

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

CAROLINE DE FRANÇA

**PROJETO EM TECNOLOGIA CMOS E LINEARIZAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR  
DOHERTY PARA SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS DE 4G**

CURITIBA

2016

---

F814p

França, Caroline de

Projeto em tecnologia CMOS e linearização de um amplificador Doherty para sistemas de comunicações móveis de 4G / Caroline de França. – Curitiba, 2016.

83 f ; il. color : 30 cm.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2016.

Orientador: Eduardo Gonçalves de Lima – Co-orientador: Bernardo Rego Barros de Almeida Leite

Bibliografia: p. 82-83.

1. Circuitos integrados digitais. 2. Redes neurais (Computação). 3. Processamento de sinais – Técnicas. 4. Semicondutores complementares de óxido metálico (CMOS). I. Universidade Federal do Paraná. II. Lima, Eduardo Gonçalves de. III. Leite, Bernardo Rego Barros de Almeida . IV. Título.

CDD: 621.3815

---

CAROLINE DE FRANÇA

**PROJETO EM TECNOLOGIA CMOS E LINEARIZAÇÃO DE UM AMPLIFICADOR  
DOHERTY PARA SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES MÓVEIS DE 4G**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, no Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima.

Co-orientador: Prof. Dr. Bernardo R. B. de Almeida Leite.

CURITIBA

2016

## **AGRADECIMENTOS**

Ao meu orientador, Prof. Dr. Eduardo Gonçalves de Lima, pelo acompanhamento, compreensão, dedicação e motivação no decorrer do mestrado.

Ao meu co-orientador Prof. Dr. Bernardo R. B. de Almeida Leite pela paciência e colaboração no desenvolvimento do trabalho.

Ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná pelo apoio recebido.

Aos demais professores do GICS, especialmente ao Prof. Dr. André Mariano no esclarecimento de dúvidas e sugestões no início do trabalho.

Aos meus pais pelo apoio, paciência e encorajamento nessa caminhada.

Por fim, agradeço o apoio financeiro recebido da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
Setor TECNOLOGIA  
Programa de Pós Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA  
Código CAPES: 40001016043P4

### TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **CAROLINE DE FRANCA**, intitulada: "**Projeto em Tecnologia CMOS e Linearização de um Amplificador Doherty para Sistemas de Comunicações Móveis de 4G**", após terem inquirido a aluna e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua

APROVAÇÃO.

Curitiba, 12 de Dezembro de 2016.

*Eduardo Gonçalves de Lima*

EDUARDO GONÇALVES DE LIMA  
Presidente da Banca Examinadora (UFPR)

*André Augusto Mariano*  
ANDRÉ AUGUSTO MARIANO  
Avaliador Interno (UFPR)

*Bernardo Rego Barros de Almeida Leite*  
BERNARDO REGO BARROS DE ALMEIDA LEITE  
Coorientador - Avaliador Interno (UFPR)

*Luis Henrique Assumpção Lolis*  
LUIS HENRIQUE ASSUMPCÃO LOLIS  
Avaliador Interno (UFPR)

*Bruno Sens Chang*  
BRUNO SENS CHANG  
Avaliador Externo (UFPR)

## RESUMO

Nos sistemas modernos de telecomunicações sem fio, necessita-se de uma elevada eficiência espectral que é a razão entre a largura de banda ocupada e a taxa de transferência de dados. Isso se deve às altas taxas de transmissão de dados e tem como consequência a utilização da modulação da amplitude (AM) e fase (PM) de uma portadora de rádio frequência (RF). A modulação AM exige linearidade no sistema de transmissão, sobretudo dos amplificadores de potência (PAs). Porém, para se obter alta eficiência energética, o PA necessita operar próximo à saturação, aumentando a sua não linearidade. Com a finalidade de melhorar a eficiência energética dos PAs, porém mantendo o compromisso com a linearidade que as agências reguladoras exigem, existem algumas alternativas, como a de utilizar um linearizador em cascata com um PA de topologia mais eficiente. Portanto, neste trabalho é proposto o projeto de um RFPA em topologia Doherty adequado para fabricação com processo CMOS (*complementary metal-oxide-semiconductor*) de 180 nm. O amplificador principal é polarizado em classe AB e o efeito de modulação é proporcionado por um amplificador auxiliar em classe C com uma rede inversora de impedância. Em seguida é realizada a linearização do RFPA com o uso da técnica da pré-distorção digital em banda base (DPD). Esta técnica necessita de um modelo comportamental para o amplificador o qual é realizado através do uso de redes neurais artificiais (ANNs). Em específico neste trabalho foram propostas modificações para modelos comportamentais já utilizados com o objetivo de melhorar o compromisso entre a complexidade computacional e a precisão na execução de linearização de amplificadores. Resultados importantes foram encontrados na modelagem comportamental. Em um cenário de mesma quantidade de parâmetros, foram obtidas reduções entre 2,5 dB e 5 dB no erro quadrático médio normalizado (NMSE) usando o modelo comportamental proposto. Em um segundo cenário, em uma situação de precisão comparável (NMSE=-50 dB), foi observado que o modelo proposto pode reduzir o número de parâmetros na rede de 146 para 106. Utilizando sinal OFDMA com PAPR de 9,7 dB, ocorreu melhora de 8,64 dB no ACLR *upper* e 9,95 dB no ACLR *lower* do amplificador com uma rodada de linearização utilizando a DPD. Nesta etapa, o EVM diminuiu de 11,34% para 2,54%, utilizando o linearizador. Realizando novamente a DPD do resultado anterior, a melhoria do ACLR foi de 32,09 dB no ACLR *upper* e 29,89 dB no ACLR *lower*. Os parâmetros de EVM também diminuíram substancialmente com a linearização, sendo de 11,49% para 0,38% para segunda rodada de linearização. Verificando outros parâmetros do PA, foi notado aumento de até 1,94 dBm da potência máxima de saída, já a PAE máxima aumentou em até 2,97% utilizando a DPD. Somente para o caso com duas rodadas de linearização o amplificador atinge completamente as especificações da norma IEEE 802.11n.

Palavras chave: CMOS 180 nm, Doherty, modelagem comportamental, pré-distorção digital em banda base, redes neurais artificiais.

## ABSTRACT

In modern wireless systems, high spectral efficiency which is the ratio between occupied bandwidth and data transfer rate is necessary. This is due high data transfer rates and causes the use of amplitude (AM) and phase (PA) modulation of the carrier. The AM modulation requires linearity in the transmitter chain, especially of power amplifiers (PAs). However, with the objective to obtain high power efficiency, the PA must be driven until saturation, what increases its non-linearity. In order to improve the power efficiency of PAs, but, keeping the commitment of linearity with the standards of regulatory agencies, there are some alternatives, as to use a linearizer cascaded with an amplifier whose topology allows high efficiency. Therefore, in this work a RFPA design in Doherty topology suitable to 180 nm CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor) process is proposed. In this topology, the main amplifier is biased in class AB. The load modulation effect is achieved by an auxiliary amplifier biased in class C followed by a dephasing network. Digital baseband predistortion (DPD) is applied to linearize the designed PA. However, in this technique a behavioral model for the amplifier is necessary. Such model is based on a multi-layer perceptron artificial neural network model. Particularly, in this work modifications into a previous behavioral model are proposed with the purpose of decreasing the number of parameters of the network in order to have low computational cost to implement the linearization. Important results were found in the Behavioral Modeling. In a scenario of the same number of parameters, reductions between 2.5 dB and 5 dB in the normalized mean square error (NMSE) were found using the proposed behavioral model. In a second scenario, in a situation of comparable modeling accuracy (NMSE=-50 dB) it was observed that the proposed model can reduce the number of parameters from 146 to 106. Applying in the input an OFDMA signal with PAPR of 9.7 dB, the ACLR was improved in 8.64 dB in the ACLR upper and in 9.95 dB in the ACLR lower in the first sequence of linearization. In this stage, the EVM decreased from 11.34% to 2.54%. For the second sequence of linearization, in the output the ACLR was improved in 32.09 dB in the ACLR upper and in 29.89 dB in the ACLR lower. The EVM was decreased from 11.49% to 0.38%. The saturated power was increased in 1.94 dBm. The use of DPD provided an improvement of 2.97% in the peak PAE. Only for the case with two linearization sequences the PA fulfills completely the IEEE 802.11n.

Key-words: CMOS 180 nm, Doherty, behavioral model, digital baseband predistortion, artificial neural network.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Diagrama de blocos de amplificador linearizado com pré-distorção digital em banda base.....	17
Figura 2 - Característica de transferência do PA e da DPD. ....	17
Figura 3 - Diagrama do modelo em caixa preta do PA.....	19
Figura 4 - Efeitos da intermodulação em simulação a dois tons. ....	20
Figura 5 - Diagrama da rede <i>perceptron</i> de múltiplas camadas. ....	25
Figura 6 - Diagrama da rede neural de função de base radial. ....	27
Figura 7 - Diagrama de blocos do modelo comportamental para RFPAs proposto em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011). ....	28
Figura 8 - Diagrama de blocos do modelo proposto em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014).....	29
Figura 9 - Diagrama de blocos do modelo proposto em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015).....	30
Figura 10 - Diagrama de blocos do modelo proposto para a modelagem do PA. ....	32
Figura 11 - Diagrama do transmissor. ....	33
Figura 12 - Curva da potência de saída em relação à potência de entrada e ponto de compressão de 1 dB.....	35
Figura 13 - Razão de vazamento de canal adjacente para primeira e segunda bandas adjacentes. ....	36
Figura 14 - Representação em fasor de I/Q para se obter o EVM. ....	37
Figura 15 - Classes de operação de amplificadores de potência baseadas na curva característica de um amplificador genérico. ....	39
Figura 16 - Diagrama de um amplificador Doherty clássico. ....	41
Figura 17 - Esquemático do efeito de modulação de carga. ....	41
Figura 18 - Linha de transmissão utilizada para transformação de impedância.....	42
Figura 19 - Fluxograma da modelagem comportamental realizada pelas redes neurais. ....	49
Figura 20 - Divisor de potência com duas saídas, topologia Wilkinson. ....	52
Figura 21 - Perdas de potência do divisor de potência. Parâmetros S12 e S13. ....	53
Figura 22 - Amplificador principal, topologia cascode modificado com polarização diferenciada do transistor porta comum. ....	54
Figura 23 - Parâmetros S do amplificador principal.....	55

Figura 24 - Potência de saída e PAE do amplificador principal.....	55
Figura 25 - Amplificador auxiliar, topologia cascode. ....	56
Figura 26 – Parâmetros S de entrada do amplificador auxiliar.....	56
Figura 27 - Potência de saída e PAE do amplificador auxiliar.....	57
Figura 28 - Esquemático completo do amplificador Doherty projetado. ....	57
Figura 29 - Parâmetros S do RFPA Doherty. ....	60
Figura 30 - Parâmetro de estabilidade de entrada para o RFPA Doherty. ....	60
Figura 31 - Parâmetro de estabilidade de saída para o RFPA Doherty.....	61
Figura 32 - Característica de transferência de Pin x Pout. ....	62
Figura 33 - Gráfico da PAE do RFPA em função da potência de entrada.....	62
Figura 34 - Gráfico da eficiência do RFPA Doherty em relação à potência de entrada. .....	63
Figura 35 - PAE em função da potência de saída do amplificador.....	63
Figura 36 – Distribuições de correntes entre o amplificador principal e auxiliar em função da potência de saída. ....	64
Figura 37 - Conversão AM-AM. Amplificador Doherty com sinal LTE de largura de banda de 20 MHz. ....	66
Figura 38 - Conversão AM-PM. Amplificador Doherty com sinal LTE de largura de banda de 20 MHz. ....	66
Figura 39 - Modelo comportamental para amplificadores de potência utilizado neste capítulo.....	68
Figura 40 – Modelagem com rede neural <i>perceptron</i> . Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem comportamental do RFPA CMOS Doherty: caso 1 e caso 2 com $M1 > M2$ . ....	69
Figura 41 – Modelagem com rede neural <i>perceptron</i> . Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem comportamental do RFPA CMOS Doherty: caso 1 e caso 2 com $M2 > M1$ . ....	70
Figura 42 - Característica de transferência do RFPA Doherty. ....	71
Figura 43 - Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem da característica de transferência inversa do RFPA CMOS Doherty: caso 2 com $M1 > M2$ .....	72
Figura 44 - Característica de transferência da DPD.....	73
Figura 45 - Densidade espectral de potência para primeira rodada de linearização com: $M1=4$ , $M2=1$ , $N1=14$ e $N2=12$ . Potência média de entrada de 5,5 dBm e potência	

média de saída de 18,97 dBm. Utilizado sinal OFDMA de 20 MHz de largura de banda e PAPR de 8,8 dB. ....75

Figura 46 - Densidade espectral de potência para segunda rodada de linearização com:  $M_1=4$ ,  $M_2=1$ ,  $N_1=N_2=14$ . Potência média de saída de 17,82 dBm. Utilizado sinal OFDMA de 20 MHz de largura de banda e PAPR de 8,8 dB. ....77

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Eficiência máxima e ângulo de condução para cada classe de operação de amplificador. ....	39
Tabela 2 - Especificações de PAs Doherty CMOS para a frequência de 2,4 GHz. ....	43
Tabela 3 - Especificações para o padrão 3G. ....	50
Tabela 4 - Especificações para o padrão 4G. ....	51
Tabela 5 - Especificações para o 802.11n (Wlan). ....	51
Tabela 6 – Dimensões dos componentes utilizados no esquemático da Figura 28. ....	58
Tabela 7 - Dados do RFPA Doherty com sinal de entrada LTE de 20 MHz. ....	65
Tabela 8 - Resultados simulados para RFPA com e sem DPD, para primeira rodada de linearização. ....	76
Tabela 9 - Resultados simulados para RFPA com e sem DPD, para segunda rodada de linearização. ....	78

## SIGLAS

3G	terceira geração de telefonia móvel
4G	quarta geração de telefonia móvel
ACLR	razão de vazamento de canal adjacente
ACI	canal adjacente
ADS	<i>Keysight Advanced Design System</i>
ANNS	redes neurais artificiais
ca	corrente alternada
cc	corrente contínua
CMOS	<i>complementary metal-oxide-semiconductor</i>
DPD	pré-distorção digital em banda base
<i>driver</i>	pré-amplificador
DSP	<i>digital signal processor</i>
EER	eliminação e restauração de envoltória
ET	<i>envelope-tracking</i>
EVM	magnitude do vetor de erro
IF	frequência intermediária
IM3	intermodulação de terceira ordem
IM5	intermodulação de quinta ordem
LTE	<i>long term evolution</i>
MLP	rede neural <i>perceptron</i> de múltiplas camadas
OCP1	ponto de compressão de 1 dB
OFDMA	<i>orthogonal frequency-division multiple access</i>
PA	amplificador de potência
PAE	<i>power-added efficiency</i>
PAPR	<i>peak-to-average power ratio</i>
RBF	rede neural de função de base radial
RFPA	amplificador de potência de rádio frequência
RF	rádio frequência
WCDMA	<i>wide-band code-division multiple access</i>

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>12</b>
1.1 OBJETIVOS .....	14
1.1.1 Objetivo geral .....	14
1.1.2 Objetivos específicos .....	14
1.1.3 Organização da dissertação .....	15
<b>2 LINEARIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES .....</b>	<b>16</b>
2.1 PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL EM BANDA BASE .....	16
2.2 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES .....	18
2.2.1 Efeitos não lineares e de memória de amplificadores .....	19
2.2.2 Comportamento passa-banda do amplificador e o modelo passa-baixas.....	21
2.3 REDES NEURAIS ARTIFICIAIS.....	24
2.3.1 Rede neural <i>perceptron</i> de múltiplas camadas.....	24
2.3.2 Rede neural de função de base radial .....	26
2.4 ESTADO DA ARTE EM MODELOS COMPORTAMENTAIS PARA RFPAs BASEADOS EM REDES NEURAIS DE VALORES REAIS.....	27
2.5 NOVA ABORDAGEM PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE RFPAs BASEADA EM REDES NEURAIS DE VALORES REAIS .....	31
<b>3 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RF .....</b>	<b>33</b>
3.1 EFICIÊNCIA DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA .....	34
3.2 LINEARIDADE DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA.....	34
3.3 CLASSES DE OPERAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA .....	38
3.4 AMPLIFICADOR DOHERTY .....	39
<b>4 METODOLOGIA DE PROJETO: MATERIAIS E MÉTODOS.....</b>	<b>46</b>
4.1 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO AMPLIFICADOR DE RF .....	46
4.1.1 Modelagem de PAs com a rede neural <i>perceptron</i> .....	47
4.1.2 Modelagem de PAs com a rede neural RBF .....	48
4.1.3 Avaliação dos desempenhos das redes neurais .....	48
4.2 PADRONIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR PARA O 3G/4G .....	50
4.3 DESENVOLVIMENTO DO AMPLIFICADOR DE RF .....	51
4.3.1 Amplificador Doherty .....	51
<b>5 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO AMPLIFICADOR DOHERTY.....</b>	<b>59</b>
5.1 SIMULAÇÕES DE PEQUENOS SINAIS – PARÂMETROS S .....	59
5.2 SIMULAÇÕES DE EQUILÍBRIO HARMÔNICO .....	61

5.3 SIMULAÇÃO COM SINAL LTE .....	64
<b>6 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO PRÉ-DISTORSOR.....</b>	<b>67</b>
6.1 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO AMPLIFICADOR.....	67
6.2 LINEARIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR .....	71
<b>7 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO AMPLIFICADOR LINEARIZADO DOHERTY ..</b>	<b>74</b>
7.1 SIMULAÇÃO DO RFPA LINEARIZADO COM SINAL LTE .....	74
<b>8 CONCLUSÕES .....</b>	<b>79</b>
<b>9 TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>81</b>
<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>82</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nos sistemas de comunicações sem fio modernos, a demanda por altas taxas de transmissão de dados é crescente. Este fator é especialmente motivado pela grande variedade de novos serviços oferecidos para essa classe de dispositivos, os quais têm atraído uma grande quantidade de novos usuários. Portanto, devido à banda limitada, o espectro eletromagnético reservado para esse serviço está se tornando cada vez mais escasso. Com a finalidade de melhorar a eficiência espectral, são utilizados métodos de modulação da amplitude e fase da portadora em rádio frequência (RF) (RAAB; ASBECK; CRIPPS; KENINGTON; POPOVIC; POTHECARY; SEVIC; SOKAL, 2002). Porém, sistemas que trabalham com sinais de envoltória não constante têm que satisfazer altas exigências de linearidade a fim de não degradar a qualidade do serviço.

A técnica de modulação de *downlink* utilizada na tecnologia *long term evolution* (LTE), e de *uplink* e *downlink* para sistemas Wlan (rede de área local sem fio), é a *orthogonal frequency-division multiple access* (OFDMA). Este método divide a banda de frequência da portadora em pequenas subportadoras ortogonais entre si, permitindo que vários usuários compartilhem a banda. Este método proporciona menor latência da rede, desta forma, obtém-se melhor eficiência espectral. Entretanto, o sinal OFDMA possui alto *peak-to-average power ratio* (PAPR), ou seja, alta razão entre a potência máxima e a potência média do sinal a ser transmitido e, por fim, o amplificador opera na maior parte do tempo em uma região de baixo rendimento.

O desenvolvimento de transmissores com baixo consumo energético é essencial para maximizar a autonomia da bateria. O circuito determinante, tanto em termos de eficiência quanto em termos de linearidade para o transmissor de sistemas sem fio, é o amplificador de potência de rádio frequência (RFPA). Para que o amplificador opere de forma linear e, desta forma, não ocorra distorções do sinal transmitido, é essencial o uso de amplificadores lineares como o Classe A ou Classe AB. Porém, esses amplificadores não alcançam alto desempenho na região de recuo de até 6 dB, porque eles obtêm máxima eficiência em um único nível de potência, próxima à saturação, e quando o RFPA é colocado na região de recuo, a eficiência cai drasticamente (CRIPPS, 2006).

