

Compensadores para Moduladores IQ e Amplificadores de Potência com Aplicação de Memória no PA

Bruna Temporal Marcondes, Eduardo Gonçalves de Lima

Grupo de Circuitos e Sistemas Integrados (GICS)

Universidade Federal do Paraná, Curitiba, Brasil

bruna.temporal@gmail.com, elima@eletrica.ufpr.br

Resumo—A linearidade em redes de transmissão sem fio decresce significativamente devido às imperfeições do amplificador de potência (PA) e do modulador em fase e quadratura (IQ). Nestas circunstâncias, um método de linearização deve satisfazer ambos os desequilíbrios. Na literatura, três abordagens aplicam o uso de compensadores separados, um pré-distorsor para o PA e outro compensador para o modulador IQ. Estes métodos variam na complexidade e no número de medições do sistema. Este trabalho visa em realizar uma comparação entre os casos em um cenário onde há memória no amplificador, através de simulações em MATLAB.

I. INTRODUÇÃO

O avanço no uso de modernas redes de comunicação sem fio fez da linearidade uma das condições fundamentais em sistemas de transmissão [1]-[2]. Sua entrada é constituída por uma envoltória complexa com uma largura de banda igual à largura do canal. Como o espectro de frequência disponível está dividido em canais adjacentes, uma distorção no sinal pode se espalhar para frequências próximas, causando interferências entre usuários. Na prática, estas distorções podem decorrer devido a alguns elementos na cadeia de transmissão, principalmente, àqueles situados nos estágios finais de amplificação e, portanto, devem ser compensados [3].

O amplificador de potência (PA) é o último elemento da cadeia e o que consome a maior quantidade de energia, já que necessita prover, ao sinal, potência suficiente para ser transmitido pela antena. Entretanto, a relação entre eficiência energética e linearidade possui uma característica inversa. Para ser capaz de operar em um modo eficiente, o PA é levado ao modo de compressão, causando distorções na envoltória de saída [4]. Diferentes métodos de linearização podem ser utilizados, entre eles a pré-distorção em banda base [5]-[6]. Esta técnica consiste em um elemento, que possui comportamento contrário ao PA, sendo inserido na cascata. O pré-distorsor pode ser obtido ao modelar o PA por uma equação polinomial, como a série de Volterra [7].

O modulador em fase e quadratura (IQ) é outro elemento não linear do sistema. Situado no estágio de conversão, seu comportamento pode causar imperfeições

em fase e amplitude do sinal, demandando um compensador [8].

Para determinar os compensadores, diversas abordagens são encontradas na literatura, dentre elas, três métodos identificam os compensadores separadamente, através de modelos polinomiais [9]-[12]. A primeira consiste em medir o sinal em dois locais, uma vez após o modulador e outra após o PA, dependendo de dois equipamentos de medição, ou então, do desligamento do PA. Outra técnica consiste em duas medições em um mesmo local e na mudança do ganho de entrada, alterando o estado do amplificador. A terceira alternativa utiliza-se de uma única coleta de dados e da técnica de iterações para a identificação dos parâmetros.

A contribuição deste trabalho é a análise destes três métodos de identificação separada em um mesmo cenário, onde o amplificador de potência apresenta memória e é modelado pela série de Volterra.

Este trabalho está separado em cinco seções. A Seção II apresenta os modelos comportamentais das distorções do PA e do modulador IQ. As diferentes abordagens da literatura são descritas na Seção III. O estudo de caso é relatado na Seção IV, seguido das conclusões na Seção V.

