

SeMicro-PR 2018

Amplificador de Potência Doherty CMOS com Pré-distorção Digital

Caroline de França, Bernardo Leite, Eduardo G. Lima

Grupo de Concepção de Circuitos e Sistemas Integrados

Universidade Federal do Paraná, Curitiba, Brasil

carolfranca90@gmail.com

Resumo— O amplificador de potência de radiofrequência (RFPA) apresenta maior eficiência energética na região de saturação onde possui comportamento fortemente não linear. Neste trabalho é descrito o projeto de um RFPA em topologia Doherty em tecnologia CMOS de 180 nm que mantém a eficiência constante com até 6 dB de recuo. Pré-distorção digital em banda base utilizando a rede neural perceptron de múltiplas camadas (MLP) é aplicada para linearizar o RFPA. Utilizando alimentação de 3,3 V, o RFPA alcança 25,9 dBm de potência de saída e PAE (eficiência de potência adicionada) de 34,1%. Simulações aplicando sinal modulado com e sem linearização foram realizadas e, após a pré-distorção no RFPA, foi obtida diminuição de até 30 dB no ACLR (razão de vazamento do canal adjacente).

I. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de transmissores com baixo consumo energético é essencial para maximizar a autonomia da bateria. O circuito determinante para o transmissor, em termos de eficiência e linearidade, é o amplificador de potência de radiofrequência (RFPA). Para que o amplificador opere de forma linear, é essencial o uso de amplificadores lineares, porém, que não alcançam alto desempenho na região de recuo de até 6 dB. Sua máxima eficiência é alcançada apenas próxima à saturação e, quando o RFPA é colocado na região de recuo, a eficiência cai drasticamente [1].

Desta forma, com o intuito de melhorar a eficiência energética de amplificadores de potência, atenção especial tem sido dada ao uso e desenvolvimento de topologias para RFPA's que são capazes de manter alto desempenho na região de recuo [1]-[2]. Amplificador Doherty, *envelope tracking* (ET) e eliminação e restauração de envoltória (EER) são as mais famosas e clássicas técnicas de circuitos para melhorar a eficiência na região de recuo. Para compensar as não linearidades presentes no sistema e também permitir que o RFPA opere dentro dos níveis de linearidade exigidos pelas agências reguladoras, são utilizadas técnicas de linearização em conjunto com o RFPA como:

alimentação direta (*feed-forward*), realimentação (*feed-back*) e a pré-distorção digital em banda base (DPD).

Neste trabalho é apresentado o uso de um RFPA em topologia mais eficiente, o RFPA Doherty, em conjunto com a técnica de DPD.

II. AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

A. O Amplificador de Potência Doherty

Os amplificadores de potência alcançam máxima eficiência quando estão operando na região de saturação da potência de saída, entretanto, a maior parte do tempo estão operando na região de recuo, onde a eficiência diminui substancialmente. Esse recuo é definido de acordo com o valor da PAPR (*peak-to average power ratio*) dos sinais de envoltória aos quais estão submetidos. Tipicamente, nos padrões de comunicações 3G e 4G os sinais possuem PAPR mínimo de 3 dB, podendo chegar a 12 dB para sinais com modulação OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing/Multiple Access*).

Desta forma, com o objetivo de manter o amplificador operando na região de pico de eficiência por um intervalo de tempo maior, a técnica do RFPA Doherty é utilizada.

O amplificador Doherty tem como objetivo manter a eficiência o mais perto possível do seu máximo para uma ampla gama de potências de saída. Normalmente, o amplificador Doherty é projetado para manter alta eficiência, e de forma constante, para um intervalo a partir da saturação até 6 dB abaixo do nível máximo de potência. A proposta do Doherty é de utilizar dois amplificadores de potência, sendo denominados amplificador principal e amplificador auxiliar, que devem ser combinados por uma linha de transmissão de um quarto de onda. Esta técnica é baseada no efeito da modulação da reta de carga que o amplificador auxiliar provoca no amplificador principal com o aumento da corrente na carga.

B. Topologia para o RFPA Doherty

Neste trabalho foi implementada a topologia clássica do Doherty (Fig. 1) que consiste no amplificador principal operando em uma classe linear (Classe AB), e o amplificador auxiliar operando com classe não linear e de maior eficiência, em Classe C. Os amplificadores são combinados na saída por uma rede inversora de impedância que é implementada utilizando uma linha de transmissão de um quarto de onda.