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 (CRIPPS, 2006 – KENINGTON, 2000). Amplificador de 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 (CRIPPS, 2006). 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: *feed-forward*, *feed-back* e a pré-distorção digital em banda base (DPD) (KENINGTON, 2000). As duas primeiras técnicas são implementadas através de circuitos no esquemático do próprio RFPA. Já a última (DPD), é um processo que se utiliza de circuitos digitais extras para a sua implementação, como por exemplo os dispositivos lógicos programáveis (FPGA) e os processadores de sinais digitais (DSP). Nos últimos anos, a DPD tem se destacado como método de linearização mais utilizado, devido ao seu custo reduzido e aos benefícios de flexibilidade e precisão oferecidos pelos circuitos digitais.

A técnica da pré-distorção necessita de um modelo comportamental para o RFPA e, desta forma, devido ao RFPA trabalhar sob regime não linear dinâmico, a modelagem de RFPA's pode ser feita usando séries de Volterra ou redes neurais artificiais (PEDRO; MAAS, 2005). As séries de Volterra podem ser descritas como séries de Taylor com memória. Porém, as séries de Volterra exigem um maior número de parâmetros em relação às redes neurais artificiais, gerando grandes erros de extrapolação. Assim, optou-se neste trabalho em utilizar apenas redes neurais para a modelagem e aperfeiçoamento de modelos comportamentais de PAs, visto que essas redes podem aproximar qualquer tipo de função contínua com bom desempenho sem o conhecimento prévio da estrutura física dos PAs.

Na modelagem comportamental, o objetivo é de avaliar e estudar o comportamento do PA apenas com o uso dos sinais de entrada e saída de um PA. As redes a serem estudadas são denominadas como *perceptron* e rede de função de base radial (RBF).

## 1.1 OBJETIVOS

### 1.1.1 Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo o projeto de um amplificador de potência de rádio frequência para sistemas de comunicações móveis em arquitetura Doherty, que possui alta eficiência de recuo, utilizando tecnologia *complementary metal-oxide-semiconductor* (CMOS) de 180 nm. Posteriormente, será realizada a linearização do RFPA utilizando a técnica da pré-distorção digital em banda base para adequar às normas de linearidade do IEEE802.11n.

### 1.1.2 Objetivos específicos

Em específico, o objetivo é de desenvolver um RFPA em arquitetura Doherty simétrica e clássica, composto por um amplificador em Classe AB, um amplificador em Classe C, um *splitter* e linhas de transmissão de um quarto de onda, que neste trabalho serão representados por *lumped components*. O amplificador será projetado utilizando tecnologia CMOS 180 nm. O amplificador Doherty será projetado e simulado no *software* Keysight *Advanced Design System* (ADS).

Para a realização da pré-distorção será utilizado um modelo comportamental para o RFPA, que por fim será executada por uma rede neural *perceptron* de múltiplas camadas (MLP) e simulada no *software* Matlab.

Por fim, será realizada uma simulação em cascata do pré-distorsor com o amplificador a fim de obter um RFPA linearizado, que possua alta eficiência energética e dentro dos parâmetros de linearidade exigidos pela norma IEEE802.11n, que limita potência de saída e define limites máximos para parâmetros de linearidade como a razão de vazamento do canal adjacente (ACLR), da magnitude do vetor de erro (EVM), entre outros.

### 1.1.3 Organização da dissertação

Este trabalho está organizado da seguinte forma. No Capítulo 1 são apresentados as motivações e os objetivos deste trabalho. No Capítulo 2 é descrita a linearização de amplificadores e apresentado o método de linearização através da pré-distorção digital em banda base e como executá-lo utilizando redes neurais. No Capítulo 3 são introduzidos os conceitos básicos de amplificadores de potência de rádio frequência, são apresentadas as métricas de avaliação e a topologia Doherty. No Capítulo 4 são apresentados os materiais e métodos para a realização do trabalho, como simulações e gráficos de cada PA simulado individualmente. No Capítulo 5 são realizadas simulações e análises do RFPA Doherty completo. No Capítulo 6 é executada uma nova abordagem para a linearização do RFPA e são realizadas análises com o resultado obtido. No Capítulo 7 é realizada a junção do RFPA Doherty mais a linearização do mesmo e, desta forma, são apresentadas as simulações completas. No Capítulo 8 são realizadas as conclusões finais do trabalho.

## 2 LINEARIZAÇÃO DE AMPLIFICADORES

O desenvolvimento de transmissores de celulares que possuam alta eficiência energética, mas que respeitem os requisitos de linearidade, é o foco de desenvolvimento no setor de telecomunicações. Esse objetivo pode ser alcançado com o uso de linearizadores em cascata com amplificadores não lineares que possuam alto rendimento. Existem vários métodos para realizar a linearização do PA e assim compensar ou reduzir a distorção causada pelo dispositivo. Dentre os métodos mais comuns para realizar a linearização do PA existem as técnicas do *feedback*, *feed-forward*, pré-distorção, entre outras. A técnica da pré-distorção digital é bastante eficaz, pois permite que se trabalhe com funções complexas, como é o caso do amplificador de potência, porém, que são de fácil implementação com o uso desta técnica (TEIKARI, 2008).

### 2.1 PRÉ-DISTORÇÃO DIGITAL EM BANDA BASE

A pré-distorção pode ser a nível de RF ou em banda base. A pré-distorção em RF é implementada de maneira analógica e, dessa forma, torna-se uma tarefa bastante difícil a obtenção de modelos de alta precisão e complexidade. Já a pré-distorção em banda base é realizada digitalmente, usufruindo, dessa forma, dos benefícios de flexibilidade e baixo custo dos dispositivos lógicos programáveis, em especial sua capacidade de implementar mapeamentos de entrada-saída arbitrários com alta precisão (TEIKARI, 2008). Portanto, a técnica da pré-distorção digital (DPD) permite trabalhar com modelos de alta precisão. A DPD em banda base seguida pelo PA é verificada na Figura 1. Na pré-distorção digital em banda base é proposto que a DPD seja colocada em cascata com o PA e, assim, na saída da cascata é obtido um sinal que é uma réplica linear do sinal de entrada da cascata. Nesta técnica, são compensados os efeitos não lineares do PA permitindo que o amplificador possa trabalhar em uma região de maior eficiência.

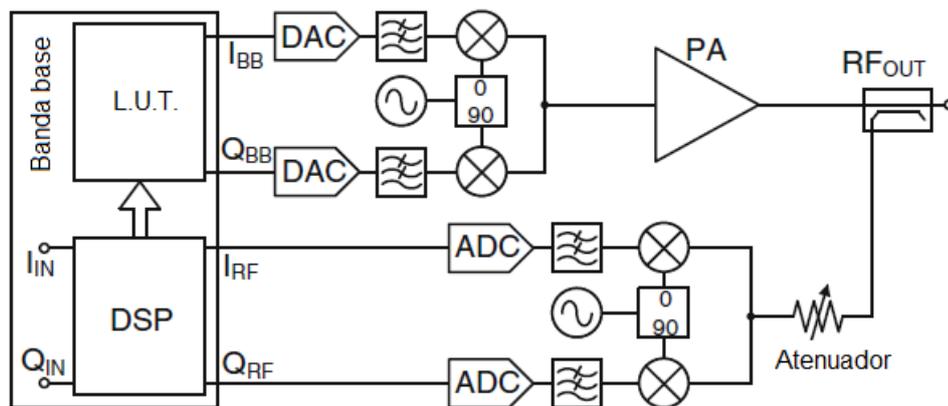


Figura 1 - Diagrama de blocos de amplificador linearizado com pré-distorção digital em banda base.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014.

A DPD lineariza o PA pela geração de uma função de característica de transferência não linear que é a função da característica de transferência inversa do PA. Desta forma, o sinal transmitido que passa pela DPD, e por fim no PA, possui uma amplificação aproximadamente linear, como pode ser verificado na Figura 2.

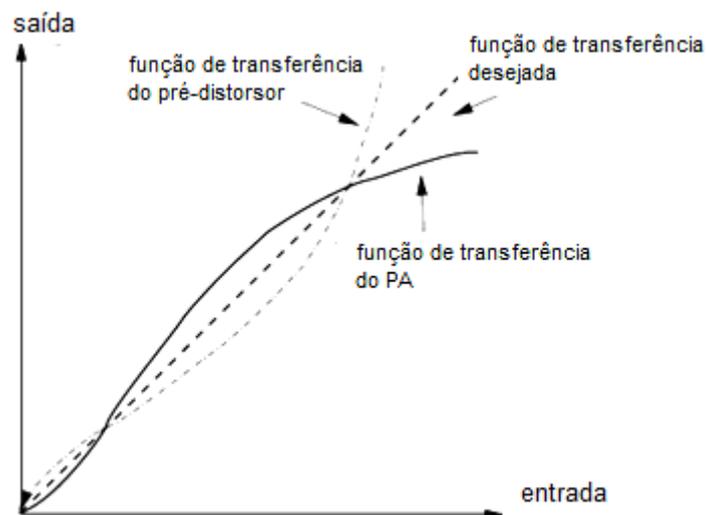


Figura 2 - Característica de transferência do PA e da DPD.  
Fonte: TEIKARI, 2008.

A não linearidade da função de transferência do PA deve ser corrigida pela DPD, porém, efeitos de memória também devem ser compensados a fim de não ocorrer distorção do sinal. Nos sistemas digitais utilizados nos transmissores de celulares algumas poucas distorções são toleradas. O nível de tolerância a distorções nesses sistemas é determinado pela habilidade dos códigos utilizados na DPD de fazer a correção de erros (TEIKARI, 2008). O principal efeito da presença de não

linearidades no comportamento do PA, possível de ser avaliado na resposta em frequência do amplificador, é quando *spectral regrowth* (produtos de intermodulações) aparece na saída do PA, gerando o vazamento de potência nos canais adjacentes, que acabam causando interferência do canal adjacente (ACI) e, por fim, interferência entre usuários vizinhos. Desta forma, é necessário projetar a DPD para que não ocorra essa interferência.

Outro aspecto importante no desenvolvimento da DPD é a correção dos efeitos de memória resultantes do projeto do RFPA.

## 2.2 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE AMPLIFICADORES

Para se projetar sistemas de telecomunicações ou linearizar RFPAs, é necessário o conhecimento do modelo do amplificador. A modelagem de amplificadores pode ser realizada a nível de circuito e, assim, é necessário conhecer cada componente do circuito, ou a nível de sistema, também conhecido como modelagem comportamental. Na modelagem comportamental o PA é tratado como se fosse uma caixa preta, onde é necessário apenas o conhecimento dos dados de entrada e de saída do amplificador.

Na Figura 3 é apresentado o modelo em caixa preta do PA. É necessário o conhecimento prévio do modelo comportamental que será utilizado para a modelagem. Este modelo comportamental é constituído de uma equação matemática que possui coeficientes ajustáveis. Neste modelo os parâmetros devem ser otimizados com o objetivo de minimizar o erro definido como a diferença entre a saída medida no PA e a saída estimada pelo modelo. Para identificar o modelo, são necessários o conhecimento de  $in(n)$ , que são os dados aplicados na entrada do PA, e  $out(n)_{medido}$ , que são os dados medidos na saída do PA. Os dados medidos no PA devem ser separados em duas partes: uma parte vai para se identificar o modelo do PA e a outra parte será utilizada para se avaliar o desempenho do modelo e, desta forma, verificar quão fiel é o modelo obtido, comparando-se as saídas medidas no amplificador e estimadas pelo modelo.

A escolha da equação matemática que descreve o modelo comportamental é de fundamental importância. Esta equação deve ser capaz de reproduzir os comportamentos não lineares e dinâmicos observados em PAs.

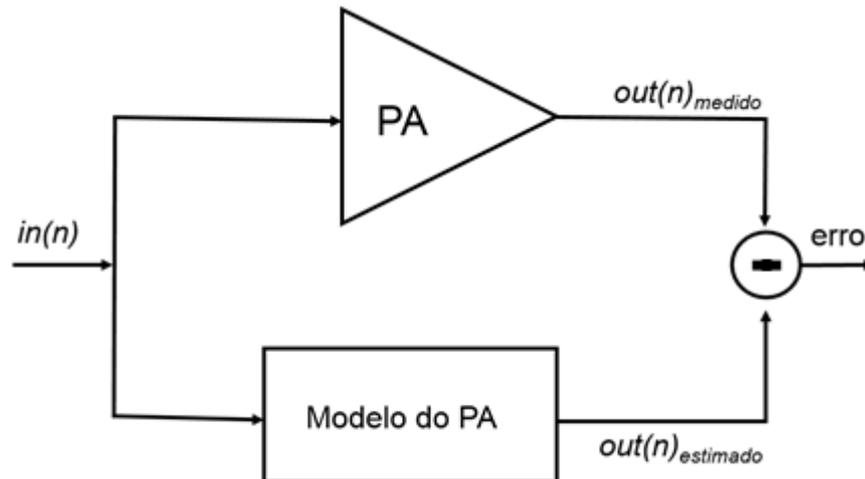


Figura 3 - Diagrama do modelo em caixa preta do PA.  
Fonte: A AUTORA.

### 2.2.1 Efeitos não lineares e de memória de amplificadores

O principal efeito não linear observado em PAs é a variação do ganho de potência em função da potência de entrada ao qual o amplificador está submetido. Quando o amplificador está operando com altas potências de entrada o comportamento não linear do amplificador é aparente na forma de compressão do ganho de potência. Além disso, todo amplificador apresenta uma potência de saída máxima, chamada de saturação.

Uma das maneiras de verificar o comportamento não linear do PA é através da curva de potência de entrada em função da potência de saída ( $P_{in} \times P_{out}$ ) a 1 tom. Com excitações a 1 tom, os efeitos não lineares do amplificador resultam em distorções harmônicas, ou seja, em frequências múltiplas inteiras da frequência de excitação. Quando o amplificador está sujeito a excitações a 2 ou mais tons, além de causar distorções harmônicas, as não linearidades presentes no PA resultam também nas distorções de intermodulação. Essas intermodulações resultam no alargamento da banda principal ocasionando assim a interferência entre usuários vizinhos. Um exemplo da geração de produtos da intermodulação em um PA sujeito a uma excitação a 2 tons é mostrado na Figura 4.

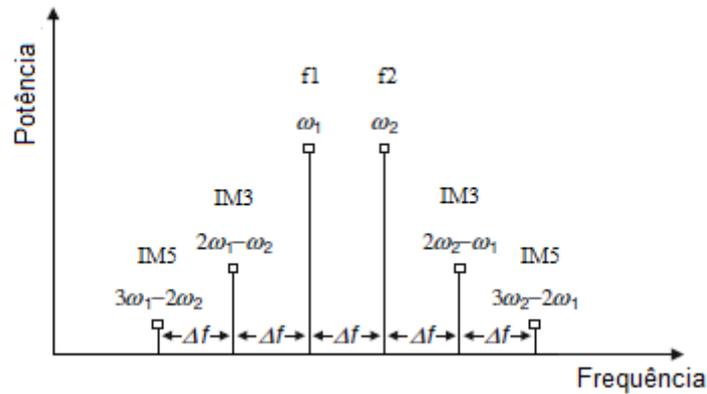


Figura 4 - Efeitos da intermodulação em simulação a dois tons.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014.

Efeitos de memória são características dos circuitos que não podem ser descritas pela função de transferência não linear estática do circuito. Esse aspecto faz com que seja difícil prever a resposta de circuitos que são submetidos a portadoras moduladas por envoltórias complexas, baseando-se em simulações que levam em conta apenas o estado estático do circuito. Desta forma, os efeitos de memória são distorções que dependem também de efeitos dinâmicos.

Os efeitos dinâmicos ou de memória ocorrem devido a não idealidades na resposta em frequência dos circuitos que compõem o PA. Os efeitos de memória fazem com que a saída instantânea do PA seja dependente de informações passadas. Podemos classificar os efeitos de memória em efeitos de altas frequências e efeitos de baixas frequências. Os efeitos de memória de alta frequência são caracterizados como eventos de curta duração em que a constante de tempo é muito inferior ao inverso da frequência máxima da envoltória. Os efeitos de memória de alta frequência são causados por: redes de casamento de impedância, transistores (tempo de transição dos dispositivos) e filtros passa-banda. O principal responsável pelo efeito de memória de alta frequência presente nos PAs são as redes de casamento de impedância que, por terem que apresentar determinados comportamentos em frequências harmônicas da portadora, acabam possuindo resposta em frequência não uniforme em torno da frequência da portadora. Já os efeitos de memória de baixa frequência são eventos de longa duração em que a constante de tempo é superior ao inverso da frequência máxima da envoltória. Os efeitos de memória de baixa frequência são causados por: efeitos térmicos (devido à potência dissipada no transistor), circuitos de polarização, correção de *offset*, entre outros.

### 2.2.2 Comportamento passa-banda do amplificador e o modelo passa-baixas

Em sistemas de comunicações sem fio, os sinais de RF de entrada,  $x(n)$ , e de saída,  $y(n)$ , do PA podem ser descritos por:

$$x(n) = \Re[\check{x}(n)\exp(j\omega_c n)] = a(n) \cos[\omega_c n + \theta_n], \quad (1)$$

$$y(n) = \Re[\check{y}(n)\exp(j\omega_c n)] = b(n) \cos[\omega_c n + \phi_n + \theta_n], \quad (2)$$

onde  $\omega_c$  é a frequência da portadora, da ordem de alguns GHz, e  $\check{x}(n)$  e  $\check{y}(n)$  são as envoltórias de valor complexo, com larguras de banda da ordem de MHz. As envoltórias complexas podem ser decompostas em coordenadas polares de acordo com:

$$\check{x}(n) = x_I(n) + jx_Q(n) = a(n) \exp(j\theta_n), \quad (3)$$

$$\check{y}(n) = y_I(n) + jy_Q(n) = b(n) \exp(j(\phi_n + \theta_n)), \quad (4)$$

onde  $x_I$  é a parte real da envoltória de entrada,  $x_Q(n)$  é a parte imaginária da envoltória de entrada,  $y_I(n)$  é a parte real da envoltória de saída,  $y_Q(n)$  é a parte imaginária da envoltória de saída,  $a(n)$  é a amplitude da envoltória de entrada,  $b(n)$  é a amplitude da envoltória de saída,  $\theta_n$  é a fase da envoltória de entrada e  $\phi_n + \theta_n$  é a fase da envoltória de saída.

Portanto, os sinais de RF de entrada e saída nos transmissores são sinais passa-banda onde a frequência central (igual a da portadora) é muito maior que a largura de banda da envoltória, ou seja, apresentam energia não nula apenas em frequências em torno da portadora (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011).

Em um modelo discreto no tempo, a frequência de amostragem deve respeitar o critério de Nyquist. Um modelo que relacione os sinais de RF de entrada,  $x(n)$ , e de

saída,  $y(n)$ , do PA, chamado modelo passa-banda, deve ter uma frequência de amostragem muito alta, da ordem de algumas vezes a frequência da portadora. Além disso, nesse caso a duração dos efeitos de memória em baixas frequências (de longa duração) é muito superior ao intervalo de amostragem. Dessa forma, para representar efeitos de memória em baixas frequências, um modelo sem realimentação deve estimar a saída atual como uma função da entrada atual e de uma grande quantidade de amostras de entrada passadas. Portanto, torna-se inviável a implementação de algoritmos para linearização à nível RF, pois a quantidade de amostras é muito grande, exigindo assim alta complexidade computacional (SILVA, 2014).

