligned}$$

onde $()^*$ indica o complexo conjugado, a_1 e a_2 são coeficientes complexos relacionados aos desbalanceamentos do modulador I/Q, $|\tilde{y}(n)|$ e φ_n são a amplitude e a fase de $\tilde{y}(n)$ respectivamente.

III. ARQUITETURA TLP

O diagrama de blocos do TLP é mostrado na Fig. 2.

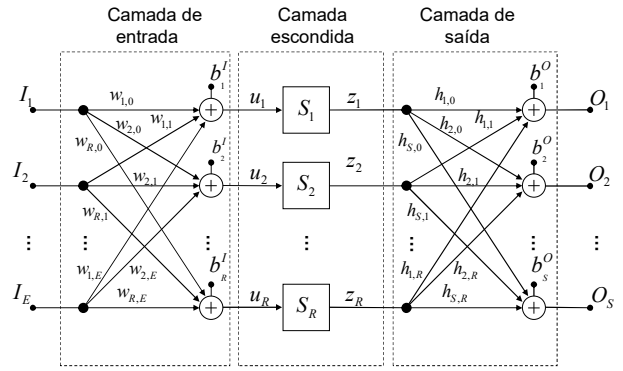


Fig. 2. Diagrama de blocos de uma rede TLP.

Em uma rede TLP, inicialmente são feitas R combinações lineares, sendo R o número de neurônios. A combinação é feita entre as E entradas e os pesos de entrada w . Após a combinação linear é somado um parâmetro de deslocamento (*bias*) b^I . O resultado é submetido à função de ativação *SIG*. Então S combinações lineares são realizadas com os pesos de saída h e somados aos *bias* de saída b^O . Se uma rede aceita entradas, saídas, e parâmetros de valores complexos então pode-se dizer que é uma rede TLP de valores complexos.

IV. MODELOS PROPOSTOS DO CONJUNTO MODULADOR I/Q E DO PA

Até onde os autores pesquisaram não existem modelos de TLP de valores complexos para o conjunto modulador I/Q e do PA. Dois modelos serão propostos e analisados, esses modelos têm como intuito replicar o inverso do comportamento do conjunto modulador I/Q - PA.

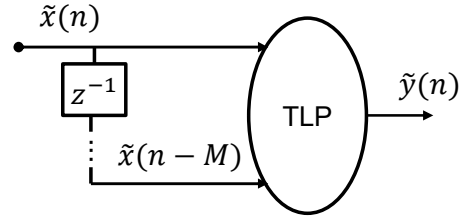


Fig. 3. Diagrama da rede TLP complexa proposta 1.

O modelo proposto 1, mostrado na Fig. 3, utiliza como entrada o sinal complexo de saída do PA, e a saída é o sinal complexo de entrada do modulador I/Q. Para representar ainda o comportamento dinâmico do sistema podem ser utilizadas amostras passadas do sinal de entrada, representado pelo elemento z^{-1} .

Essa rede utiliza a função de ativação modificada da função sigmóide de valor real:

$$SIG(\tilde{u}) = \text{tansig}(u_r) + jtansig(u_i), \quad (2)$$

onde \tilde{u} é o sinal complexo aplicado à função de ativação da rede TLP definido:

$$\tilde{u} = w\tilde{x} + b = u_I + ju_Q, \quad (3)$$

onde w e b se referem aos pesos e *bias* de valor complexo da rede TLP respectivamente.

O modelo proposto 2, mostrado na Fig. 4, propõe uma rede que possui os sinais de entrada modificados para que não possuam a informação da fase da portadora quando apresentados à rede. E na saída essa informação da fase é restituída para gerar o sinal complexo da entrada do modulador I/Q. A informação de fase é suprimida quando se realiza a subtração entre duas informações de fase, no caso foi feito a subtração entre uma informação do sinal passado e do sinal instantâneo uma vez que $(\omega_c t + \varphi_n) - (\omega_c t + \varphi_{n-1})$ é igual à $(\varphi_n - \varphi_{n-1})$.

A função de ativação é a mesma utilizada no caso proposto 1.

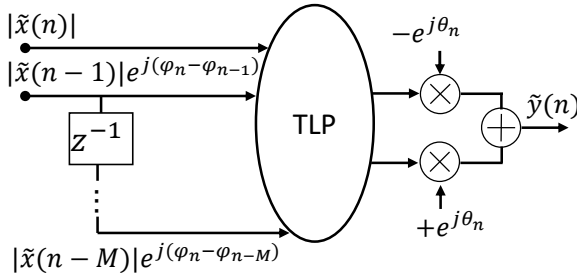


Fig. 4. Diagrama da rede TLP complexa proposta 2.