Na entrada, deve ser utilizado um divisor de potência para que a potência seja dividida de forma igualitária entre os dois amplificadores. Entretanto, para combinar com o atraso provocado pela linha de transmissão na saída, outra linha de transmissão de um quarto de onda deve ser utilizada na entrada. Este atraso permite que o amplificador auxiliar entre em operação apenas quando é alcançado na entrada um sinal com valor maior que 50% do valor de pico.

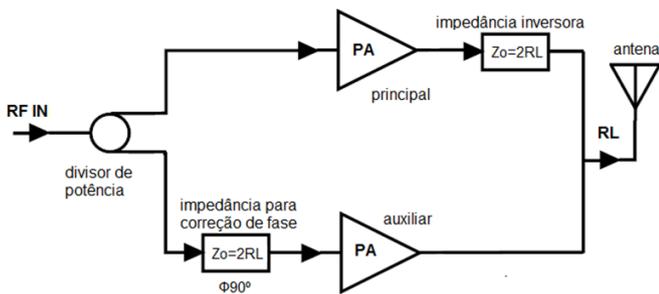


Fig. 1. Diagrama de blocos do amplificador Doherty.

O princípio de operação desta técnica se dá da seguinte forma: para baixas potências de entrada, apenas o amplificador principal está ligado e o amplificador opera linearmente vendo uma carga na saída de $4RL$, devido ao efeito proporcionado pelas linhas de transmissão. Para um nível de potência abaixo de 6 dB em torno da potência de saturação, o amplificador auxiliar entra em operação e na saída é visualizado $2RL$, modificado devido à corrente do amplificador auxiliar na carga. Desta forma, mudando a reta de carga na saída do RFPA, a eficiência global é melhorada.

Na Fig. 2 é mostrado o esquemático do amplificador projetado. Na entrada, foi adotada a topologia Wilkinson para o divisor de potência. No projeto de ambos amplificadores, foi utilizada topologia cascode devido melhor isolamento entre entrada e saída e por proporcionar maior excursão de sinal. Para os transistores porta comum, foram utilizados transistores de óxido mais espesso que são utilizados para alimentação de 3,3V. Nos transistores fonte comum, foram utilizados os transistores padrões da tecnologia de 180 nm. No amplificador principal foi utilizada a topologia cascode autopolarizada onde o transistor NMOS em porta comum possui polarização diferenciada abaixo da tensão de alimentação. Neste caso ele foi polarizado com tensão v_{b3} de 2,7 V. O amplificador em fonte comum foi polarizado em classe AB, com $v_{b2}=545$ mV. Os tamanhos dos

transistores utilizados são de 2,28 mm/400 nm (T1) e 1,14 mm/180 nm (T2).

Para o amplificador auxiliar foi projetado um cascode clássico operando em classe C com v_{b1} de 325 mV, os tamanhos dos transistores são de 1,38 mm/400 nm (T3) e 1,8mm/180 nm (T4). Na defasagem do sinal e inversão de impedância, foram utilizados parâmetros concentrados RLC para simular o comportamento de linhas de transmissão.

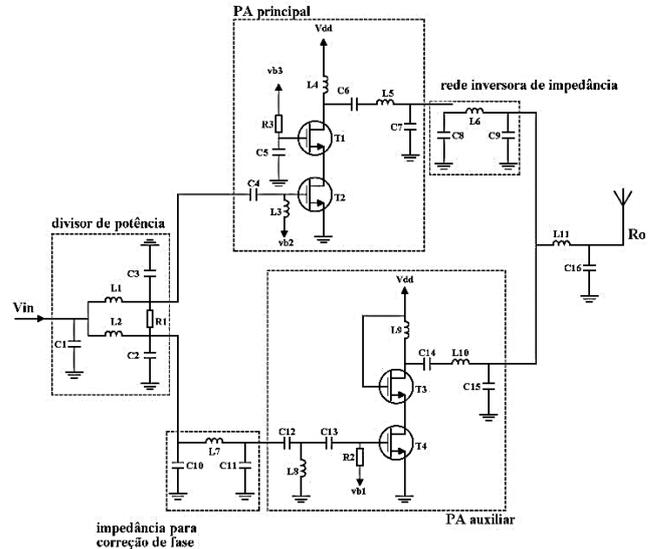


Fig. 2. Esquemático do RFPA Doherty projetado.