Com a finalidade de simplificar o modelo, os linearizadores que se utilizam da pré-distorção digital em banda base adotam o modelo equivalente passa-baixas. Nesta abordagem, o modelo comportamental relaciona apenas as envoltórias de valor complexo,  $\check{x}(n)$  e  $\check{y}(n)$ , que possuem frequências centrais nulas, com largura de banda de poucos MHz. Devido ao modelo passa-baixas ser insensível à informação da frequência da portadora, modelos discretos no tempo e sem realimentação podem utilizar uma frequência de amostragem da ordem de MHz, fazendo com que as durações dos efeitos de memória mais lentos sejam iguais a algumas vezes o intervalo de amostragem. Dessa forma, a saída atual depende de apenas algumas poucas amostras passadas.

Porém, os modelos passa-baixas têm que obedecer a certas restrições impostas pelo comportamento passa-banda do transmissor. Em particular, apenas um subconjunto de contribuições que assumem que a saída é uma função ímpar da entrada são capazes de reproduzir o comportamento passa-banda do PA.

Um modelo equivalente passa-baixas deve ser capaz de representar as seguintes distorções:

I) AM-AM (modulação em amplitude - modulação em amplitude): indica como a amplitude da envoltória de saída varia em função da amplitude da envoltória de entrada;

II) AM-PM (modulação em amplitude - modulação em fase): indica como a diferença entre as fases das envoltórias de saída e entrada varia em função da amplitude da envoltória de entrada.

Para reproduzir AM-AM e AM-PM, o modelo deve ser capaz de estimar a saída instantânea complexa como uma função não linear da amplitude da envoltória de entrada. Para reproduzir efeitos de memória, devem ser usadas amostras atual e passadas da amplitude da envoltória de entrada, reproduzindo AM-AM e AM-PM dinâmicas (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011), de acordo com:

$$\check{y}(n) = fnl[a(n), \dots a(n - M)] \exp(j\theta_n). \quad (5)$$

Observe que, nestes modelos que reproduzem AM-AM e AM-PM dinâmicas, a informação  $\exp(j\theta_n)$  é copiada diretamente da entrada para a saída. Em outras palavras, a saída instantânea complexa depende apenas da informação instantânea da fase de entrada. Usar informações passadas apenas da amplitude de entrada permite modelar apenas os efeitos de memória de baixa frequência, uma vez que a amplitude de uma envoltória está localizada em banda base (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011). Se for necessário também modelar os efeitos de memória de alta frequência, informações passadas da fase de entrada também devem ser utilizadas.

Nesse caso, as seguintes distorções também devem ser modeladas:

I) PM-AM (modulação em fase - modulação em amplitude): indica como a amplitude da envoltória de saída varia em função da variação da fase da envoltória de entrada;

II) PM-PM (modulação em fase - modulação em fase): indica como a diferença entre as fases das envoltórias de saída e entrada varia em função da variação da fase da envoltória de entrada.

Neste modelo mais completo, a saída complexa é estimada da seguinte forma:

$$\check{y}(n) = fnl[a(n), \dots a(n - M), \theta_n - \theta_{n-1}, \theta_{n-M+1} - \theta_{n-M}] \exp(j\theta_n). \quad (6)$$

Fazer com que a saída complexa dependa da diferença de fases entre duas amostras consecutivas de entrada satisfaz a restrição imposta pelo comportamento passa-banda do PA (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011).

## 2.3 REDES NEURAS ARTIFICIAIS

Devido ao PA trabalhar em regime não linear dinâmico, a modelagem de PAs deve ser feita usando modelos não lineares dinâmicos, entre os quais estão as séries de Volterra e as redes neurais artificiais (PEDRO; MAAS, 2005). As séries de Volterra podem ser descritas como séries de Taylor com memória. Porém, as séries de Volterra exigem um número maior de parâmetros em relação às redes neurais artificiais e, por serem baseadas em aproximações polinomiais, também geram grandes erros de extrapolação. Dessa forma, neste trabalho são utilizadas redes neurais artificiais para a modelagem de PAs (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011). Em particular, aqui são usadas duas arquiteturas de redes neurais de valores reais: o *perceptron* de múltiplas camadas e a função de base radial.

### 2.3.1 Rede neural *perceptron* de múltiplas camadas

A primeira classe de redes neurais artificiais (ANNs) do tipo *perceptron* desenvolvida foi a que possui uma única camada. Em ANNs, o uso de redes com uma única camada é restrito a problemas lineares, pois os dados de entrada são repassados diretamente para a camada da saída e, desta forma, não é possível realizar uma representação interna (HAYKIN, 2001). A rede neural *perceptron* de múltiplas camadas (MLP) é uma generalização do *perceptron* de uma única camada. Com a introdução de mais camadas ocultas na topologia da rede é possível trabalhar com funções de ativação não lineares e, assim, aplicar o seu uso em sistemas fortemente não lineares, como é o caso dos RFPAs.

A MLP é uma rede progressiva do tipo *feed-forward*, onde o fluxo de dados é sempre em uma única direção (HAYKIN, 2001), ou seja, as saídas dos neurônios de uma determinada camada se conectam nas entradas dos neurônios da camada seguinte sem nenhuma realimentação. Na Figura 5 pode-se verificar o diagrama de blocos da rede MLP.

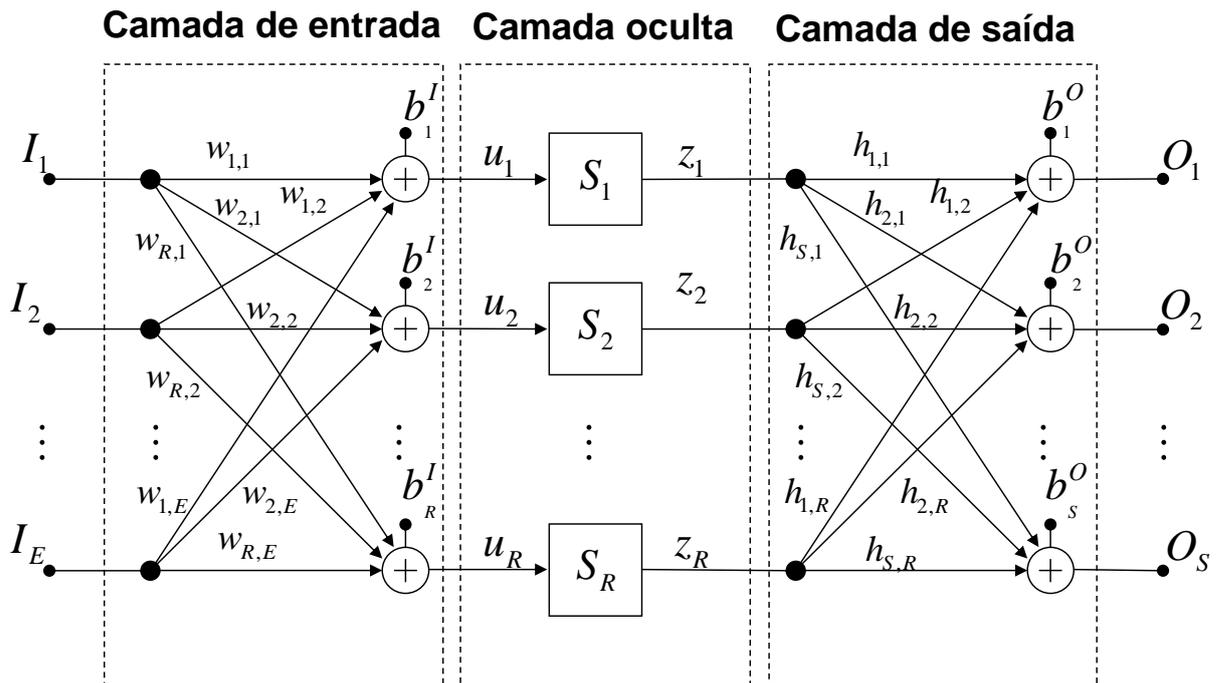


Figura 5 - Diagrama da rede *perceptron* de múltiplas camadas.  
Fonte: FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014.

A cada conexão entre as camadas da rede existe um peso sináptico, necessário para aprendizagem por correção de erro, efetuada no treinamento da rede. A função aplicada na camada de ativação é formada pela combinação linear da entrada  $I$  a qual é atribuído um peso  $w$  e, finalmente, adicionado ao *bias* ( $b^l$ ) de entrada. Esta rede possui camada de ativação (camada oculta) não linear tangente sigmóide hiperbólica obtida pela função:

$$S(u) = \frac{2}{1 + \exp(-2u)} - 1. \quad (7)$$

A saída dinâmica estimada pela rede é formada pela combinação linear dos sinais  $z$  a qual é atribuído um peso  $h$  e, por fim, é adicionado ao *bias* ( $b^o$ ) da saída. A função de ativação da camada de saída é linear.

A rede MLP possui treinamento supervisionado do tipo *backpropagation*, também conhecido como retropropagação de erro. O algoritmo *backpropagation* é baseado na regra de aprendizagem por correção de erro (HAYKIN, 2001). O princípio do algoritmo é fazer a propagação da rede para frente de forma que uma saída é estimada. Neste caso os pesos são de valores fixos. Após obter uma saída real da rede, o algoritmo se propaga para trás e vai ajustando os pesos e fazendo a correção

dos erros. Assim, o sinal que se propaga para trás é um sinal de erro, onde foi subtraída a resposta real, obtida primeiramente na rede, da resposta que é definida como objetivo na criação na rede. Após várias iterações e com os erros calculados é possível definir qual é a função que obtém o menor custo.

### 2.3.2 Rede neural de função de base radial

A rede neural de função de base radial (RBF) possui três camadas, sendo apenas uma camada oculta que possui função de ativação não linear gaussiana e também uma função de saída linear, conforme Figura 6. Diferente das redes MLP, esta rede responde apenas a pequenas regiões do espaço de entrada. Desta forma, seu desempenho é melhorado quando a camada oculta possui alta dimensionalidade (HAYKIN, 2001).

A rede MLP utiliza aproximações globais. Já a RBF, utilizando função de ativação gaussiana, constrói aproximações locais para problemas não lineares (HAYKIN, 2001). Nesta rede, os pesos ( $b$ ,  $c$  e  $h$ ) são obtidos através de uma otimização linear e, portanto, a RBF não apresenta o problema de mínimo local.

O treinamento da RBF é normalmente efetuado usando algoritmo de mínimos quadrados ortogonais, que exige menor custo computacional para a sua execução em relação ao algoritmo *backpropagation* utilizado pelas redes *perceptron*, em caso de mesma quantidade de neurônios. Neste treinamento, os valores dos coeficientes de centro ( $c$ ) são restritos a assumirem valores idênticos às entradas disponíveis no conjunto de treinamento. Uma vez fixados os valores dos centros, a RBF torna-se linear nos seus demais pesos ( $b$  e  $h$ ). Portanto, este treinamento não fornece um conjunto ótimo de coeficientes. A desvantagem desta rede sendo treinada desse modo é que é necessário trabalhar com maior quantidade de neurônios que a rede MLP, para que não ocorra prejuízo do desempenho. Alternativamente, algoritmos de otimização não linear podem ser utilizados para identificar os coeficientes da rede RBF (DE FRANÇA; FREIRE; DE LIMA, 2015).

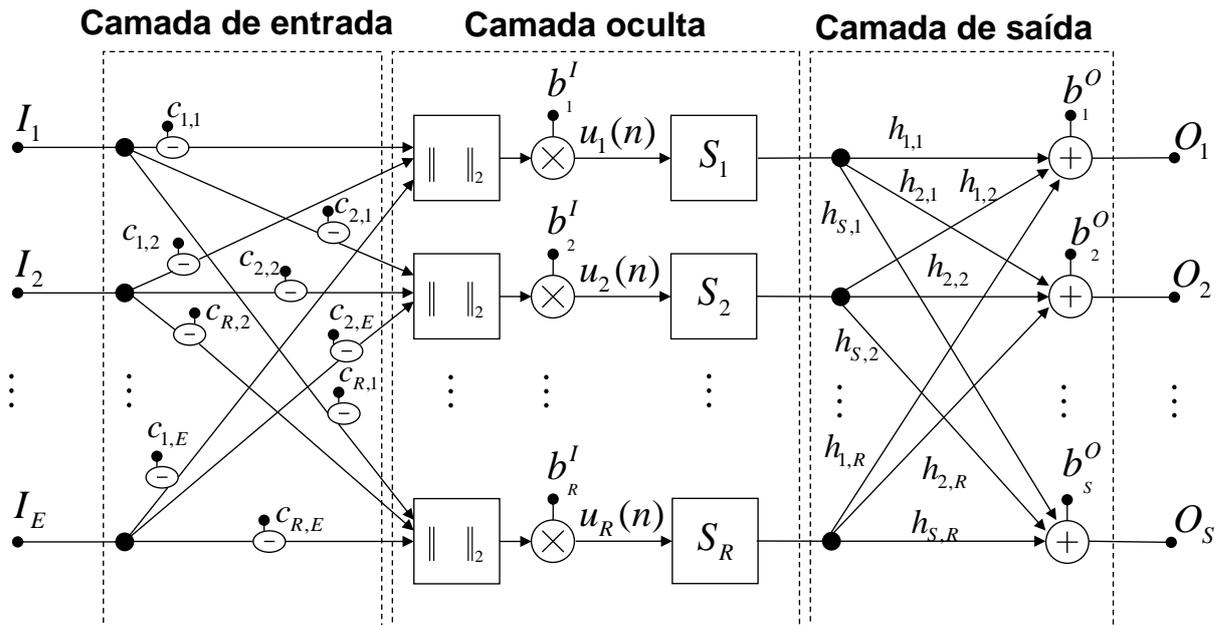


Figura 6 - Diagrama da rede neural de função de base radial. FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014.

A função de ativação da camada oculta da rede neural RBF é gaussiana e obtida por

$$S(u) = \exp(-u^2). \quad (8)$$

## 2.4 ESTADO DA ARTE EM MODELOS COMPORTAMENTAIS PARA RFPAs BASEADOS EM REDES NEURAI DE VALORES REAIS

As redes neurais de valores reais estudadas na Seção 2.3 podem ser utilizadas para a modelagem comportamental passa-baixas de RFPAs. Para tanto, é necessário converter as envoltórias complexas em componentes reais. Diferentes abordagens foram propostas na literatura para tal fim.

No modelo proposto em (ISAKSSON; WISELL; RONNOW, 2005), apenas as amplitudes da envoltória de entrada são aplicadas nas entradas das redes neurais. Esta abordagem satisfaz os requisitos de gerar apenas contribuições dentro da zona fundamental, porém, é um modelo que não leva em conta as distorções PM-AM e PM-PM, uma vez que não utiliza informações passadas da fase da envoltória de entrada.

O modelo proposto em (LIU; BOUMAIZA; GHANNOUCHI, 2004) utiliza como entradas da rede neural as componentes reais e imaginárias da envoltória de entrada

nos instantes atual e passados. Em (LIU; BOUMAIZA; GHANNOUCHI, 2004), apesar do modelo proposto levar em consideração as distorções PM-AM e PM-PM, os requisitos de gerar apenas contribuições dentro da zona fundamental não são satisfeitos.

Em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011) foi proposta uma nova topologia de modelos comportamentais para PAs baseada em redes neurais de valores reais. O modelo proposto é apresentado na Figura 7. O modelo da Figura 7 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. O modelo da Figura 7, por utilizar informações passadas tanto da amplitude quanto da fase da envoltória de entrada, é capaz de levar em consideração as distorções PM-AM e PM-PM. Além disso, esta abordagem também satisfaz os requisitos de gerar apenas contribuições dentro da zona fundamental.

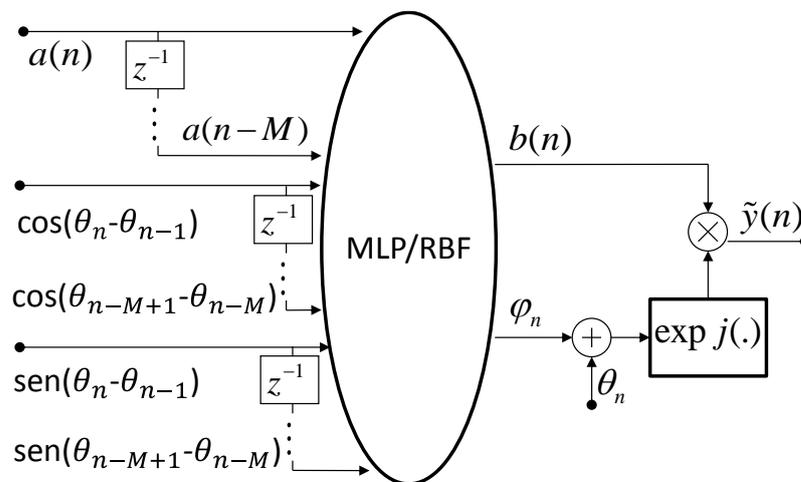


Figura 7 - Diagrama de blocos do modelo comportamental para RFPAs proposto em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011).

Fonte: LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011.

Em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014) utilizando a topologia proposta em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011), foi proposta uma nova configuração para realizar a modelagem comportamental do RFA. O modelo proposto consistia em utilizar duas redes neurais, ao contrário do modelo anterior que utilizava apenas uma. Nesta topologia, uma rede neural é responsável por prever a amplitude do sinal de saída e a outra rede é responsável por prever a fase do sinal de saída. O modelo proposto é apresentado na Figura 8. Um estudo comparativo entre os dois modelos foi

apresentado, sendo reportado um melhor custo-benefício entre precisão de modelagem e complexidade computacional para a abordagem com duas redes com uma saída cada. A justificativa é que, na abordagem proposta em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011), duas informações de saída muito diversas (amplitude e fase) devem ser projetadas sobre um mesmo espaço de funções, que é descrito pelos sinais na saída das funções de ativação. Já na abordagem com 2 redes neurais, cada informação de saída (amplitude e fase) tem o seu espaço de funções exclusivo, o que contribui para a melhoria da precisão da modelagem e permite que o modelo que deve ser estimado pela rede neural seja menos complexo que o modelo anterior.

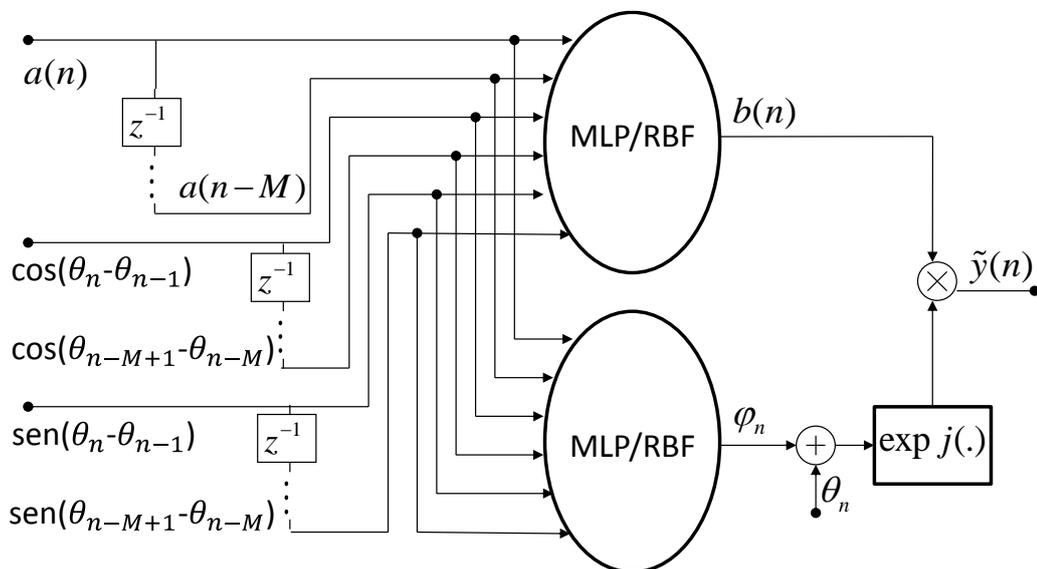


Figura 8 - Diagrama de blocos do modelo proposto em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014).  
Fonte: FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014.