II. MODELOS COMPORTAMENTAIS DE AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA E MODULADORES IQ

A. Amplificador de potência

Em rádio frequência (RF), o comportamento do PA depende de um sinal real de entrada descrito por uma portadora, na faixa de GHz, modulada por uma envoltória complexa. Em banda base, o modelo comportamental de um PA com memória pode ser descrito pela seguinte série de Volterra.

$$\begin{aligned} out(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{q_1=0}^M \sum_{q_2=q_1}^M \cdots \sum_{q_p=q_{p-1}}^M \sum_{q_{p+1}=0}^M \sum_{q_{p+2}=q_{p+1}}^M \cdots \sum_{q_{2p-1}=q_{2p-2}}^M \\ & \times h_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1}) \prod_{j_1=1}^p z(n-q_{j_1}) \prod_{j_2=p+1}^{2p-1} z^*(n-q_{j_2}) \end{aligned} \quad (1)$$

com $z(n)$ e $out(n)$ sendo as envoltórias de entrada e saída do PA, respectivamente, P a ordem polinomial da série, M a profundidade da memória e $h_{2p-1}(q_1, q_2, \dots, q_{2p-1})$ os equivalentes, em passa-baixas, dos *kernels* de Volterra, obtidos através do método dos mínimos quadrados (LS) [13]. O modelo do pré-distorsor é encontrado ao trocar as envoltórias de entrada e saída de (1), como demonstrado na análise teórica de [14].

B. Modulador em fase e quadratura

Uma envoltória complexa ($y(n) = y_i(n) + j y_q(n)$), pode representar o sinal de entrada do modulador IQ. Assim, a primeira saída é uma portadora real $s(n)$, como visto em

$$s(n) = \Re \{ y(n) [\cos(2\pi f_c n) - j(\alpha + 1)\sin(2\pi f_c n + \phi)] \}, \quad (2)$$

que contém f_c como a frequência da portadora e α e ϕ como os desequilíbrios de amplitude e fase, respectivamente.

O sinal original é readquirido ao multiplicar $s(n)$ por duas diferentes expressões, $\cos(2\pi f_c n)$ e $-\sin(2\pi f_c n)$, para demodular $y_i(n)$ e $y_q(n)$, respectivamente, seguido de um filtro passa-baixas, retirando as harmônicas. Como resultado, a envoltória complexa de entrada $y(n)$ é relacionada com a saída $z(n)$ por

$$z(n) = y_i(n) + (\alpha + 1) [\cos(\phi)j - \sin(\phi)] y_q(n). \quad (3)$$

Este processo (3), que inclui um modulador não-linear e um demodulador ideal pode ser reescrito como

$$z(n) = a_1 y(n) + a_2 y^*(n), \quad (4)$$

com a_1 e a_2 sendo coeficientes complexos e $y^*(n)$ o complexo conjugado do sinal de entrada. O compensador do modulador IQ,

$$y(n) = b_1 x(n) + b_2 x^*(n), \quad (5)$$

colocado em cascata, com envoltória de entrada $x(n)$, pode ser encontrado ao inverter os papéis de entrada e saída de (4) e obtendo os coeficientes a_1 e a_2 por mínimos quadrados. Os coeficientes complexos b_1 e b_2 são determinados por

$$b_1 = \frac{1}{a_1 + a_2} + \frac{a_2(a_1^* + a_2^*)}{(a_1 + a_2)(|a_1|^2 - |a_2|^2)} \quad (6)$$

e

$$b_2 = \frac{-a_2}{(|a_1|^2 - |a_2|^2)}. \quad (7)$$

III. IDENTIFICAÇÃO SEPARADA DOS COMPENSADORES

O objetivo dos três métodos a serem abordados é a obtenção dos compensadores descritos na seção anterior, gerando o sistema apresentado na Fig. 1.

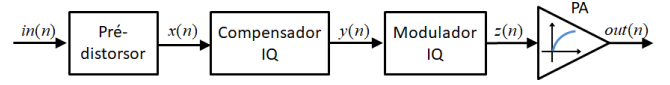


Fig. 1. Diagrama de blocos do sistema final

A. Identificação dos compensadores com dois locais para duas medições

Como demonstrado pela Fig. 2, duas medições são necessárias para esta técnica, uma após o modulador IQ e outra ao final do amplificador. Primeiramente, somente com o modulador (Fig. 2a), tem-se como sinal de entrada $in(n)$ e, com os dados de saída ($out(n)$), extrai-se a_1 e a_2 de (4), gerando através de (6) e (7) os coeficientes do polinômio do compensador IQ. Com o compensador em cascata com o modulador e o PA (Fig. 2b), a saída $out(n)$ é armazenada e utilizada para encontrar os coeficientes do pré-distorsor (1).