III. PRÉ DISTORÇÃO EM BANDA BASE

A. Efeitos não lineares e de memória no RFPA

Fenômenos não lineares que provocam distorções e intermodulações do sinal transmitido em RFPA são devidos ao comportamento não linear do elemento ativo do PA, que resultam na compressão e saturação do ganho.

Efeitos de memória também estão presentes. Os efeitos dinâmicos ocorrem devido a não idealidades na resposta em frequência dos circuitos que compõem o PA, principalmente as redes de casamento de impedância e os circuitos de polarização. Os efeitos de memória fazem com que a saída instantânea do PA seja dependente de informações passadas. Para reproduzir efeitos de memória, devem ser usadas amostras atual e passadas da amplitude da envoltória de entrada, reproduzindo AM-AM (modulação em amplitude - modulação em amplitude) e AM-PM (modulação em amplitude - modulação em fase) dinâmicas [4].

Para realizar a linearização do PA, neste trabalho foi adotada a DPD que consiste em utilizar um modelo comportamental para cancelar as distorções introduzidas pelo RFPA. Portanto, um modelo preciso para realizar a DPD deve modelar tanto os efeitos não lineares quanto os dinâmicos do RFPA.

B. Rede Neural Perceptron de Múltiplas Camadas

Na rede neural perceptron de múltiplas camadas (MLP), é possível trabalhar com ao menos duas camadas ocultas e, desta forma, introduzir funções de ativação não lineares, tornando possível o seu uso em sistemas fortemente não lineares como é o caso dos RFPA.

A rede trabalha com algoritmo de treinamento conhecido como *backpropagation* (retropropagação do erro) onde as saídas primeiramente são estimadas e, após obter uma saída real, o algoritmo se propaga para trás e vai realizando o ajuste dos pesos sinápticos para realizar a correção do erro [5]. Assim, o sinal de erro é subtraído da resposta real. Após várias iterações e com os erros calculados é possível definir qual é a função que obtém o menor custo.

C. Modelo Comportamental para DPD

Para implementar a DPD utilizando redes neurais é necessário primeiramente converter envoltórias complexas dos sinais de entrada e saída em componentes reais. A amostra correspondente a entrada instantânea \check{x}_n é decomposta em componentes de valores reais em amplitude a_n e fase (ângulo polar θ_n), dado por:

$$\check{x}_n = a_n \cdot \exp(j\theta_n). \quad (1)$$

A amostra complexa da saída instantânea \check{y}_n é modificada de forma a obter-se:

$$\check{s}_n = \check{y}_n \cdot \exp(-j\theta_n). \quad (2)$$

E, finalmente, (2) é decomposta em partes real, $Re(\check{s}_n)$, e imaginária, $Im(\check{s}_n)$, conforme:

$$\check{s}_n = Re(\check{s}_n) + jIm(\check{s}_n). \quad (3)$$

O modelo implementado para linearização é mostrado na Fig. 3, que utiliza como entradas para a rede neural as componentes de amplitude da envoltória de entrada nos instantes atual e passados, assim como o seno e o cosseno da diferença entre as componentes de fase da envoltória de entrada em dois instantes consecutivos. Este modelo, por utilizar informações atuais e passadas tanto da amplitude quanto da fase da envoltória de entrada, é capaz de levar em consideração as distorções PM-AM (modulação em fase - modulação em amplitude) e PM-PM (modulação em fase - modulação em fase).

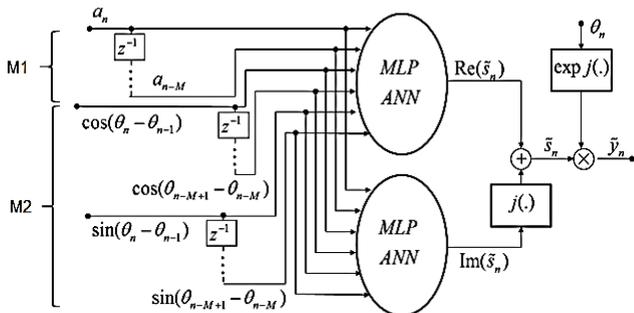


Fig. 3. Diagrama de blocos da rede neural MLP.