Em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015) um aprimoramento foi proposto em relação ao modelo de (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014). A diferença entre essas abordagens consiste em quais saídas devem ser estimadas na saída de cada rede. No modelo anterior, uma rede previa a amplitude do sinal de saída  $b(n)$  e outra rede previa  $\varphi_n$ , onde  $\varphi_n$  era a diferença de fase entre o sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Em outras palavras, em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014) as redes neurais estimam as componentes polares (amplitude e fase) do sinal complexo  $b(n)\exp(j\varphi_n)$ .

Para obter a envoltória complexa de saída, este resultado deve ser multiplicado pela componente  $\theta_n$  que contém a fase do sinal de entrada. Já no modelo proposto em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015), uma rede irá prever a parte

real e outra rede irá prever a parte imaginária desse mesmo sinal complexo, conforme mostra a Figura 9.

De fato, foi verificado em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015) que a rede que estima a componente do ângulo polar ( $\varphi_n$ ) de um sinal complexo pode ficar presa em mínimos locais e, assim, a rede treinada pode não fornecer uma precisão adequada. Desta forma, o modelo proposto na Figura 9 tem como objetivo eliminar o problema dos mínimos locais bem como aperfeiçoar o desempenho do modelo do PA.

Em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015), foram realizadas duas simulações comparando o modelo da Figura 8 com o modelo da Figura 9. Na simulação do primeiro caso, a saída é formada pela amplitude do sinal de saída e pela componente polar  $\varphi_n$ .

Para baixos valores de amplitude do sinal de entrada, a informação de fase que deve ser estimada pela rede neural pode variar muito e assumir valores muito elevados. O algoritmo de treinamento da rede tentará reduzir esses erros grandes, ao custo de deteriorar o erro em regiões de grandes amplitudes do sinal de entrada.

Na nova abordagem, para baixos valores de amplitude do sinal de entrada, as partes real e imaginária do sinal de saída possuem valores muito pequenos. Dessa forma, o algoritmo de treinamento da rede irá priorizar a redução do erro nas regiões mais importantes, ou seja, para grandes amplitudes do sinal de entrada. Portanto, este último caso proporciona melhora no desempenho da rede pois resulta em menos erros de estimativa da rede.

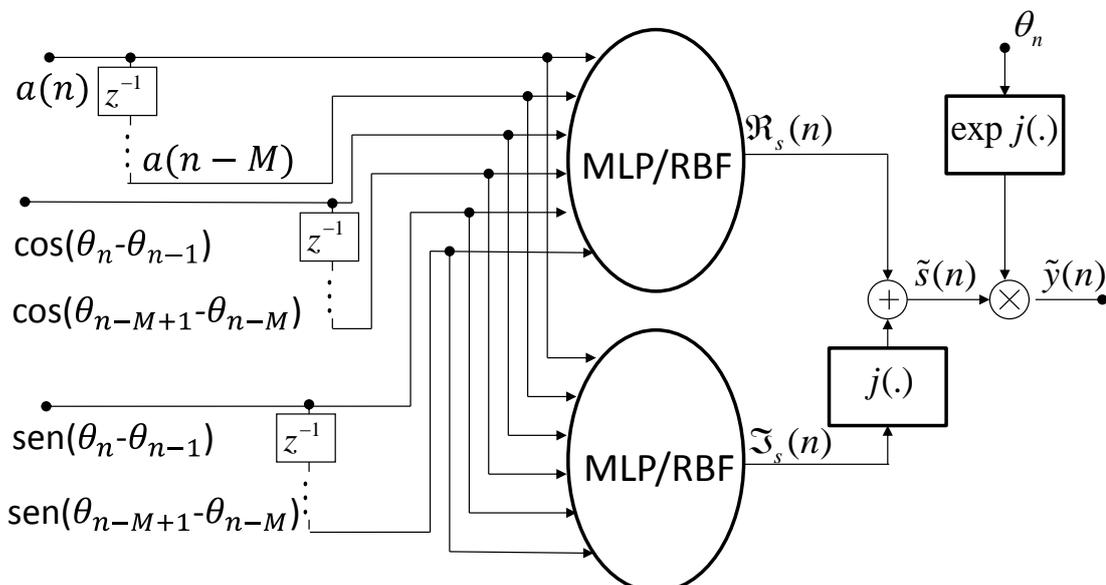


Figura 9 - Diagrama de blocos do modelo proposto em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015).  
Fonte: FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015.

## 2.5 NOVA ABORDAGEM PARA MODELAGEM COMPORTAMENTAL DE RFPAs BASEADA EM REDES NEURAS DE VALORES REAIS

Na nova abordagem proposta neste trabalho, o modelo comportamental utilizado como base é o apresentado em (LIMA; CUNHA; PEDRO, 2011), já incorporando as melhorias apresentadas em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2014) e (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015).

Como foi verificado anteriormente, para uma modelagem completa de todos os efeitos de memória, é necessário que sejam utilizadas informações passadas tanto da fase quanto da amplitude do sinal de entrada. Observe, nas Figuras 7, 8 e 9 que, para estimar o sinal de saída no instante  $n$ , são utilizadas as informações de amplitude e diferença de fase do sinal de entrada nos instantes atual e passados, até a duração de memória  $M$ . Em outras palavras, nas abordagens anteriores mostradas nas Figuras 7, 8 e 9, uma característica comum é que a quantidade de amostras passadas das componentes de amplitude e de fase são iguais. Porém, nos resultados de simulação apresentados em (FREIRE; DE FRANÇA; DE LIMA, 2015) é possível verificar que o maior espalhamento das curvas AM-AM e AM-PM, devido aos efeitos de memória, é encontrado na região com maior potência de entrada. Nessa região não linear, os efeitos de memória mais pronunciados são os associados às baixas frequências, que são modelados com o uso de informações passadas da amplitude de entrada. Ou seja, as amostras passadas de fase não possuem grande impacto para a modelagem destes efeitos de memória de baixa frequência. As amostras passadas de fase são úteis na modelagem de efeitos de memória associados às frequências em torno da fundamental, que são visíveis em todos os níveis de potência.

Desta forma, com o objetivo de diminuir o custo computacional do modelo e, desta forma, conseguir melhorias no desempenho da rede neural com menores erros para menores quantidades de parâmetros, uma nova abordagem é apresentada neste trabalho. Em particular, neste trabalho é proposto que seja utilizada a menor quantidade possível de amostras passadas de fase com o objetivo de diminuir a quantidade de parâmetros da rede neural e, assim, diminuir a complexidade computacional para a linearização do PA. Portanto, neste trabalho é proposto que sejam usados dois truncamentos de duração de memória, uma duração de memória

para a componente de amplitude e outra duração de memória para a componente de fase. O modelo proposto pode ser verificado na Figura 10.

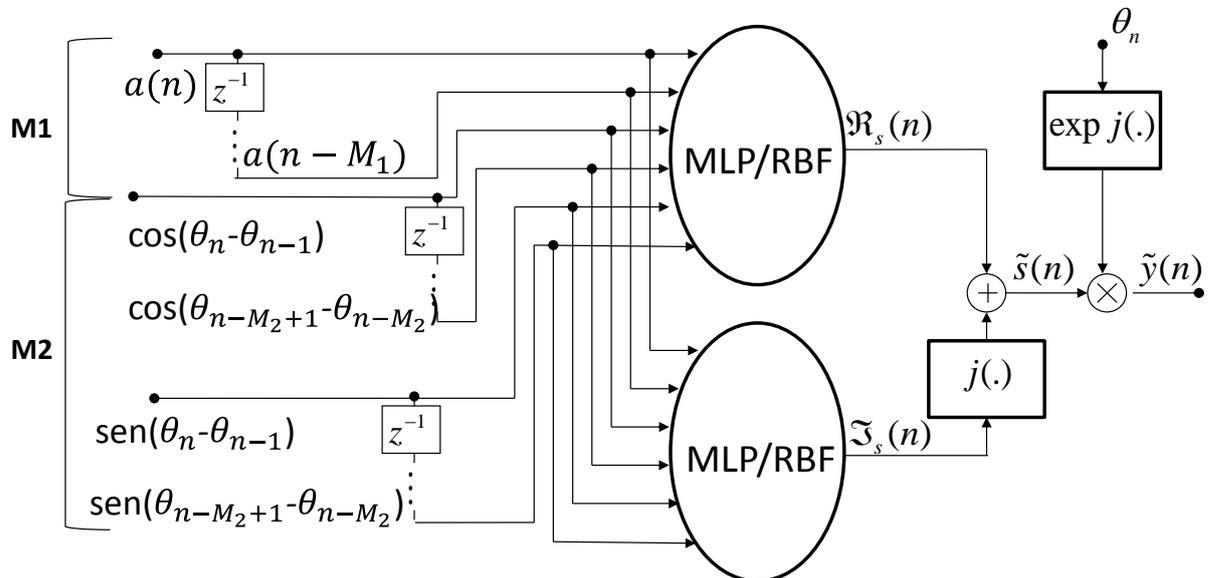


Figura 10 - Diagrama de blocos do modelo proposto para a modelagem do PA.  
Fonte: A AUTORA.

Nos diagramas das Figuras 7, 8, 9 e 10, ambas arquiteturas de ANNs vistas na Seção 2.3, nomeadamente MLP e RBF, podem ser empregadas. Em (DE FRANÇA; FREIRE; DE LIMA, 2015) é apresentado um estudo comparativo entre as redes MLP e RBF de valores reais para a modelagem comportamental de PAs. Este estudo indica que a rede MLP apresenta uma melhor precisão em relação à RBF.

### 3 AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA DE RF

Na Figura 11 é apresentado o diagrama de blocos de um transmissor para comunicações sem fio. Primeiramente, um sinal em banda base é convertido para uma frequência intermediária (IF), filtrado e então amplificado (RUIZ; PÉREZ, 2014). Depois, o sinal é convertido para RF e filtrado antes de chegar ao PA. Em alguns casos antes do amplificador de potência há um pré-amplificador (*driver*). O amplificador de potência é o último componente ativo da cadeia do transmissor, tendo como função principal entregar uma alta potência de saída para a antena.

Em sistemas modernos de comunicações, devido à escassez do espectro eletromagnético, é necessário o uso de sistemas de modulações que permitam maiores taxas de transmissão de dados, como é o caso da modulação OFDMA utilizada nas redes LTE. O uso da modulação OFDMA oferece benefícios de capacidade e eficiência espectral, porém, além de não possuir uma envoltória constante, exige a transmissão de sinais com alto *peak-to-average power ratio* (PAPR), ou seja, alta razão entre a potência máxima e a potência média do sinal a ser transmitido. Desta forma, como a eficiência no PA é aumentada com o aumento da potência de entrada, proporcionada pelo aumento da amplitude do sinal de envoltória, o amplificador opera a maior parte do tempo em uma região de baixo rendimento.

A partir desses fatores, são propostas várias arquiteturas de PAs com o objetivo de se obter PAs com alta eficiência energética.

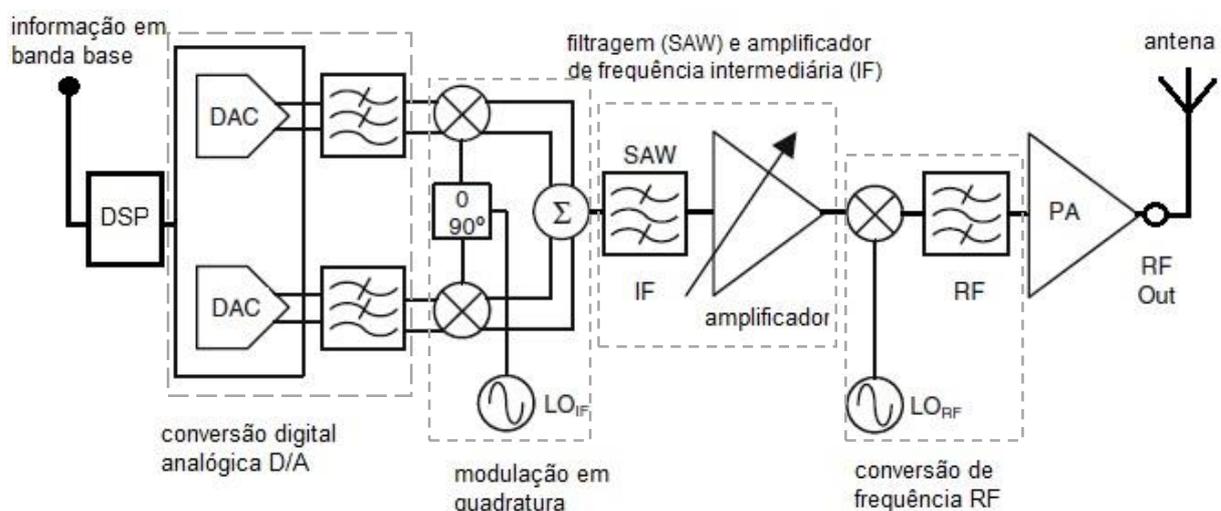


Figura 11 - Diagrama do transmissor.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014, MODIFICADO PELA AUTORA.

### 3.1 EFICIÊNCIA DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

O maior desafio no projeto de amplificadores de potência é obter alta eficiência. Porém, com o aumento do uso de conexões sem fio em portáteis, que possuem alto consumo energético, faz-se necessário aumentar a autonomia da bateria desses dispositivos. A eficiência do amplificador, também definida como eficiência de dreno, é a porcentagem da potência de alimentação CC ( $P_{cc}$ ) convertida em potência de saída de RF ( $P_{out}$ ). A eficiência no amplificador é dada por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{cc}}. \quad (9)$$

Alternativamente, temos a PAE (*power added efficiency*) que é a eficiência de potência adicionada. Esta é uma forma mais completa de se calcular o desempenho do PA, pois, para elevados valores de potência de entrada, o PA não consegue produzir a potência de saída correspondente. Na PAE a potência de entrada ( $P_{in}$ ) aplicada ao PA é descontada. Desta forma, a PAE é obtida por:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{cc}}. \quad (10)$$

### 3.2 LINEARIDADE DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

A eficiência máxima do amplificador é observada quando ele está operando na região de saturação, porém, é também a região menos linear. Um certo grau de linearidade deve ser mantido no sistema de transmissão, para que seja mantida a qualidade da informação a ser transmitida pela antena. Desta forma, deve ser mantido um compromisso entre eficiência e linearidade no sistema de transmissão. As métricas mais utilizadas para definir se o PA é suficientemente linear são: ponto de compressão de 1 dB (OCP1), razão de vazamento de canal adjacente (ACLR) e a magnitude do vetor de erro (EVM).

O ponto de compressão de 1 dB é utilizado para definir um limite para operação linear do amplificador. Ao operar acima do ponto de compressão de 1 dB, as não linearidades presentes no PA começam a dominar o seu comportamento (CRIPPS, 2006). O ponto de compressão de 1 dB do PA refere-se ao nível de potência de entrada no qual a potência de saída diminui em 1 dB em relação à característica ideal de resposta linear do amplificador. Na Figura 12 mostra-se como obter o ponto de compressão de 1 dB do amplificador.

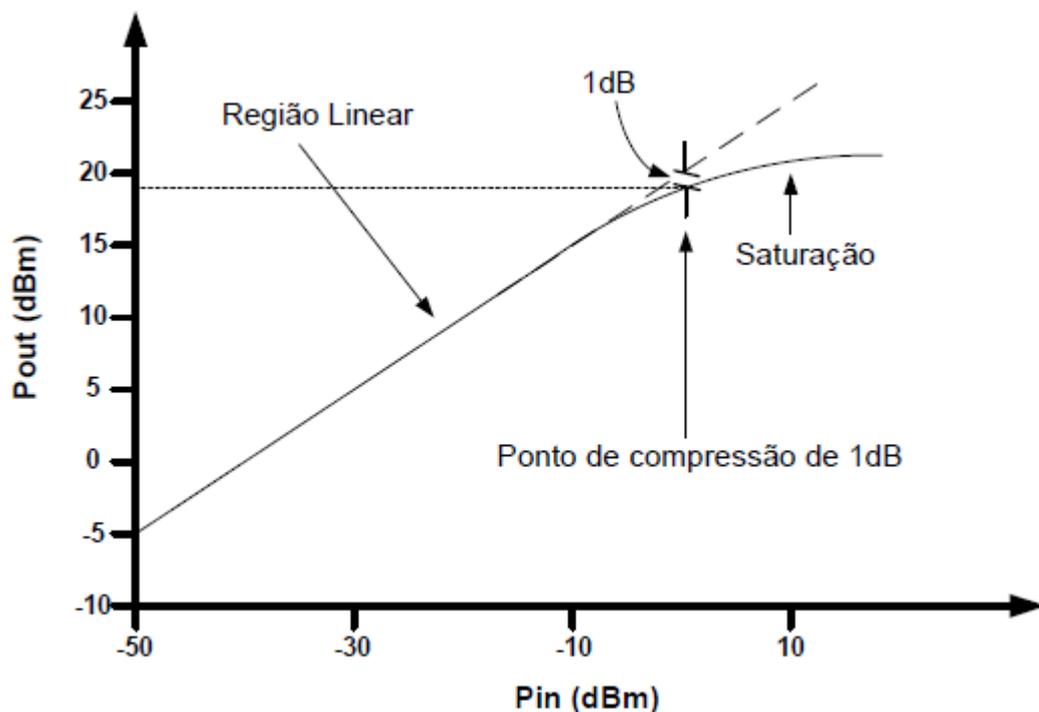


Figura 12 - Curva da potência de saída em relação à potência de entrada e ponto de compressão de 1 dB.

Fonte: SOUSA, 2009.

A relação do ponto de compressão de 1 dB é explicada pela seguinte equação:

$$OCP1(dBm) = ICP1(dBm) + G1dB(dB), \quad (11)$$

sendo OCP1 potência de saída, ICP1 a potência de entrada e G1dB o ganho de potência no ponto de compressão de 1 dB.

Outra métrica utilizada para definir se o amplificador é linear dentro dos limites estabelecidos é através da simulação do ACLR. O ACLR é utilizado para medir a

linearidade do PA quando o dispositivo está submetido a um sinal modulado, como por exemplo os sinais OFDMA e WCDMA, entre outros. O valor do ACLR é definido pela relação entre a potência de saída total medida no canal principal em relação à potência de saída nas bandas adjacentes. Os espaçamentos dos canais adjacentes são de 5 e 10 MHz, para sinal com largura de banda inferior à 5 MHz, 10 e 20 MHz para sinal com largura de banda de 10 MHz e finalmente, 20 e 40 MHz para sinais com largura de banda de 20 MHz. Os níveis de potência nos canais são calculados usando o método de integração de potência onde o nível de potência de cada ponto nos canais (em dBm) é convertido para miliwatts (mW) e os valores são somados juntamente com os parâmetros de integração. O ACLR define a quantidade da potência transmitida pelo sistema que escoar para os canais adjacentes na primeira ( $ACLR_1$ ) ou segunda ( $ACLR_2$ ) banda adjacente (HOLMA; TOSKALA, 2004) conforme Figura 13. Esse escoamento é indesejado, pois ocasiona interferência entre usuários em canais vizinhos. Os limites mínimos estabelecidos diferem para amplificadores de portáteis e para amplificadores de estações rádio base e para cada tipo de modulação (WCDMA, OFDMA e etc.) utilizada no sistema. O termo ACLR é o que antigamente era chamado de ACPR (razão de potência de canal adjacente). ACLR e ACPR são termos intercambiáveis, sendo que o termo ACLR entrou em uso com a padronização da UMTS do 3G.