Analisando a estrutura da rede utilizada nas duas propostas observa-se que afóra a função de ativação a rede realiza operações lineares que não tem capacidade de gerar contribuições nas frequências não excitadas pelo sinal de entrada. Sendo assim uma fonte possível de degradação do modelo ocorreria na operação não linear efetuada pela função de ativação.

Para analisar a afirmação anterior pode-se observar a expansão da série de Taylor da função de ativação utilizada:

$$\begin{aligned} SIG(\tilde{u}) &= \text{tansig}(u_I) + j\text{tansig}(u_Q) = \\ &= (u_I - \frac{1}{3}u_I^3 + \frac{1}{15}u_I^5 + \dots) + j(u_I - \frac{1}{3}u_I^3 + \frac{1}{15}u_I^5 + \dots). \end{aligned} \quad (4)$$

De acordo com (4) observa-se que para cada termo dentro da banda gera-se outra contribuição fora de banda. De forma mais clara, denotando-se $\tilde{x} = x_I + jx_Q$ e expandindo x_I^3 :

$$x_I^3 = |\tilde{x}|^3 \left(\frac{3}{4} \cos\varphi + \frac{1}{4} \cos 3\varphi \right). \quad (5)$$

Isto é, a contribuição física apresenta valor unitário multiplicando a fase e é acompanhada por uma contribuição fora de banda com coeficiente de 1/4.

Espera-se dessa forma que a rede proposta 2 por eliminar a informação da fase do sinal processado gere melhores resultados com menos parâmetros.

V. RESULTADOS E ANÁLISES DE SIMULAÇÕES

É usado um sinal LTE OFDMA como envoltória de entrada com largura de banda de 10 MHz. Esse sinal possui frequência de amostragem de 12,288 GHz e é composto por 409600 amostras de tempo. O PA em teste é um modelo polinomial de quinta ordem, seguido por um filtro centrado em 1,2288 GHz.

O modulador I/Q sob teste tem um desbalanceamento na amplitude de 1,2 e de $\pi/3$ na fase, além de uma frequência de portadora de 1,2288 GHz. Para se realizar a medição da envoltória é utilizado um demodulador IQ ideal, utilizando um filtro passa baixas de 122,88 MHz.

As duas métricas escolhidas para visualizar o desempenho dos modelos foram o erro quadrático médio normalizado (NMSE), como definido em [14], e a razão entre a potência do sinal de erro no canal adjacente e a potência do sinal de saída na banda passante (ACEPR), como definido em [15].

Nas Fig.uras 5 e 6 podem ser vistos os valores de NMSE e ACEPR respectivamente, em função do número de parâmetros da rede. O número de parâmetros da rede varia de acordo com o número de neurônios da RNA.

Para vários números de parâmetros, a rede proposta 2 se mostra superior, obtendo NMSE menores. Com número de parâmetros 19 e 20 para o proposto 1 e 2 respectivamente, obteve-se valores de NMSE de -39,75 dB

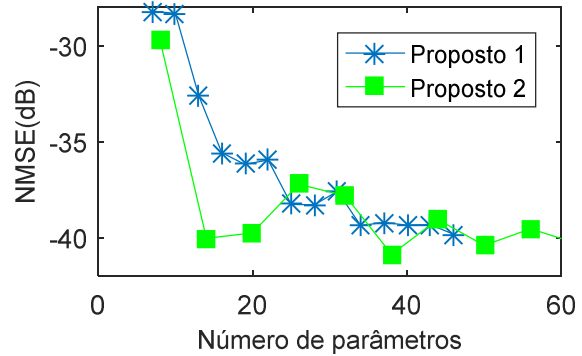


Fig.5. Gráfico do NMSE em função do número de parâmetros da rede para as redes proposta 1 e proposta 2.

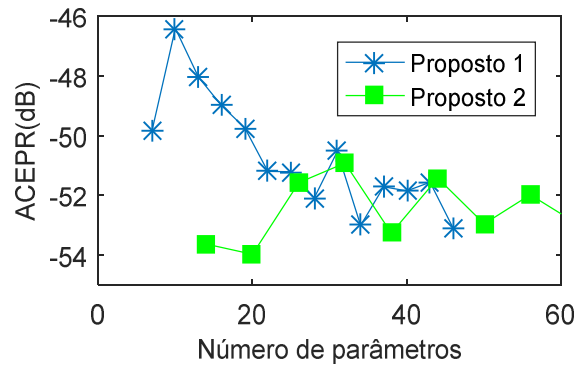


Fig. 6. Gráfico do ACEPR em função do número de parâmetros da rede para as redes proposta 1 e proposta 2.

e -35,58 dB, sendo observado uma diferença de aproximadamente 4 dB. Da mesma forma os valores de ACEPR são -48,98 dB e -53,96 dB, observando uma diferença de quase 5 dB. Era o esperado que a rede proposta 2 demonstrasse desempenho superior à rede proposta 1, pois não gera contribuições fora da banda que não tem relação com o sinal medido. Porém, devido às características do algoritmo de treinamento, há uma grande sensibilidade aos parâmetros iniciais, que foram definidos como randômicos. Isso acarreta na piora dos resultados mesmo quando apresentam mais parâmetros.