Em [6] foi verificado que utilizar memórias diferentes, e com a duração de memória da componente de amplitude maior que a duração de memória da componente de fase, resulta em menor custo computacional e melhor desempenho da rede, gerando erro menor. Desta forma, neste trabalho foi adotado o modelo utilizando durações de memória da fase e da amplitude de entrada diferentes.

IV. RESULTADOS

A. O Amplificador Doherty

O amplificador foi projetado e simulado, para tecnologia CMOS 180 nm, com frequência central de 2,4 GHz, com largura de banda de 10 MHz. Foram realizadas diversas simulações onde foram variadas as potências de entrada.

Na Fig. 4, é mostrada a característica de transferência do RFPA, potência de saída em função da potência de entrada. Também é evidenciado o ponto de compressão de 1 dB (m1), que foi de 22,2 dBm, e a potência de saturação (m2), em que o RFPA atingiu 25,9 dBm.

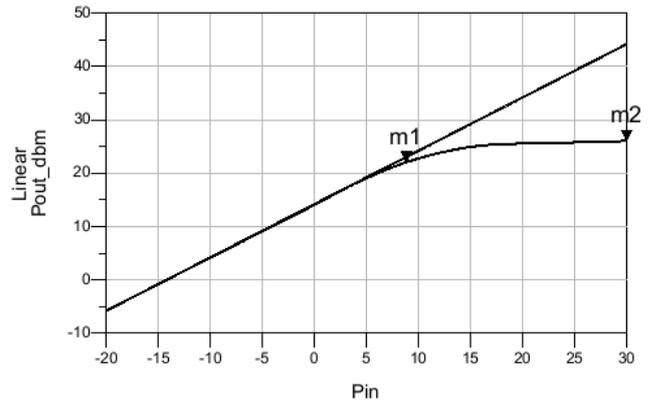


Fig. 4. Potência de saída em função da potência de entrada, m1 é a marcação do OCPI e m2 a potência de saturação.

Na Fig. 5 é mostrada a eficiência de dreno do amplificador Doherty em função da potência de entrada.

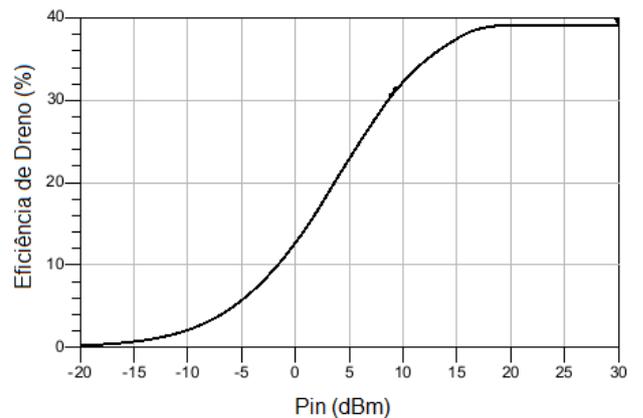


Fig. 5. Eficiência de dreno do RFPA Doherty em função da potência de entrada.

Foi verificado que a eficiência de dreno ficou em 39%, já a PAE, atingiu 34%. Com 6 dB de recuo em relação a potência de saturação, a eficiência de dreno fica em torno de 36% e a PAE cai para 29,8%. O ganho de potência ficou em torno de 15 dB. Na Fig. 6 é mostrada a PAE em função da potência de saída.

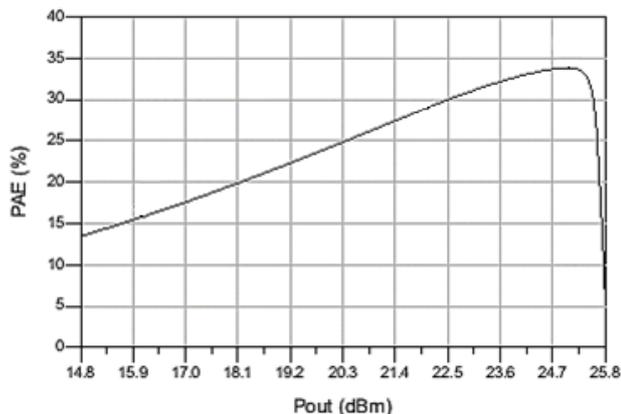


Fig. 6. PAE em função da potência de saída do RFPA.