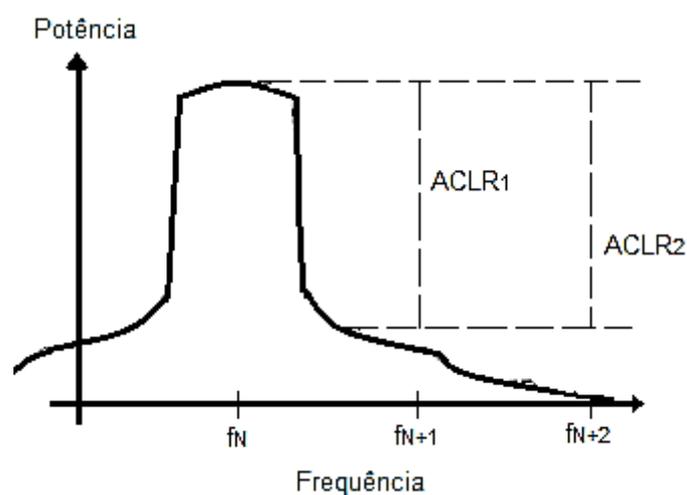


Figura 13 - Razão de vazamento de canal adjacente para primeira e segunda bandas adjacentes.  
Fonte: HOLMA; TOSKALA, 2004.

A magnitude do vetor de erro (EVM) é uma métrica utilizada para medir a qualidade de modulação e o erro gerado em sistemas sem fio, ou seja, mede quão fiel é a saída, obtida no sistema de transmissão, em relação ao sinal de entrada. Ao medir o EVM, é possível mensurar as distorções geradas pela compressão do ganho do amplificador bem como as distorções resultantes dos efeitos de memória. O EVM é calculado em rms (*root-mean-square error*) e pode ser medido graficamente através do uso de fasores em fase e quadratura (I/Q) em banda base, conforme Figura 14.

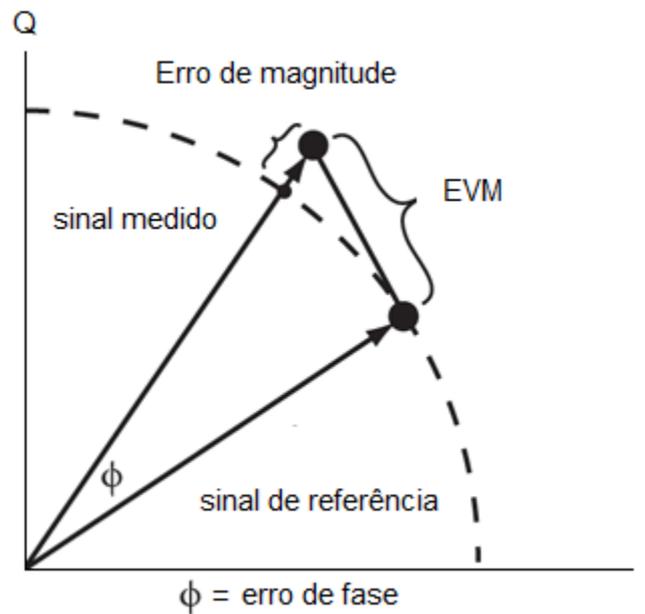


Figura 14 - Representação em fasor de I/Q para se obter o EVM.  
Fonte: COLANTONIO; GIANNINI; LIMITI, 2009.

O EVM é calculado como o valor médio eficaz de um número de símbolos para o sinal modulado e para uma sequência específica transmitida, medindo a relação entre a média de potência vetorial de erro ( $P_{erro}$ ) e a potência vetorial média de referência ( $P_{ref}$ ). O EVM pode ser calculado em porcentagem ou em dB, conforme:

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{P_{erro}}{P_{ref}}} \cdot 100, \quad (12)$$

e

$$EVM (dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{erro}}{P_{ref}} \right). \quad (13)$$

### 3.3 CLASSES DE OPERAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

O amplificador de potência é o componente que mais consome energia no transmissor e também é o componente mais não linear. Desta forma, é necessária uma criteriosa avaliação das exigências de linearidade do PA, de forma que não se degrade excessivamente a qualidade do sinal transmitido.

No projeto de RFPAs são utilizados essencialmente amplificadores lineares, como por exemplo os: classe A, classe AB e classe B. No PA em classe A, o sinal de saída deve ser igual ao sinal de entrada. Assim, o ângulo de condução da corrente de dreno do transistor deve ser de  $360^\circ$ . O rendimento do PA em classe A varia de 25% a 50%. No amplificador em classe AB, o ângulo de condução da corrente de dreno varia de  $180^\circ$  a  $360^\circ$ . Desta forma, quanto maior o ângulo de condução, menor é o rendimento. Idealmente, o PA operando em classe AB irá possuir rendimento entre 25% e 78,5%. Dentre as classes de amplificadores que são considerados como lineares, o PA em classe B é o que possui maior eficiência (78,5%). Para operar com eficiência máxima o PA deve operar com ângulo de condução de  $180^\circ$  da corrente de dreno. Devido ao ângulo de condução, em algum momento ocorrerá ausência de sinal aplicado à porta do transistor e o amplificador entrará em corte. Portanto, na saída será obtido um sinal com grande distorção, desta forma, esta não é uma classe de operação utilizada para o projeto de PAs para transmissores de celulares, visto que devem possuir o mínimo de distorções a fim de não interferir na informação e respeitar os requisitos de linearidade.

Amplificadores não lineares são pouco utilizados para projeto de RFPAs por gerarem altas distorções, apesar de serem mais eficientes que os lineares. Porém, quando utilizados, são, geralmente, em combinação com um amplificador linear. Cada classe de amplificador é definida através do seu ângulo de condução. O ângulo de condução da corrente de cada classe é mostrado na Figura 15. Na Tabela 1 são apresentadas as classes de operação e a eficiência teórica máxima de cada classe.

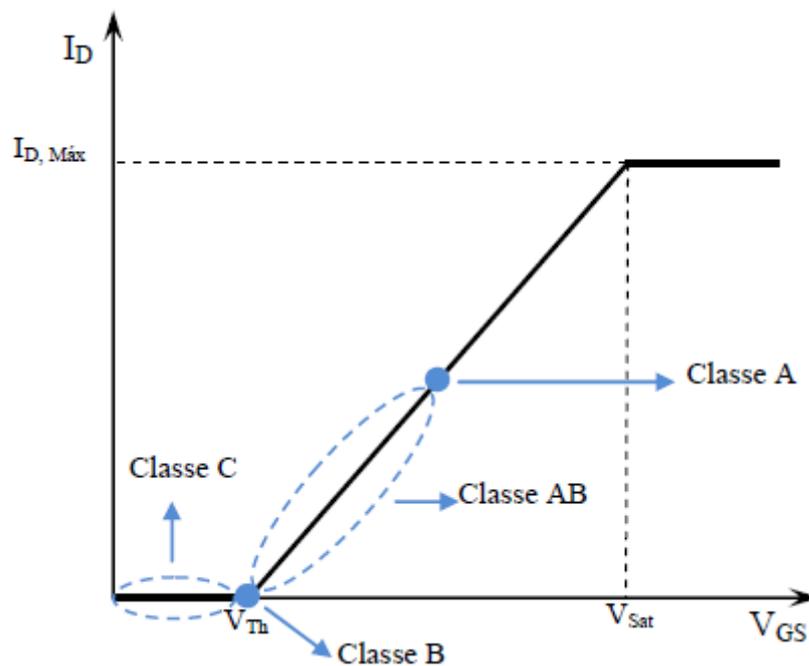


Figura 15 - Classes de operação de amplificadores de potência baseadas na curva característica de um amplificador genérico.  
Fonte: SOUSA, 2009.

Tabela 1 – Eficiência máxima e ângulo de condução para cada classe de operação de amplificador.

Classes	A	AB	B	C
Ângulo de condução	360°	180° a 360°	180°	<180°
Eficiência máxima	50%	78,5%	78,5%	~70%

### 3.4 AMPLIFICADOR DOHERTY

O amplificador Doherty combina dois PAs com a mesma capacidade de potência de saída, um amplificador principal e um amplificador auxiliar (CRIPPS, 2006 - RUIZ; PÉREZ, 2014). Na entrada, um divisor de potência é responsável por dividir a potência de entrada igualmente entre os PAs. Como o amplificador auxiliar está operando em classe C e possui na entrada uma rede de impedância com fase de 90°, para sinais com entrada com menos de 50% da amplitude do sinal de pico, ele fica desligado e apenas o PA principal está em operação. Para o amplificador principal deve ser utilizado um amplificador operando em classe linear, já para o auxiliar é possível a utilização de um PA linear ou não linear. Nesta técnica os dois amplificadores contribuem para a máxima potência de saída desejada. O Doherty é baseado no efeito de modulação de carga que o amplificador auxiliar provoca no PA

principal. Inicialmente a impedância de saída do amplificador é alta, sendo de  $4RL$ , e apenas o amplificador principal está em operação (RUIZ; PÉREZ, 2014). Esse efeito é provocado devido ao efeito inversor da rede de transformação de impedância da saída que o PA Doherty deve possuir. A impedância é diminuída conforme a potência de entrada cresce e a amplitude da envoltória do sinal ultrapassa 50% da amplitude de pico. Neste ponto o amplificador auxiliar entra em operação e também começa a contribuir com a corrente na carga. Com o PA auxiliar ligado, a impedância de saída vista pelo PA começa a diminuir até alcançar o valor de  $2RL$ . Com a corrente do PA auxiliar contribuindo também na carga, é possível manter a potência de saída do PA principal constante para uma gama maior de potências de saída. Essa potência que se mantém constante é conhecida como potência de recuo.

A característica predominante de um amplificador de potência linear clássico (classe A, AB e B) é que eles alcançam máxima eficiência apenas quando a potência de saída está em seu máximo. Diminuindo a potência de saída a partir da saturação, a eficiência do PA decresce substancialmente. 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 (CRIPPS, 2006). Conseqüentemente, em sistemas onde o PA lida com sinais que possuem PAPR entre 3 e 8 dB, o amplificador Doherty é um excelente candidato para melhorar a eficiência global do transmissor.

Um amplificador Doherty tradicional, como o apresentado na Figura 16, combina a saída de dois amplificadores lineares, o principal polarizado em classe AB e o auxiliar polarizado em classe C, através de uma rede inversora de impedância. Esta rede inversora de impedância deve possuir defasagem de  $90^\circ$  e pode ser construída utilizando linha de transmissão de comprimento de  $\frac{1}{4}$  de onda. Na entrada, para compensar o atraso obtido com a inclusão da linha inversora, com a finalidade de atrasar a operação do amplificador auxiliar, outra linha de transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda é utilizada para a defasagem de  $90^\circ$  necessária na entrada. Nem sempre são utilizadas linhas de transmissão para implementar as redes para correção de fase e inversora de impedância. Pode ser utilizado o modelo de *lumped components* que consiste em utilizar componentes concentrados como capacitores e indutores para simplificar a descrição do comportamento dos sistemas distribuídos de linhas de

transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda. Esta arquitetura é baseada no efeito da modulação da carga que o amplificador auxiliar causa no amplificador principal (RUIZ; PÉREZ, 2014), conforme Figura 17.

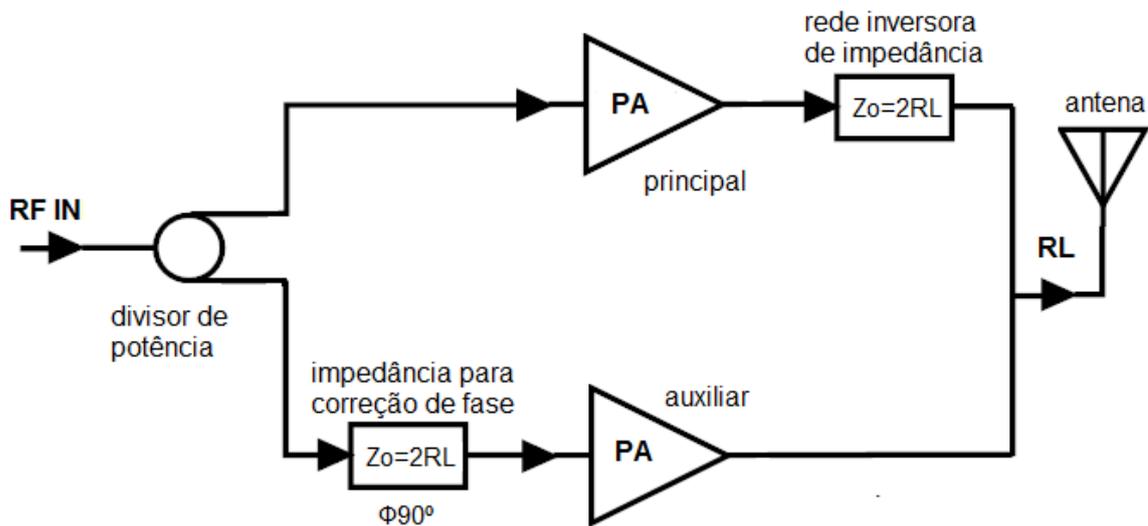


Figura 16 - Diagrama de um amplificador Doherty clássico.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014.

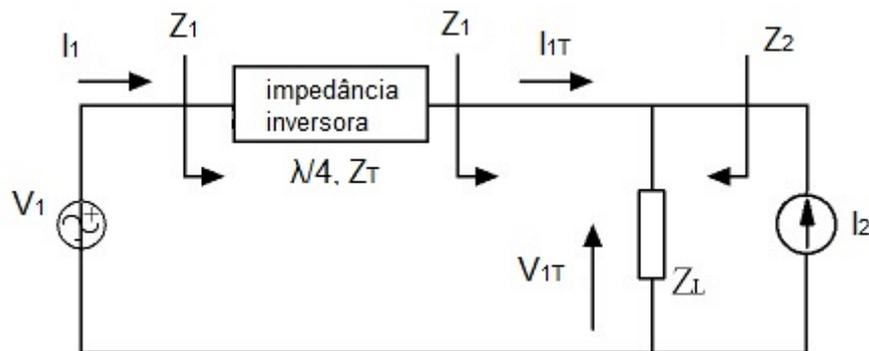


Figura 17 - Esquemático do efeito de modulação de carga.  
Fonte: ZHURBENKO, 2010.

Na Figura 17 é apresentado um esquemático do efeito de modulação de carga que ocorre no amplificador Doherty. A modulação de carga é fornecida por um componente ativo, neste caso o amplificador auxiliar em classe C. Aplicando-se as leis de Kirchhoff, a tensão sobre a carga  $Z_L$  é dada por:

$$V_L = Z_L(I_1 + I_2), \quad (14)$$

onde  $I_1$  e  $I_2$  são as correntes fornecidas pelas fontes 1 e 2. Se as duas correntes fornecidas pelas fontes são diferentes de zero, obtêm-se:

$$Z_1 = Z_L \left( 1 + \frac{I_2}{I_1} \right), \quad (15)$$

e

$$Z_2 = Z_L \left( 1 + \frac{I_1}{I_2} \right). \quad (16)$$

Portanto, a impedância vista por uma fonte da Figura 17 é dependente da corrente fornecida pela outra fonte. No amplificador Doherty o efeito de modulação da carga ocorre devido ao uso de linhas de transmissão.

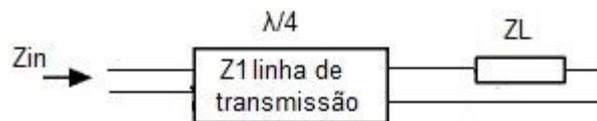


Figura 18 - Linha de transmissão utilizada para transformação de impedância.  
Fonte: A AUTORA.

Conforme a Figura 18, considerando que a impedância de entrada vista por uma linha de transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda é obtida pela equação:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} = \frac{Z_1^2}{R_L}, \quad (17)$$

pode-se calcular a impedância vista pelo PA principal no amplificador Doherty. Para baixos níveis de potência, o amplificador auxiliar está desligado, sendo considerado um circuito aberto. Desta forma, utilizando a equação 17, a carga vista pelo amplificador principal é dada por:

$$Z_{in} = \frac{100^2}{50} = 200 \Omega, \quad (18)$$

sendo  $Z_1$  a impedância da rede de transformação de impedância da Figura 16, que é de  $100 \Omega$ , onde  $R_L$  é a resistência normalizada da carga de  $50 \Omega$ , ou seja, a impedância de entrada vista pelo PA principal é igual a  $4 \cdot R_L$ . Quando na entrada é aplicado um nível de potência em torno de 6 dB abaixo do nível de saturação, o amplificador auxiliar é ligado e, como consequência, o amplificador principal vê na saída uma impedância de  $2 \cdot R_L$ . Neste caso, o decréscimo obtido na impedância de saída é devido à corrente do amplificador auxiliar. No caso em que os dois PAs estão saturados, as correntes fornecidas pelos PAs para a carga serão iguais.

No amplificador Doherty, a mudança da reta de carga do amplificador principal é responsável pela eficiência global do PA. Na Tabela 2, são mostradas algumas especificações de PAs Doherty em tecnologia CMOS e operando na frequência de 2,4 GHz.

Tabela 2 - Especificações de PAs Doherty CMOS para a frequência de 2,4 GHz.

Referências	Tec. (nm)	Psat (dBm)	PAE max (%)	Ganho (dB)	Topologia	Degradação de PAE (%)
(YANG; CHEN; CHEN, 2008)	180	21,5	~15	12	<i>cascode-cascode, lumped components</i>	28,57@7 dB
(KAYMAKSUT; REYNAERT, 2012)	90	26,3	33	16	diferencial, 2 estágios, baluns, combinadores de potência (DAT)	23,94@6 dB
(KANG; YU; MIN; KIM, 2006)	130	25	65	25	2 estágios, self-biased cascode, <i>lumped components</i>	41,66@5 dB
(WONGKOMET; TEE; GRAY, 2006)	130	31,5	36	40	3 estágios, <i>lumped components</i>	50@10 dB
(KAYMAKSUT; FRANÇOIS; REYNAERT, 2010)	90	20,5	27	16	simétrico, cascode, 2 estágios, baluns	44,44@6 dB

Em (YANG; CHEN; CHEN, 2008), foi projetado um amplificador Doherty em CMOS no padrão de 180 nm. O PA é totalmente integrado e foi baseado na topologia *cascode-cascade* com a finalidade de eliminar o divisor de potência e assim diminuir o tamanho da área ocupada no *chip* pelo PA. Para realizar a defasagem de 90° tanto na saída do PA principal, como na entrada do PA auxiliar, foram utilizados *lumped components* com a finalidade de reproduzir linhas de transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda. O PA foi projetado utilizando tensão de 3,3 V e obteve 12 dB de ganho de potência. No ponto de compressão de 1 dB, foi obtido 21 dBm de potência de saída e PAE de 12%. Operando com 7 dB de recuo, foi medida PAE de 10%, totalizando degradação de 28,57% da PAE.

Em (KAYMAKSUT; REYNAERT, 2012), foi projetado o Doherty com arquitetura mais sofisticada, no padrão de 90 nm, sendo utilizados transformadores para combinar a potência na saída do PA principal e PA auxiliar. Neste projeto, foi utilizado um PA em dois estágios e tensão de alimentação de 2 V, obtendo um ganho de potência de 16 dB e potência de saturação de 26,3 dBm. A PAE de pico medida foi de 33%. Aplicando-se um sinal Wlan de 54 Mbps, o amplificador atinge todas as especificações da norma IEEE 802.11g com 19,3 dBm, sem necessidade de pré-distorção. Foi aplicado pré-distorção digital na entrada do PA para verificar o seu comportamento. Neste caso ocorreu aumento da potência média de saída de 19,3 dBm para 20,2 dBm, e a PAE foi de 22,9% para 24,7% com o uso da DPD.