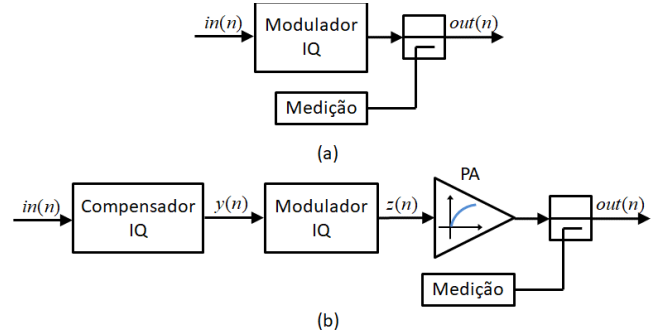


Fig. 2. Diagrama de blocos para dois locais de medições. a) disposição para encontrar o compensador IQ. b) disposição para encontrar pré-distorsor.

B. Identificação dos compensadores com um local para duas medições

Neste método, não é necessário retirar o PA do sistema, portanto, há, apenas, um local a ser medido [11]. Para isto, diferentes ganhos são adicionados na entrada da cascata para modificar o comportamento do PA. Inicialmente, o ganho é ajustado para que o PA se comporte de uma maneira linear (Fig. 3a). Assim, é possível obter os coeficientes de (5) sem as imperfeições do amplificador. Com o compensador IQ no sistema, o ganho é ajustado novamente (Fig. 3b), levando o PA ao modo de compressão. Utilizando os novos sinais de entrada e saída da cascata, o pré-distorsor é encontrado.

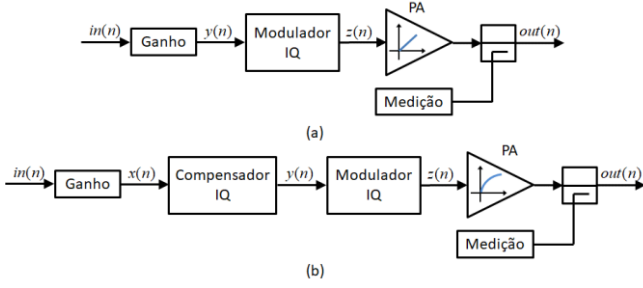


Fig. 3. Diagrama de blocos para um local para as medições. a) disposição para encontrar o compensador IQ. b) disposição para encontrar o pré-distorsor.

C. Identificação dos compensadores com um local para uma medição

Para minimizar a quantidade de mudanças no sistema a ser analisado, a técnica de iterações pode ser aplicada [12]. Em uma única extração, a saída $out(n)$ é armazenada após a entrada $in(n)$ passar pelo modulador IQ e pelo PA (Fig. 4).

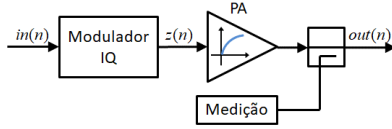


Fig. 4. Diagrama de blocos para extração do sinal de saída.

Com estes dois sinais, uma versão inicial do pré-distorsor é determinada com a inversa de (1) (Fig. 5). Em uma segunda iteração, o sinal de saída passa por este pré-distorsor e o sinal $x_2(n)$ é utilizado para se obter analiticamente, por (4), (6) e (7), os coeficientes do compensador IQ. Na próxima iteração, $in(n)$ serve como entrada de (4), gerando um novo sinal $x_3(n)$, que, junto com $out(n)$, opera como a primeira iteração.

Após cada operação par, com ambos compensadores em cascata (Fig. 1), pode-se medir os sinais de entrada e saída do sistema completo.