B. Linearização do amplificador Doherty

Nesta subseção é realizado o confronto entre os desempenhos do amplificador linearizado e não linearizado, em um cenário onde as potências médias de saída são iguais. O sinal de entrada utilizado é um sinal LTE OFDMA com PAPR de 8,8 dB e com largura de banda de 20 MHz. Foram utilizados, para a rede que modela a amplitude, duração de memória (M1) igual a 4 e 14 neurônios (N1). Para a rede neural que modela a componente de fase (M2), foram utilizados duração de memória igual a 1 entrada passada e 14 neurônios (N2).

Na Fig. 7 é mostrado o gráfico da densidade espectral de potência dos sinais de saída do PA, com potência média de saída de 17,82 dBm.

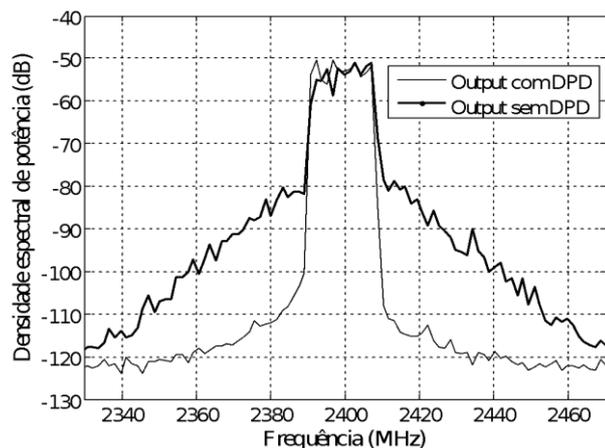


Fig. 7. Densidade espectral de potência, com potência média de saída de 17,82 dBm.

Na Tabela 1 são apresentados os resultados de simulação obtidos. É verificado que o uso da DPD proporcionou melhora de 1,65 dB na potência máxima de

saída do RFPA, a PAE máxima aumentou de 32,97% para 33,95% e o EVM melhorou de 11,49% para 0,38%.

Para o RFPA sem linearização, foram obtidas ACLR *upper* de -30,73 dB e ACLR *lower* de -31,08. Já com o linearizador, o RFPA apresentou ACLR *upper* de -62,82 dB e ACLR *lower* de -60,97 dB. Desta forma, ocorreu melhora de 32,09 dB no ACLR *upper* e 29,89 dB no ACLR *lower* do amplificador com o uso da DPD.

TABELA 1. RESULTADOS OBTIDOS DO RFPA DOHERTY COM E SEM DPD, PARA POTÊNCIAS MÉDIAS DE SAÍDA IGUAIS.

	Psat (dBm)	PAE máx (%)	EVM (%)	ACLR <i>upper</i>	ACLR <i>lower</i>
SEM DPD	24,16	32,97	11,49	-31,08	-30,73
COM DPD	25,81	33,95	0,38	-60,97	-62,82

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi desenvolvido um RFPA em topologia Doherty assimétrica, onde apenas parâmetros concentrados foram utilizados para implementar as redes de um quarto de onda. Foi utilizado o *design kit* do processo CMOS de 180 nm. A linearização do RFPA foi efetuada utilizando uma DPD modelada por uma rede neural onde foram incluídos efeitos de memória e dinâmicos do RFPA. Várias simulações mostrando o RFPA linearizado e não linearizado foram efetuadas. Foi obtida potência de saída máxima para o RFPA de 25,9 dBm com PAE máxima de 34% e 29,8% na região de 6 dB de recuo. Para mesma potência de saída, ocorreu diminuição significativa dos produtos de intermodulação na saída do RFPA com a inclusão da DPD, ocorrendo melhora no ACPR em torno de 30 dB.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao suporte financeiro da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior.

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] H. S. Ruiz and R. B. Pérez, *Linear CMOS RF Power Amplifiers*. New York, NY: Springer, 2014.
- [4] Lima, E. G.; Cunha, T. R.; Pedro, J. C. A Physically Meaningful Neural Network Behavioral Model for Wireless Transmitters Exhibiting PM-AM/PM-PM Distortions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 59, n. 12, p. 3512-3521, Dec. 2011.
- [5] S. Haykin, *Neural Networks: a Comprehensive Foundation*, 2nd edition. New Jersey: Prentice Hall, 1999.
- [6] França, C. Projeto em Tecnologia CMOS e Linearização de um Amplificador Doherty para Sistemas de Comunicações Móveis de 4G. Dissertação de Mestrado. UFPR, 2016.