Um amplificador com alto PAE utilizando processo CMOS de 130 nm foi projetado em (KANG; YU; MIN; KIM, 2006). O amplificador foi realizado para operar com 3,2 V e possui dois estágios. Todos os casamentos de impedâncias, circuitos para compensação de fase e rede de transformação de impedância foram projetados utilizando *lumped components*. Para maximizar a PAE, o circuito de polarização do amplificador classe C é projetado para otimizar a PAE. A potência no ponto de compressão de 1 dB é de 22,7 dBm com 60% de PAE. Operando com recuo de 5 dB, a PAE chega a 35%, atingindo uma degradação total de 41,66%.

Em (WONGKOMET; TEE; GRAY, 2006), foi projetado um PA Doherty com potência máxima de 31,5 dBm, utilizando processo CMOS de 130 nm. Neste projeto, ao invés do uso de um divisor de potência com linhas de transmissão de  $\frac{1}{4}$  de onda, foi utilizado um inversor de potência passivo. Cada amplificador possui 3 estágios e, com exceção do casamento de impedância de saída e os baluns, todos os

componentes foram integrados. Com sinal modulado GMSK (*gaussian minimum shift keying* ou modulação estreita da faixa utilizada em redes GSM) na entrada, a PAE de pico medida foi de 36%, e se manteve acima de 18% operando com 10 dB de recuo atingindo assim, 50% de degradação da PAE neste caso. Utilizando sinal GSM/EDGE (*enhanced data rates for GSM evolution*) na entrada, foram atingidas as exigências de EVM e da máscara com potência máxima de 25 dBm e pico de PAE de 13%. Neste último caso, operando com 12 dB de recuo, a PAE fica em torno de 6%.

No artigo (KAYMAKSUT; FRANÇOIS; REYNAERT, 2010), foi projetado um Doherty utilizando combinação em série de transformadores, utilizando padrão CMOS de 90 nm. Um modelo baseado em parâmetros Z foi utilizado para otimizar os transformadores combinados em série (SCT). O PA projetado possui dois estágios, a tensão utilizada foi de 2 V, e foi obtido ganho de potência de pequenos sinais de 16,6 dB. A potência de saturação medida foi de 20,5 dBm com PAE de 26,7%. Operando com recuo de 7 dB, o amplificador atingiu 44,44% de degradação na PAE.

## 4 METODOLOGIA DE PROJETO: MATERIAIS E MÉTODOS

### 4.1 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO AMPLIFICADOR DE RF

A modelagem comportamental do PA, utilizando redes neurais, foi implementada no *software* Matlab, utilizando o *tool-box* *Neural Networks*. Primeiramente, foram simuladas redes neurais do tipo *perceptron* para os modelos das Figuras 9 e 10 do Capítulo 2, variando-se o número de neurônios para cada rede e as durações de memória da amplitude e da fase do sinal de entrada. Em seguida, uma análise similar, utilizando a rede neural RBF, foi executada. Os dados utilizados como vetores de entrada e saída do PA foram obtidos previamente através de simulações do circuito equivalente do amplificador em CMOS Doherty desenvolvido neste trabalho. Dois conjuntos de valores de entrada e saída do PA são necessários: um para o treinamento das redes e outro para a validação das redes.

Com o objetivo de se obter um melhor modelo e compensar os efeitos de memória, foi feita a rotina com a entrada atual e entradas passadas. Para o modelo proposto da Figura 10 do Capítulo 2, os ajustes das memórias passadas foram feitos de forma individual utilizando uma variável de duração de memória para a amplitude de entrada e uma variável de duração de memória para a fase de entrada. Já para o modelo da Figura 9 do Capítulo 2, a quantidade de informações passadas de amplitude e fase do sinal de entrada foi assumida igual. No que se refere ao vetor de saída, foram usadas as partes real e imaginária da saída instantânea. A quantidade de neurônios é de extrema importância, pois quanto maior o seu número, mais conexões serão feitas, resultando em menor erro de modelagem, porém, aumentando a complexidade da rede, em termos de quantidade de coeficientes. São utilizadas duas redes distintas, cada uma com uma saída. A quantidade de neurônios em cada uma dessas redes foi variada individualmente, ou seja, as redes podem apresentar quantidades diferentes de neurônios. A precisão da modelagem é avaliada através do erro quadrático médio, sendo o erro definido como a diferença entre o sinal de saída desejado e o sinal de saída estimado pela rede.

#### 4.1.1 Modelagem de PAs com a rede neural *perceptron*

A implementação desta rede ocorre em quatro etapas:

- I) criação da rede neural;
- II) inicialização dos pesos;
- III) treinamento da rede;
- IV) validação da rede (teste).

Na etapa de criação da rede neural *perceptron* de múltiplas camadas que possui função “*newff*” (no Matlab), existem seis variáveis a serem definidas: vetor de entrada, vetor de saída, duração da memória 1 (M1, referente a amplitude de entrada), duração da memória 2 (M2, referente a fase da entrada), quantidade de neurônios da rede 1 (que estima a parte real da saída instantânea) e quantidade de neurônios da rede 2 (que estima a parte imaginária da saída instantânea).

Para o *perceptron*, é necessária uma inicialização dos pesos. Os pesos descritos no Capítulo 2 e mostrados na Figura 5 foram todos inicializados com valores iguais a um. Optou-se por uma inicialização fixa (e não aleatória) para que a rede gere os mesmos resultados, sempre que sejam utilizadas as mesmas seis variáveis.

A rede criada (*net*) possui treinamento do tipo *backpropagation*. Neste trabalho, optou-se pela utilização do algoritmo Levenberg-Marquardt, que possui função “*trainlm*”. O treinamento é necessário para que a rede aprenda e corrija os erros existentes. Durante o treinamento supervisionado, os valores dos pesos são ajustados de maneira a minimizar o erro quadrático médio. Os dados necessários para esta etapa são a rede criada “*net*”, o vetor de entrada e o vetor de saída.

Na etapa de validação da rede neural é onde será verificado se a rede neural funciona. A validação (teste) se dá pela simulação da rede, que possui função “*sim*”. Para o teste são necessários a rede criada “*net*”, um vetor de entrada de dados e um vetor de saída de dados. Nesta etapa, a rede irá estimar valores para a saída do PA, de acordo com o seu aprendizado.

#### 4.1.2 Modelagem de PAs com a rede neural RBF

A rede RBF implementada no *software* Matlab ocorre em apenas duas etapas:

- I) criação e treinamento da rede;
- II) validação da rede (teste).

Para a criação da rede RBF é utilizada a função “*newrb*” do Matlab. Nesta função é necessário definir previamente os seguintes parâmetros: vetor de entrada, vetor de saída, duração da memória 1 (M1, referente a amplitude de entrada), duração da memória 2 (M2, referente a fase da entrada), “*goal*” (erro quadrático médio que se tem como objetivo), “*spread*” (distribuição da rede), “MN” que é a quantidade máxima de neurônios a ser utilizada e “DF” que é quantidade de neurônios a ser incrementada a cada teste. O “*goal*” foi definido como zero e o “*spread*” igual a um. É a partir dos parâmetros “MN” e “DF”, que não são obrigatórios de serem utilizados, que será feito o controle da quantidade de neurônios requeridos para os testes, visto que erro zero como objetivo não ocorre nas modelagens aqui reportadas. A grande vantagem desta rede é que, na sua criação, a função “*newrb*” já executa o treinamento da rede, através do algoritmo dos mínimos quadrados ortogonais. Desta forma, não é necessária mais nenhuma etapa específica ou comando específico para treinamento da rede.

Para se efetuar a validação da rede, é utilizada também a função “*sim*” e são necessários apenas três parâmetros para o teste: a rede criada “*net*”, um vetor de entrada de dados e um vetor de saída de dados. Nesta etapa, a rede irá estimar valores para a saída do PA, de acordo com o seu aprendizado.

#### 4.1.3 Avaliação dos desempenhos das redes neurais

Para a avaliação do desempenho da topologia proposta de modelagem para o PA e das redes neurais do tipo *perceptron* e RBF, foi implementado dentro dos algoritmos o cálculo do NMSE, que é o erro quadrático médio normalizado, a fim de definir qual modelagem e rede possui melhor desempenho. O NMSE é calculado conforme equação 19. Quanto mais negativo o NMSE, melhor é o desempenho da

rede, pois, desta forma, o erro entre o sinal de saída real em relação ao sinal estimado pela rede diminui.

$$NMSE = 10\log_{10} \frac{(\sum_{n=1}^N |e(n)|^2)}{(\sum_{n=1}^N |yref(n)|^2)}. \quad (19)$$

Na equação 19, o  $yref(n)$  é o sinal medido na saída do PA utilizado para a criação da rede no instante de tempo  $n$  e  $e(n) = yref(n) - ytest(n)$ , onde  $ytest(n)$  é a saída simulada no instante de tempo  $n$ .

Na Figura 19 é apresentado um fluxograma do funcionamento da rede neural.

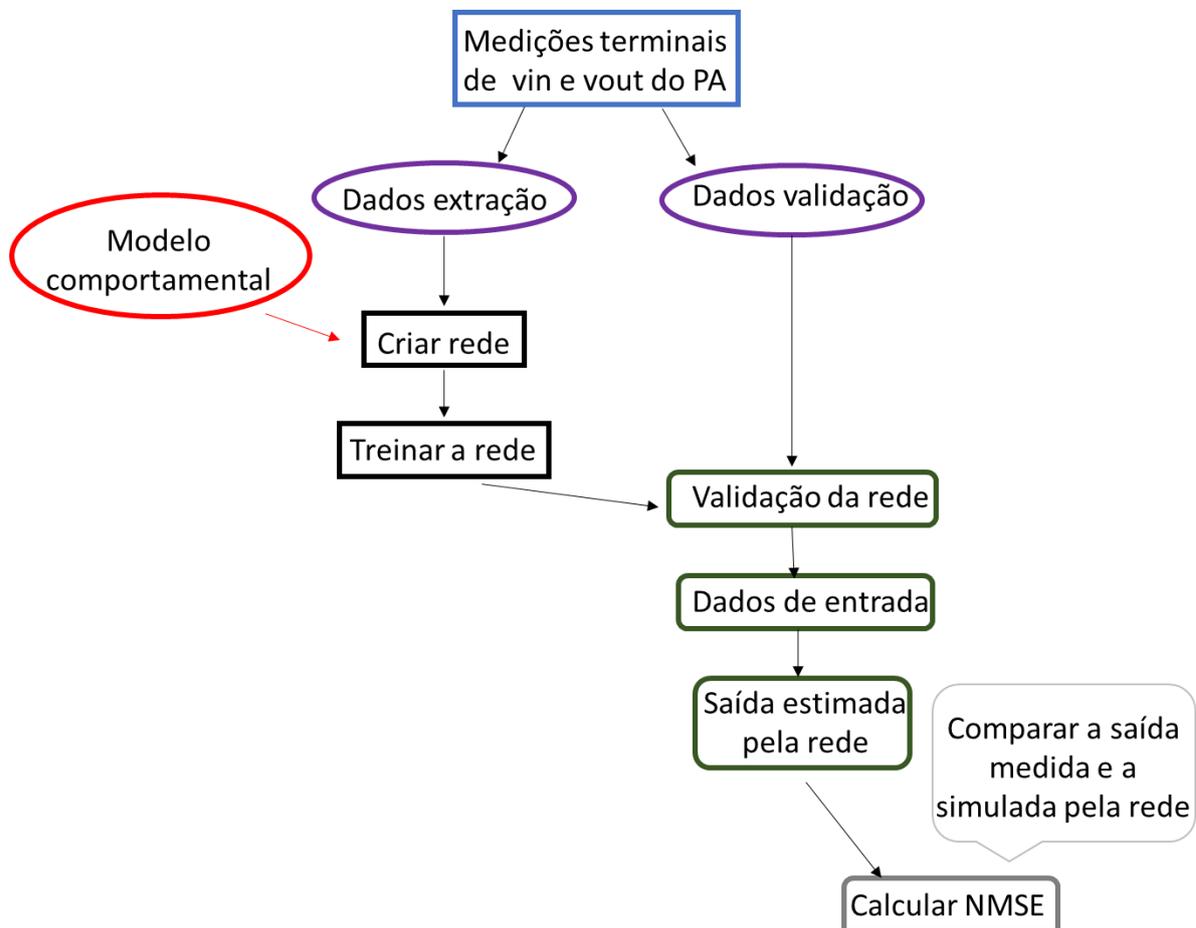


Figura 19 - Fluxograma da modelagem comportamental realizada pelas redes neurais.  
Fonte: A AUTORA.

## 4.2 PADRONIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR PARA O 3G/4G

As redes de telefonia de 4G, e algumas de 3G, operam com sinal LTE. Este tipo de rede permite maiores taxas na transmissão de dados e, por trabalharem com modulação OFDMA no *downlink* e SC-FDMA no *uplink*, conseguem fazer o uso mais eficiente do espectro eletromagnético em relação às técnicas de modulação mais antigas como a WCDMA que é usada somente no 3G. A grande desvantagem do sinal OFDMA é que ele possui alto PAPR e isso faz com que o PA apresente baixa eficiência energética além de que, muitas vezes, acaba por comprometer a linearidade do sistema.

Algumas especificações foram utilizadas no projeto do PA Doherty com o objetivo de atender aos critérios mínimos para que o PA se enquadrasse dentro das normas das tecnologias 3G e 4G. Foram definidos, para o projeto final, níveis de potência e critérios de linearidade de acordo com os critérios especificados para o 3G e 4G encontrados em (HOLMA; TOSKALA, 2004) e (SESIA; TOUFIK; BAKER, 2011). Neste trabalho será utilizada frequência central de 2,4 GHz. Será utilizado para a simulação do PA sinal OFDMA com banda de 20 MHz. Nas Tabelas 3, 4 e 5, são apresentadas as especificações para o 3G, 4G e 802.11n, sendo a última a especificação para dispositivos de redes locais sem fio (Wlan). O termo QPSK é a modulação de fase em quadratura, QAM a modulação de amplitude em quadratura e BPSK a modulação binária por deslocamento de fase. O  $ACLR_1$  é calculado para a primeira banda adjacente (FN+1) e  $ACLR_2$  para a segunda banda adjacente (FN+2).

Tabela 3 - Especificações para o padrão 3G.

3G (WCDMA)	<i>Uplink</i>	<i>Downlink</i>
Método de transmissão	HPSK	WCDMA
Modulação	QPSK, 16-QAM	QPSK, 16QAM
Potência máxima de saída	24 dBm	46 dBm
EVM máximo	17,5%(QPSK), 14%(16-QAM)	17,5%(QPSK), 14%(16-QAM)
$ACLR_1$ (FN+1)	-33 dB	-45 dB
$ACLR_2$ (FN+2)	-43 dB	-50 dB

Tabela 4 - Especificações para o padrão 4G.

4G (LTE)	<i>Uplink</i>	<i>Downlink</i>
Método de transmissão	SC-FDMA	OFDMA
Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
Potência máxima de saída	24 dBm	46 dBm
EVM máximo	17,5%(QPSK), 12,5%(16-QAM), 8% (64-QAM)	17,5%(QPSK), 12,5%(16-QAM), 8% (64-QAM)
ACLR <sub>1 (FN+1)</sub>	-33 dB	-45 dB
ACLR <sub>2 (FN+2)</sub>	-36 dB	-50 dB

Tabela 5 - Especificações para o 802.11n (Wlan).

802.11n (MIMO)	
Método de transmissão	OFDMA
Modulação	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Potência máxima de saída	30 dBm
EVM máximo	BPSK(56,2%), 22,4% (QPSK), 11,2%(16-QAM), 4%(64-QAM)
ACLR <sub>1 (FN+1)</sub>	-33 dB
ACLR(>30 MHz)	-45 dB

### 4.3 DESENVOLVIMENTO DO AMPLIFICADOR DE RF

O projeto de um PA Doherty de 2,4 GHz é apresentado. O amplificador foi desenvolvido utilizando a tecnologia CMOS 180 nm da GLOBALFOUNDRIES. As especificações da potência de saída incluem OCP1 maior que 21 dBm e potência de saturação superior a 24 dBm. Após a conclusão desta etapa, com o objetivo de melhorar a linearidade e de testar o modelo comportamental proposto para PA, a linearização utilizando a técnica da pré-distorção digital em banda base também é executada.

#### 4.3.1 Amplificador Doherty

Como já mencionado no Capítulo 3, a estrutura principal do amplificador Doherty consiste em dois amplificadores conectados em paralelo por redes de

impedância. O circuito proposto é totalmente integrado, incluindo todos os elementos passivos da rede inversora de impedância, da rede de impedância de correção de fase e do divisor de potência, que foram projetados utilizando a idéia de *lumped components* (parâmetros concentrados). A topologia cascode foi escolhida para ambos os amplificadores (principal e auxiliar) devido à melhor isolamento entre a entrada e a saída em comparação com um amplificador fonte comum (RUIZ; PÉREZ, 2014). Nos transistores conectados em porta comum foram utilizados transistores de *thick-oxide* para que o amplificador suportasse tensões de pico de até 3,3 V com o objetivo de alcançar alta potência de saída.

O amplificador principal é polarizado em classe AB a fim de garantir alta linearidade e o amplificador auxiliar foi polarizado em classe C com o objetivo de melhorar a eficiência do PA. Primeiramente, cada amplificador foi projetado individualmente. Foram realizadas simulações de *Load-pull* com o objetivo de encontrar a impedância ótima que permitia a maior potência de saída possível. Por fim, foi realizado o casamento da impedância ótima com os 50  $\Omega$  previstos da antena.

A topologia para o divisor de potência é a Wilkinson, conforme a Figura 20. Neste caso, o divisor é formado por redes de impedância que simulam o comportamento de linhas de transmissão de  $\lambda/4$  de onda. Cada rede é projetada com frequência central  $f_0$ , possuindo impedâncias características de  $Z_0\sqrt{2}$  e com um resistor de  $2Z_0$  conectado entre as duas portas de saída. O divisor de potência nesta configuração divide igualmente a potência para cada PA, ou seja, tanto o amplificador principal quanto o auxiliar receberão 50% da potência total aplicada na entrada do amplificador.

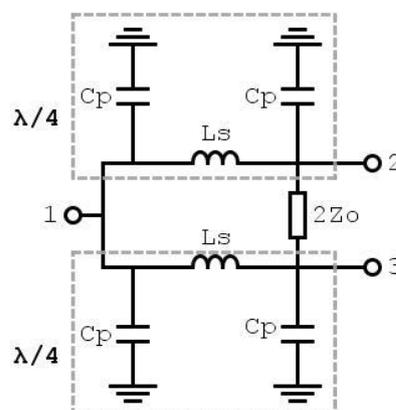


Figura 20 - Divisor de potência com duas saídas, topologia Wilkinson.  
Fonte: A AUTORA.

Os capacitores e indutores podem ser calculados através das equações:

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0}, \quad (20)$$

e

$$L_s = \frac{Z_0}{2\pi f_0}. \quad (21)$$

Os coeficientes de transmissão do divisor de potência são mostrados na Figura 21. Neste caso as perdas ficam em torno de 0,8 dB.