VI. CONCLUSÕES

Foram analisadas duas redes TLP de valores complexos que se diferem na apresentação dos dados à rede. Ficou demonstrado que a rede proposta 1 gera contribuições fora da banda e a rede proposta 2 não gera. A rede proposta 2 retira a informação da fase do sinal a ser processado pela rede de tal forma que não gere contribuições fora da banda.

Para valores próximos de parâmetros a rede proposta 2 obteve valores superiores em 4 dB e 5dB para os valores de NMSE e ACEPR respectivamente.

As únicas contribuições que são vistas na saída do PA estão dentro da banda devido ao filtro no circuito de casamento de impedância da saída, dessa forma todas as contribuições do modelo também devem estar obrigatoriamente dentro da banda.

Conclui-se que independente da escolha entre redes de valores complexos ou reais, deve primariamente ser garantido que apenas contribuições dentro da banda sejam geradas pela TLP. Ficando claro dessa forma que qualquer contribuição fora da banda gerada pelo modelo não colaborará para a exatidão do mesmo aumentando sua complexidade computacional.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer ao suporte financeiro provido pela Fundação Araucária de Apoio ao Desenvolvimento Científico e tecnológico do Estado do Paraná (FAPPR), Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

REFERÊNCIAS

- [1] T. M. Nguyen, J. Yoh, C. H. Lee, H. T. Tran and D. M. Johnson, "Modeling of HPA and HPA linearization through a predistorter: Global Broadcasting Service applications," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 49, no. 2, pp. 132-141, Jun. 2003.
- [2] L. H. K. G. G. M. B. S. M. Li, "Behavioural modelling and impact analysis of physical impairments in quadrature modulators," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 12, p. 2144-2154, 2010.
- [3] P. Zhan, K. Qin and S. Cai, "Joint compensation model for memory power amplifier and frequency-dependent nonlinear IQ mismatches," *Electronics Letters*, vol. 47, no. 25, pp. 1382-1384, 2011.
- [4] L. Ding, Z. Ma, D. R. Morgan, M. Zierdt and G. T. Zhou, "Compensation of Frequency-Dependent Gain?phase Imbalance in Predistortion Linearization Systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, no. 1, pp. 390-397, 2008.
- [5] L. Anttila, P. Händel and M. Valkama, "Joint Mitigation of Power Amplifier and I/Q Modulator Mismatches in Broadband Direct Conversion Transmitters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 730-739, 2010.
- [6] H. Cao, A. S. Tehrani and C. Fager, "I/Q Imbalance Compensation Using a Nonlinear Modeling Approach," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 3, pp. 513-518, 2009.
- [7] S. Lajnef, N. Boulejfen and A. Abdelhafiz, "Two-Dimensional Cartesian Memory Polynomial Model for Nonlinearity and I/Q Imperfection Compensation in Concurrent Dual-Band Transmitters," *IEEE Trans. on Circuits and Syst. II: Exp. Briefs*, vol. 63, no. 1, pp. 14-18, 2016.
- [8] M. Rawat and F. M. Ghannouchi, "A Mutual Distortion and Mismatches Compensator for Wideband Direct-Conversion Transmitters Using Neural Networks," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 58, no. 2, pp. 168-177, 2012.
- [9] F. M. Ghannouchi, M. Younes and M. Rawat, "Distortion and mismatches mitigation and compensation of single- and multi-band wireless transmitters," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, no. 7, pp. 518-534, 2013.
- [10] K. Fu, C. L. Law and T. T. Thein, "Novel neural network model of power amplifier plus IQ imbalances," *Progress In Elec. Research B*, vol. 46, pp. 177-192, 2013.
- [11] N. Benvenuto, M. Marchesi and F. Piazza, "Non linear satellite radio links equalized using blind neural networks," in *IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process.*, Toronto, 1991.
- [12] N. Benvenuto, F. Piazza and A. Uncini, "A neural network approach to data predistortion with memory in digital radio systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, 1993.
- [13] L. b. C. Freire and E. G. de Lima, "Complex-valued Three-layer Perceptron for the Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers," in *South Symposium on Microelectronics (SIM)*, Rio Grande, 2017.
- [14] 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, 1999.
- [15] M. Isaksson, D. Wissel and D. Ronnow, "A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 348-359, 2006.
- [16] N. Benvenuto, F. Piazza and A. Uncini, "A neural network approach to data predistortion with memory in digital radio systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Comm. ICC 93*, Genebra, Suíça, 1993.