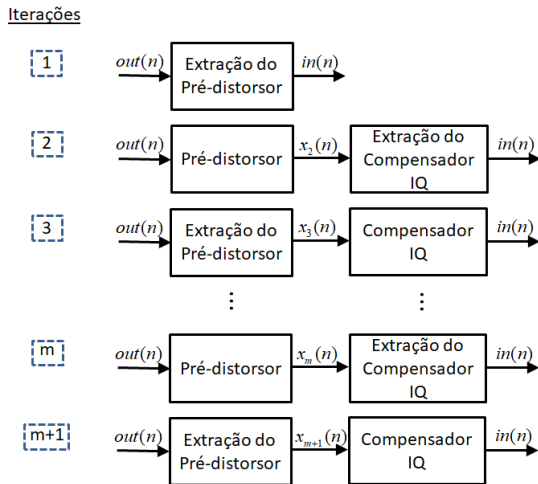


Fig. 5. Diagrama de realização das iterações.

Uma alternativa para este método é modificar a primeira iteração para encontrar o compensador IQ (Fig. 6). Neste cenário, a saída $out(n)$ é utilizada, primeiramente, como o sinal $x_2(n)$ da segunda iteração do caso original. Assim, a cada iteração ímpar, o sistema completo pode ser analisado.

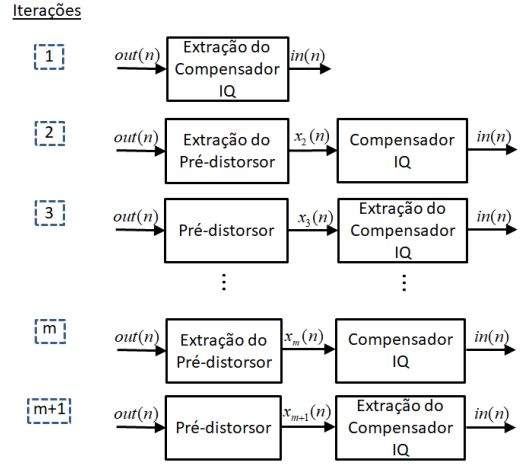


Fig. 6. Diagrama de realização das iterações, começando com compensador IQ.

IV. ESTUDO DE CASO

Para realizar a comparação entre os métodos apresentados na seção anterior, diversas simulações foram realizadas em ambiente MATLAB.

Dois sinais com envoltória LTE ODFMA, descritos no tempo, foram utilizados como entrada dos sistemas. Com 10 MHz de largura de banda, o sinal é amostrado a uma frequência de 12,288 GHz e 409600 pontos. O primeiro é utilizado na extração dos coeficientes e o segundo na validação dos dados com o sistema completo (Fig. 1).

O polinômio do PA, de 5ª ordem, a ser modelado é dado por

$$y_{RF}(n) = \sum_{p=1}^5 r_p [x_{RF}(n)]^p, \quad (8)$$

onde $r_1 = 10,339$, $r_2 = 1,101$, $r_3 = -21,688$, $r_4 = 29,017$ e $r_5 = -13,507$. Este polinômio sucede um filtro FIR que adiciona a memória no sistema. Para eliminar as harmônicas, um filtro passa-faixas, com 122,88 MHz de largura de banda e centralizado em 1,2288 GHz, é adicionado após a expressão do PA. A frequência do modulador IQ estudado foi definida em 1,2288 GHz com um desequilíbrio em fase de $\pi/3$ (ϕ) e 0,2 em amplitude (α). Para demodular o sinal corretamente, foi utilizado um filtro passa-baixas de 122,88 MHz. Para o filtro após o PA e o do demulador, uma sequência de uns e zeros, no domínio da frequência, é utilizada para determinar as frequências desejadas.

Para as três identificações, a ordem P da série de Volterra do modelo do PA foi estabelecida em 5, com uma

profundidade de memória M de 2. Para o primeiro e terceiro caso, onde o PA não precisa ser modificado, foi definido um ganho de 0,3 para o amplificador ficar em sua zona de compressão. Os ganhos do segundo método foram definidos em 0,15 e 0,6 para o caso linear e de compressão, respectivamente.

As diferenças entre os sinais de validação de entrada $in(n)$ e saída $out(n)$ de cada caso, foram computadas como sinais de erro. Estes foram utilizados para medir a acurácia das três abordagens através do método do erro quadrático médio normalizado (NMSE) [15]. Os NMSEs encontrados são apresentados na Tabela 1.