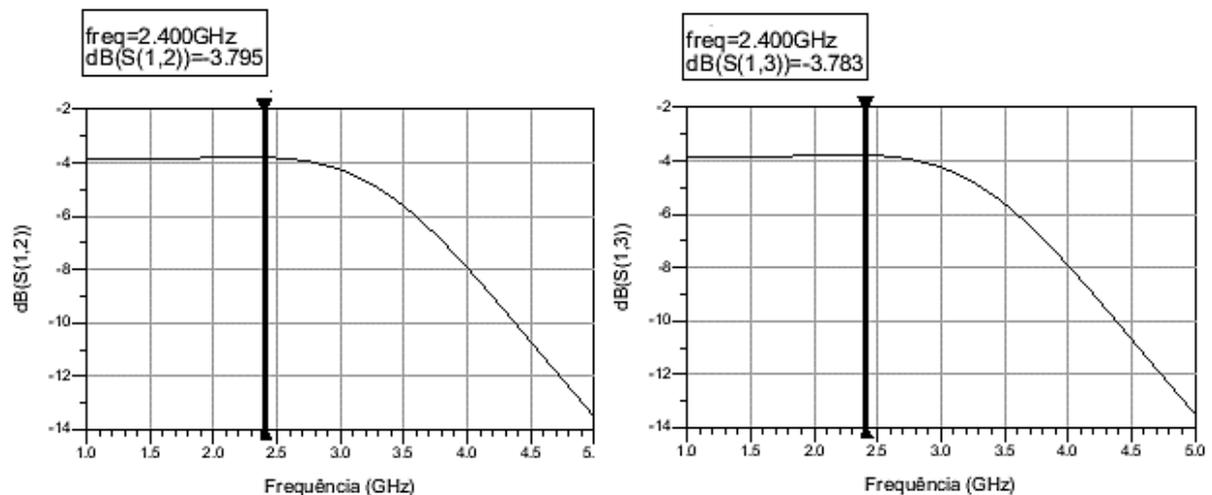


Figura 21 - Perdas de potência do divisor de potência. Parâmetros S12 e S13.

Nos PAs que utilizam apenas um transistor, é necessário observar as tensões obtidas em  $V_{GD}$  e  $V_{GS}$  para evitar a tensão de ruptura. A configuração em cascode limita a tensão de  $V_{DS}$  no transistor em fonte comum. Porém, o transistor em porta comum fica submetido à tensão de  $V_{DD}$ , permitindo altas excursões em  $V_{GD}$ . Na topologia cascode apenas a tensão de  $V_{GD}$  no transistor em fonte comum deve ser observada para evitar altas excursões de tensão e a entrada do transistor na região de tensão de ruptura. Devido aos limites de tensão em cada transistor serem diferentes, ocorre um desbalanceamento da excursão de  $V_{GD}$ . Desta forma, a topologia cascode modificado é utilizada para corrigir o desbalanceamento da tensão  $V_{GD}$  nos transistores (RUIZ; PÉREZ, 2014). A correção do desbalanceamento é promovida

através de correta polarização do transistor em porta comum. Essa foi a topologia para o amplificador principal conforme mostra a Figura 22.

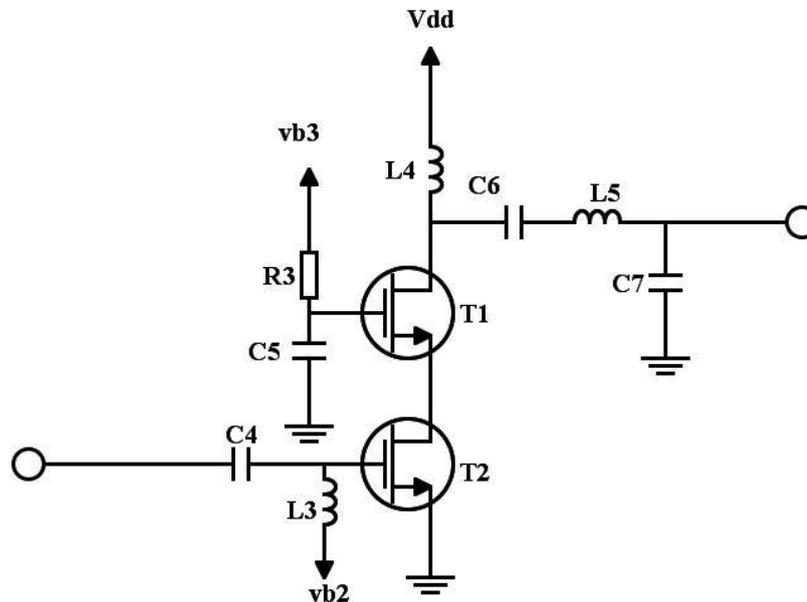


Figura 22 - Amplificador principal, topologia cascode modificado com polarização diferenciada do transistor porta comum.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014.

Primeiramente, foi projetado o PA principal separadamente. Foram realizadas simulações de parâmetros S para realizar o casamento de impedância na entrada e saída do PA, conforme Figura 23. Para entrada, foram obtidos parâmetros  $S_{11} = -15,01$  dB e  $S_{12} = -26,00$  dB. O ganho de pequenos sinais medido foi de 18,19 dB. Para obter os valores de potência de saída e PAE, foram realizadas simulações de equilíbrio harmônico, curva da PAE e da potência de saída em função da potência de entrada, conforme a Figura 24. A PAE de pico medida foi de 39,66%, já a potência de saturação foi de 25,91 dBm. Por meio de simulações paramétricas, o dimensionamento dos transistores T1 e T2 foi realizado. O transistor T2 foi polarizado de forma que estivesse em classe AB. O casamento de impedância na entrada foi realizado com o uso de um capacitor (C4) e um indutor (L3) conectados em L. Por fim, foi efetuado o casamento de impedância final com a antena, utilizando um indutor (L5) e um capacitor (C7), obtendo assim na saída uma rede de impedância em pi.

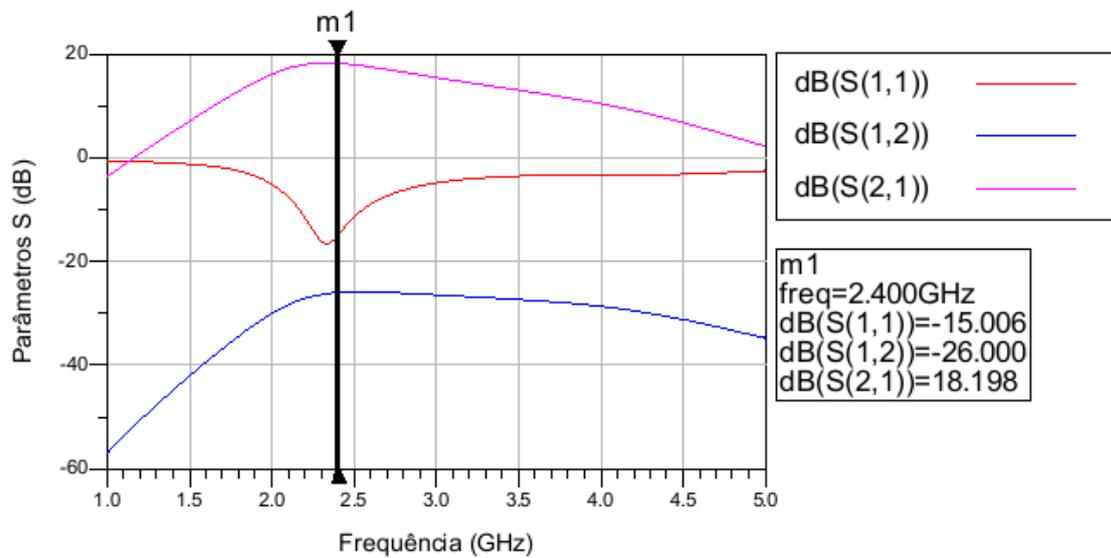


Figura 23 - Parâmetros S do amplificador principal.

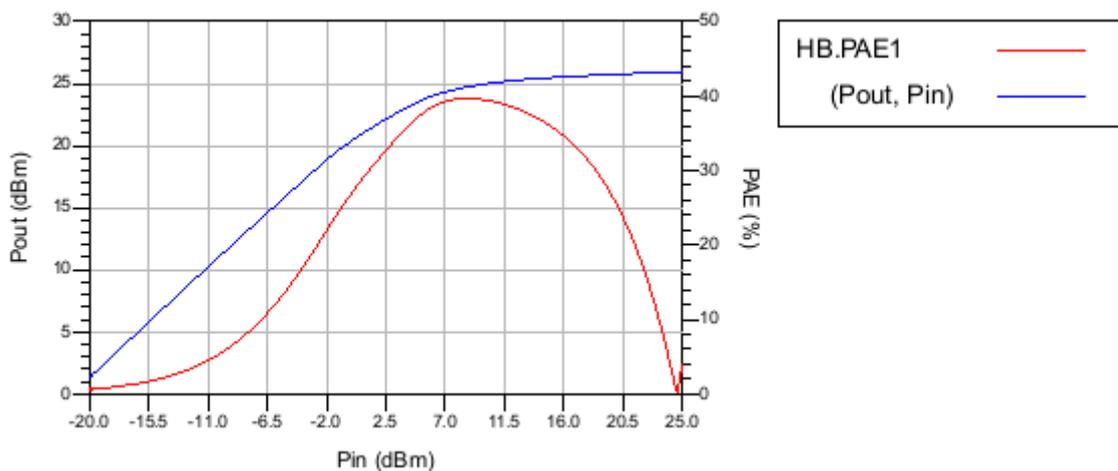


Figura 24 - Potência de saída e PAE do amplificador principal.

O PA auxiliar foi projetado utilizando a topologia cascode que pode ser verificada na Figura 25. O transistor em fonte comum foi polarizado de forma a manter a relação  $V_{TH} < V_{GS}$ , caracterizando assim um amplificador em classe C. Para o projeto deste PA foram realizadas simulações semelhantes às realizadas no PA principal, conforme Figuras 26 e 27, porém, para os parâmetros S, foram observados apenas os valores que medem os parâmetros de entrada do PA, visto que se trata de um PA com saída não linear. Para o casamento da impedância de entrada, foi utilizada uma rede em T. Já para a saída, foi utilizada uma rede em pi. No casamento de saída foi adotada a técnica de *load-pull*. Na Figura 26, são apresentados os parâmetros de espalhamento da entrada, tendo sido obtido  $S_{11} = -13,41$  dB e  $S_{12} = -29,39$  dB. Na Figura 27, são apresentadas as curvas de PAE e de potência de saída em função da potência de

entrada. A PAE de pico medida foi de 35,36%. A potência de saturação medida é de 26,22 dBm.

No projeto das linhas de transmissão foram utilizados componentes passivos. As redes de impedância inversora e de correção de fase foram projetadas com a configuração pi. Para representar a linha de transmissão de  $Z_0/\sqrt{2}$ , foi utilizada uma rede com um capacitor e um indutor.

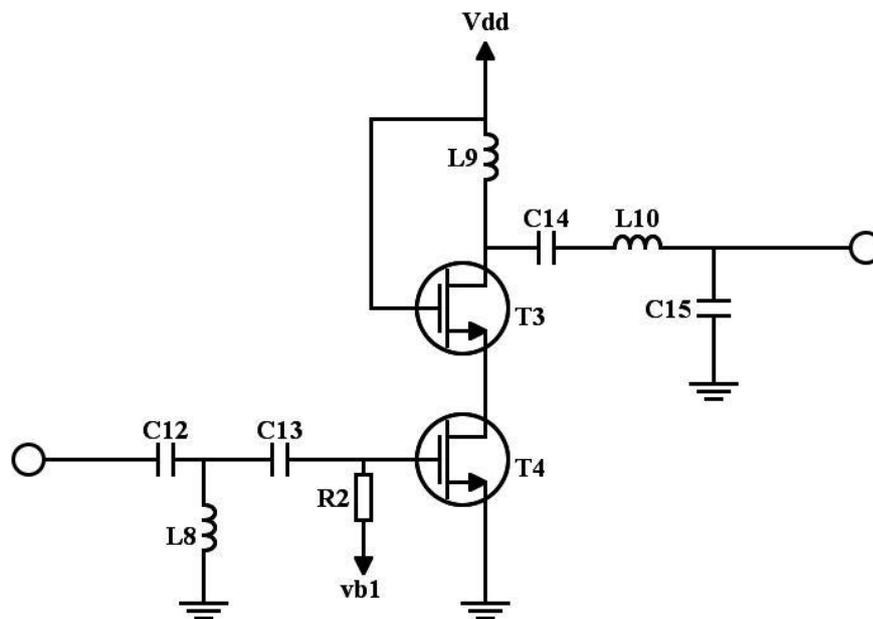


Figura 25 - Amplificador auxiliar, topologia cascode.  
Fonte: RUIZ; PÉREZ, 2014.

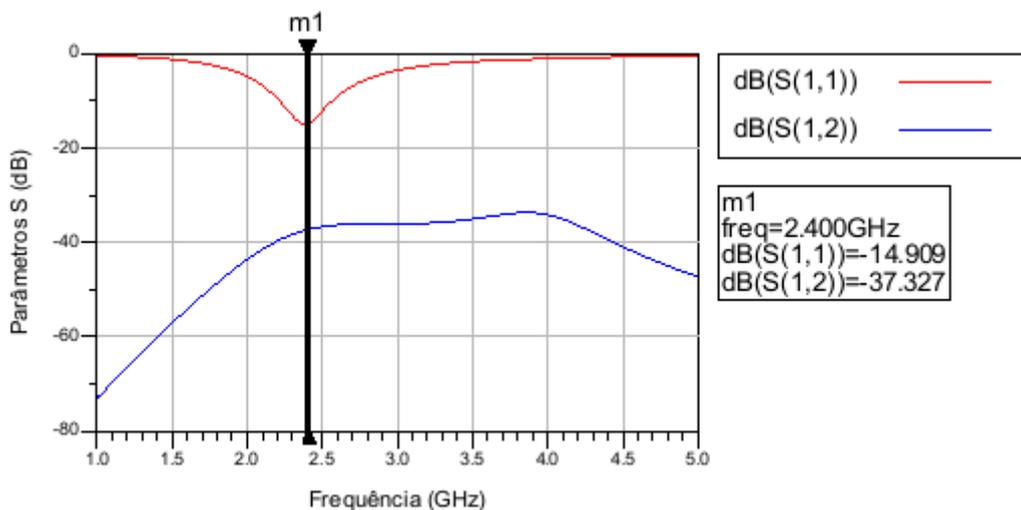


Figura 26 – Parâmetros S de entrada do amplificador auxiliar.

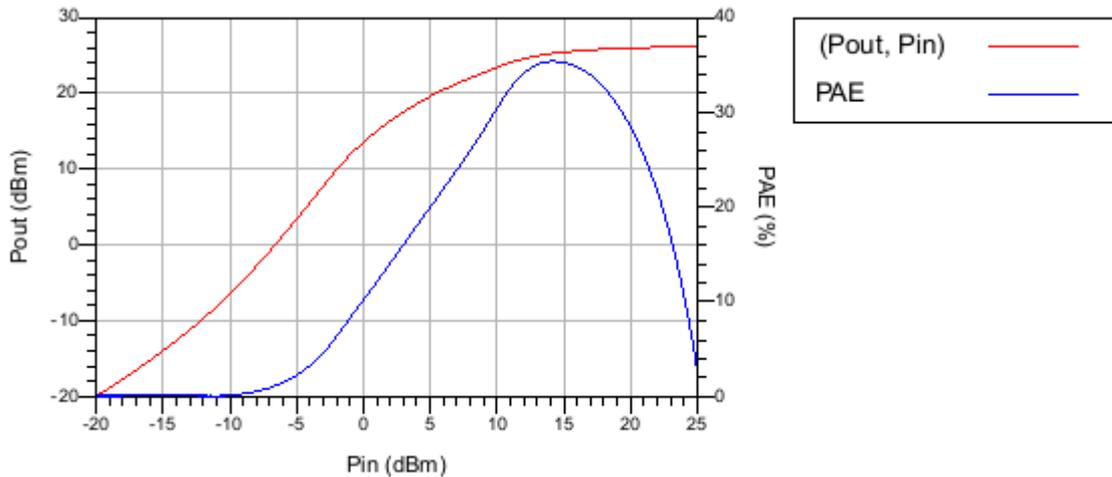


Figura 27 - Potência de saída e PAE do amplificador auxiliar.

Na Figura 28 é mostrado o esquemático do PA completo. Na Tabela 6 são apresentadas as especificações utilizadas de cada componente.

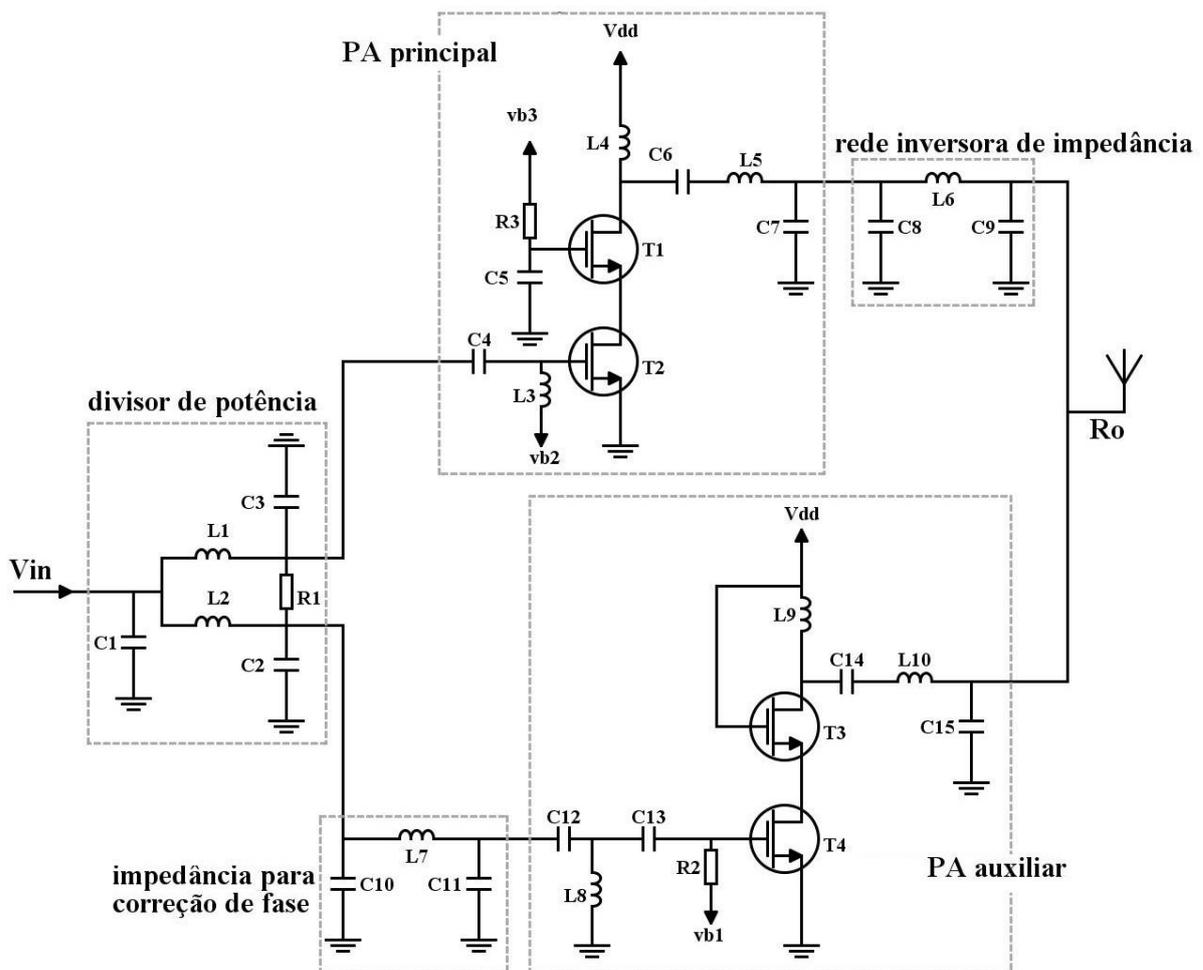


Figura 28 - Figura 28 - Esquemático completo do amplificador Doherty projetado.  
Fonte: DE FRANÇA; LEITE; LIMA, 2016.

Tabela 6 – Dimensões dos componentes utilizados no esquemático da Figura 28.