Analisando ambos cenários do método iterativo, percebe-se que os valores de NMSE convergem a um mesmo valor, diferenciando-se apenas no número de iterações.

TABELA 1. NMSE DAS ABORDAGENS

Abordagens		NMSE	
Dois locais de medição		-48.4 dB	
Um local de medição		-38.1 dB	
Iterativo	Começando com pré-distorsor	2ª iteração	-21.6 dB
		4ª iteração	-22.7 dB
		10ª iteração	-26.5 dB
		32ª iteração	-44.2 dB
		44ª iteração	-46,5 dB
		46ª iteração	-46.6 dB
	Começando com compensador IQ	50ª iteração	-46.6 dB
		3ª iteração	-46,1 dB
		5ª iteração	-36.2 dB
		7ª iteração	-44.2 dB
		9ª iteração	-46.6 dB
	15ª iteração	-46.6 dB	

V. CONCLUSÃO

Três diferentes abordagens para determinação dos compensadores do PA e modulador IQ foram estudadas e comparadas neste trabalho. Um cenário com o amplificador possuindo memória foi atribuído aos casos.

Como há a alteração dos ganhos na sua entrada, os resultados do segundo caso apresentado são susceptíveis ao ganho adotado na segunda medição. O ganho atribuído neste trabalho não é o ótimo e uma busca mais detalhada por esse ganho poderá contribuir para melhorar os resultados deste caso.

Por não depender da retirada do PA do sistema ou de uma alteração no ganho, o método iterativo possui uma configuração menos complexa do sistema real. Além disto, ao começar com o compensador IQ, o erro converge mais rapidamente ao valor aceitável.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico.

REFERÊNCIAS

- [1] D. Raychaudhuri and N.B. Mandayam, "Frontiers of Wireless and Mobile Communications," Proc. IEEE, vol. 100, no. 4, pp. 824–840, Apr. 2012.
- [2] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 50, no. 3, pp. 814–826, Mar. 2002.
- [3] M. Younes and F. M. Ghannouchi, "On the Modeling and Linearization of a Concurrent Dual-Band Transmitter Exhibiting Nonlinear Distortion and Hardware Impairments," IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 60, no. 11, pp. 3055–3068, Nov. 2013.
- [4] S. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2nd edition. Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [5] P. B. Kenington, High Linearity RF Amplifier Design. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [6] J. C. Pedro and S. A. Maas, "A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163, Apr. 2005.
- [7] S. Benedetto, E. Biglieri, and R. Daffara, "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links – a Volterra series approach," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 15, no. 4, pp. 494–507, Jul. 1979.
- [8] 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.
- [9] Y. D. Kim, E. R. Jeong, and Y. H. Lee, "Adaptive Compensation for Power Amplifier Nonlinearity in the Presence of Quadrature Modulation/Demodulation Errors," IEEE Trans. Signal Process., vol. 55, no. 9, pp. 4717–4721, Sep. 2007.
- [10] K. Fu, C. L. Law, and T. T. Thein, "Novel neural network model of power amplifier plus iq imbalances," Prog. Electromagn. Res. B, vol. 46, 177–192, 2013.
- [11] B. T. Marcondes and E. G. Lima, "Novel Identification Strategy for Compensation of IQ Modulator Imbalances and PA Nonlinear Distortions", in Anais do 32º Simpósio Sul de Microeletrônica, Rio Grande, 2017.
- [12] B. T. Marcondes and E. G. Lima, " A Single Measurement Based Iterative Process for Identification of IQ Compensator and PA Predistorter", in Anais do 33º Simpósio Sul de Microeletrônica, Curitiba, 2018.
- [13] V. Mathews and G. Sicuranza, Polynomial Signal Processing. New York: Wiley, 2000.
- [14] L. B. C. Freire and E. G. Lima, "Three-Layer Perceptron Neural Network for Digital Baseband Predistortion of Wireless Transmitters," in Annals of MOMAG 2014, Curitiba, Sep. 2014, pp. 193–197.
- [15] 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.