T1 (nfet 3,3)		T2 (nfet 1,8)		T3 (nfet 3,3)		T4 (nfet 1,8)	
Wt=	2,28 mm	Wt=	1,12 mm	Wt=	1,38 mm	Wt=	1,8 mm
W=	20 um	W=	20 um	W=	20 um	W=	20 um
Nf=	114	Nf=	56	Nf=	69	Nf=	90
M=	2	M=	2	M=	2	M=	2
R1=	100,39 $\Omega$	Vdd=	3,3 V				
R2=	1k $\Omega$	vb1=	325 mV				
R3=	1 k $\Omega$	vb2=	525 mV				
		vb3=	2,7 V				
	x	w	n		x	w	n
L1=4,2 nH	180 um	5,2 um	5,5	L6=2,9 nH	150 um	5 um	5
L2=4,2 nH	180 um	5,2 um	5,5	L7=0,8 nH	120 um	5,2 um	2,5
L3=0,7 nH	130 um	5um	2	L8=1,2 nH	120 um	5 um	3,5
L4=0,9 nH	160 um	5 um	2	L9=0,9 nH	160 um	4 um	2
L5=2,2 nH	140 um	5,1 um	4,5	L10=3,7 nH	150 um	5 um	7,5
	W	L			W	L	
C1=1,7 pF	29 um	28,5 um		C9=896 fF	21 um	21 um	
C2=876 fF	20 um	21,5 um		C10=453 fF	14 um	16 um	
C3=876 fF	20 um	21,5 um		C11=453 fF	14 um	16 um	
C4=10,6 pF	72 um	72 um		C12=3,3 pF	40 um	40 um	
C5=10,6 pF	72 um	72 um		C13=10,6pF	72 um	72 um	
C6=8,8 pF	65,5 um	65,5 um		C14=5,1 pF	50 um	50 um	
C7=917 fF	21,5 um	21 um		C15=812 fF	20 um	20 um	
C8=896 fF	21 um	21 um					

## 5 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO AMPLIFICADOR DOHERTY

Após as simulações do Capítulo 4, onde foram apresentados os resultados obtidos separadamente de cada PA, neste capítulo serão apresentadas as simulações e análises do RFPA Doherty completo. Foram realizadas somente simulações detalhadas a nível de esquemático, conforme Figura 28 apresentada no Capítulo 4. A análise dos parâmetros S foi realizada para efetuar o correto casamento de impedância para o amplificador Doherty. As simulações de equilíbrio harmônico foram utilizadas para projetar o RFPA e definir características do dispositivo como ganho de potência, OCP1 e PAE. Por fim, foram realizadas simulações de envoltória utilizando o sinal LTE para validar o RFPA para a norma do 3G/4G. As simulações foram realizadas utilizando o *software* da Keysight *Advanced Design System* (ADS). Os sinais LTE utilizados foram obtidos no *software* Matlab e posteriormente carregados dentro do ADS para realizar as simulações de envoltória no RFPA.

### 5.1 SIMULAÇÕES DE PEQUENOS SINAIS – PARÂMETROS S

O amplificador Doherty completo deve estar casado na entrada e na saída do RFPA para  $50 \Omega$ . Montando o RFPA completo, foram necessárias adaptações para efetuar o correto casamento de impedância na entrada e na saída do PA. Foram extraídos os parâmetros de S11 (reflexão da entrada), S12 (isolação), S21 (ganho de potência) e S22 (reflexão da saída), conforme mostra a Figura 29. Para a frequência de 2,4 GHz, foi obtido S11 de -15,11 dB, S12 de -31,43 dB, S21 de 14,22 dB e S22 de -14,86 dB. Com os parâmetros de S11 e S22 é verificado que a entrada e a saída do amplificador estão adaptadas para a frequência escolhida. O resultado de S12 ficou dentro do esperado, garantindo uma boa isolamento entre entrada e saída, já que foi utilizada a topologia cascode. O valor de 14,22 dB, encontrado para o ganho de potência, é um valor considerado baixo para ganho de RFPA. Porém, considerando que foi projetado um amplificador com apenas um estágio de entrada, ficou dentro do esperado e de acordo com o que já foi publicado anteriormente e apresentado na Tabela 2. O ganho pode ser aumentado com a inclusão de um pré-amplificador.

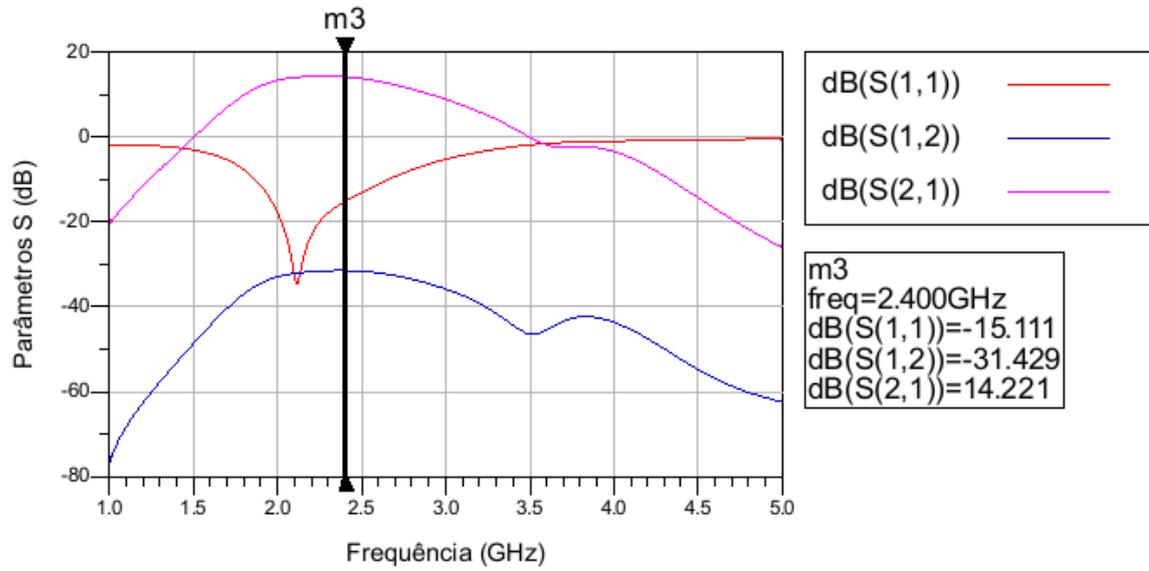


Figura 29 - Parâmetros S do RFLPA Doherty.

Ainda na simulação de pequenos sinais, foram simulados os parâmetros de estabilidade para entrada  $\mu'$  e saída  $\mu''$  do RFLPA, conforme Figuras 30 e 31.

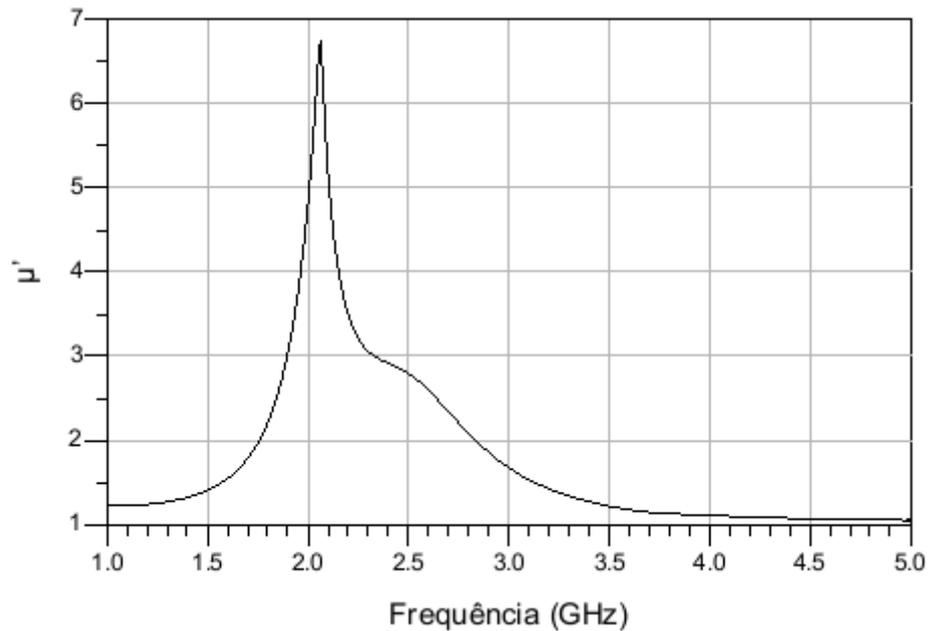


Figura 30 - Parâmetro de estabilidade de entrada para o RFLPA Doherty.

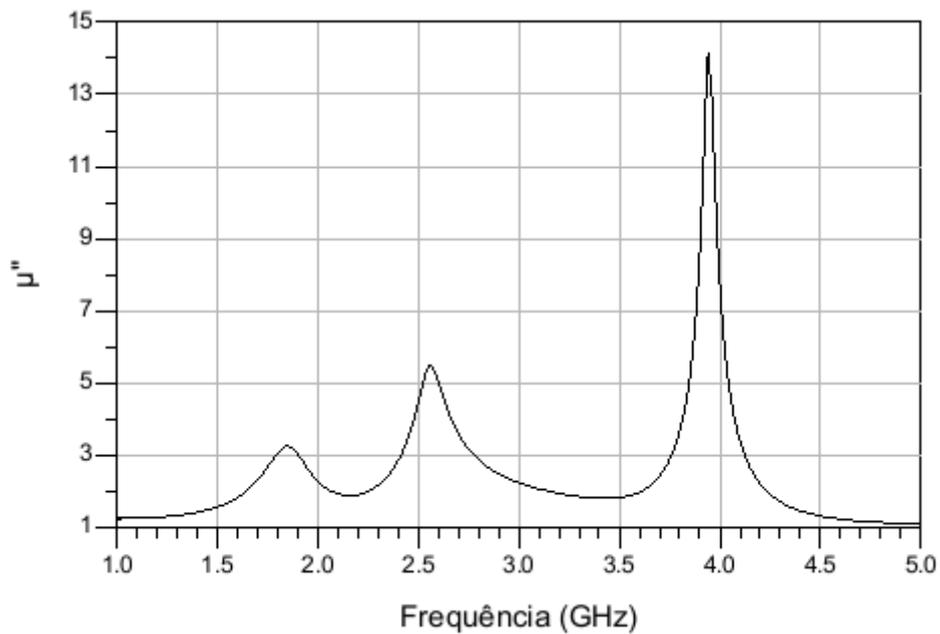


Figura 31 - Parâmetro de estabilidade de saída para o RFPA Doherty.

É verificado, nas Figuras 30 e 31, que no intervalo simulado de 1 GHz a 5 GHz a entrada e a saída podem ser consideradas incondicionalmente estáveis, pois apresentam coeficientes de estabilidade maiores que a unidade.

## 5.2 SIMULAÇÕES DE EQUILÍBRIO HARMÔNICO

Na simulação de equilíbrio harmônico, é obtida a magnitude de potência de saída devida a uma determinada potência de entrada. A simulação é feita conforme Figura 32, ponto a ponto e assim é obtida a característica de transferência. No gráfico da Figura 32 são apresentados os valores de potência de entrada encontrados para o nível de ponto de compressão de 1 dB (22,04 dBm) e a potência de saturação do PA (26,06 dBm). No ponto m14, onde foi medido o OCP1, foi obtida potência de saída de 22,04 dBm. As potências encontram-se dentro dos limites estabelecidos pelas tecnologias 3G/4G.

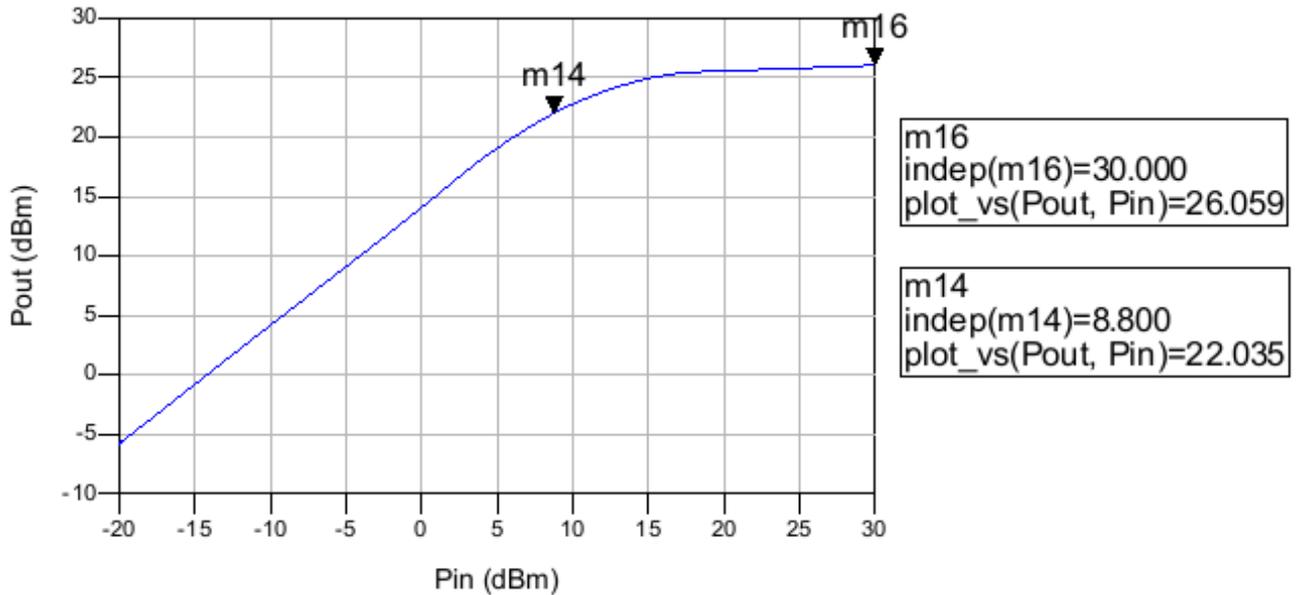


Figura 32 - Característica de transferência de Pin x Pout.

Outro aspecto importante no projeto de amplificadores é a análise da eficiência e da PAE. Desta forma, foi simulada a PAE do RFPA em relação a cada potência de entrada aplicada, conforme Figura 33.

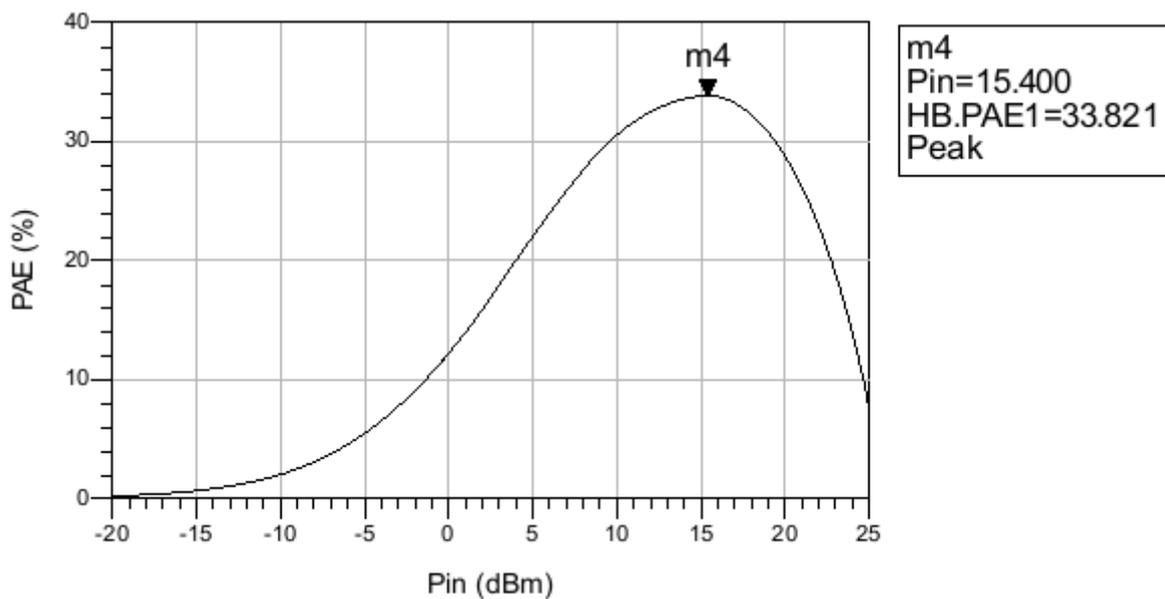


Figura 33 - Gráfico da PAE do RFPA em função da potência de entrada.

No ponto m4 do gráfico da PAE, é obtida a eficiência de pico, de 33,82%. Na Figura 34, é apresentado o gráfico da eficiência de dreno do amplificador em função da potência de entrada. Para este caso, o valor de pico é de 39,09%. Os valores de

eficiência de pico, tanto para PAE como para a eficiência de dreno, permitem concluir que o PA completo encontra-se operando linearmente, como é o desejado para PAs de transmissores. A potência cc medida no amplificador foi de 114,51 mW, sendo tensão Vdd de 3,3 V e corrente cc de 34,7 mA.

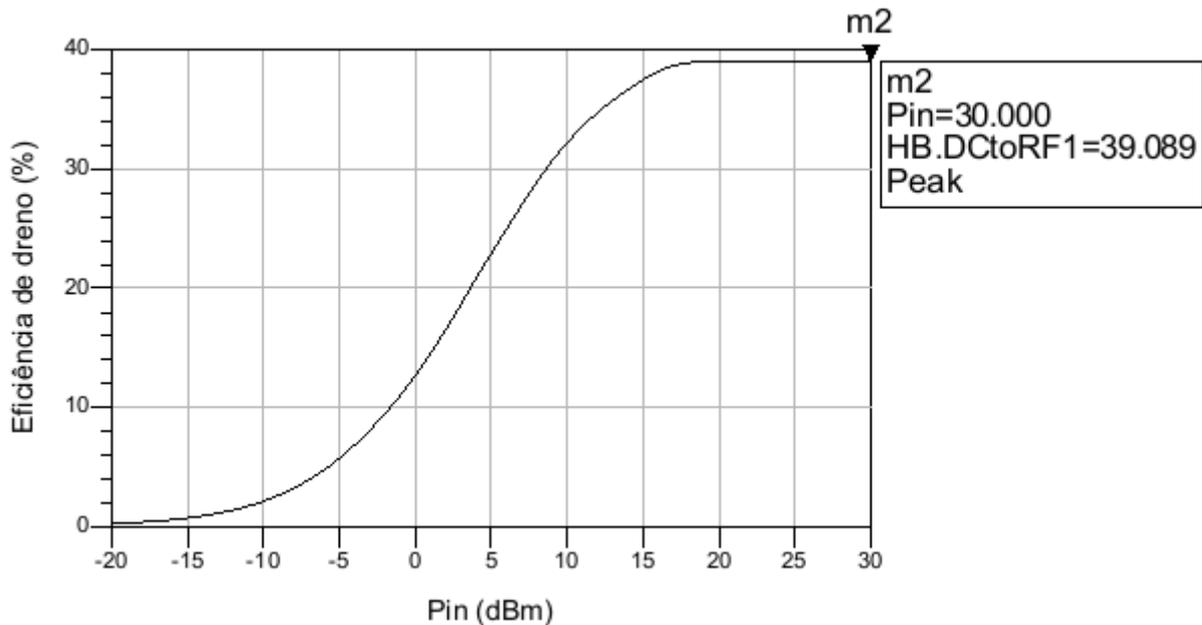


Figura 34 - Gráfico da eficiência do RFPA Doherty em relação à potência de entrada.

Na Figura 35, é apresentada a PAE em função da potência de saída do PA com o objetivo de medir a degradação da eficiência do amplificador.

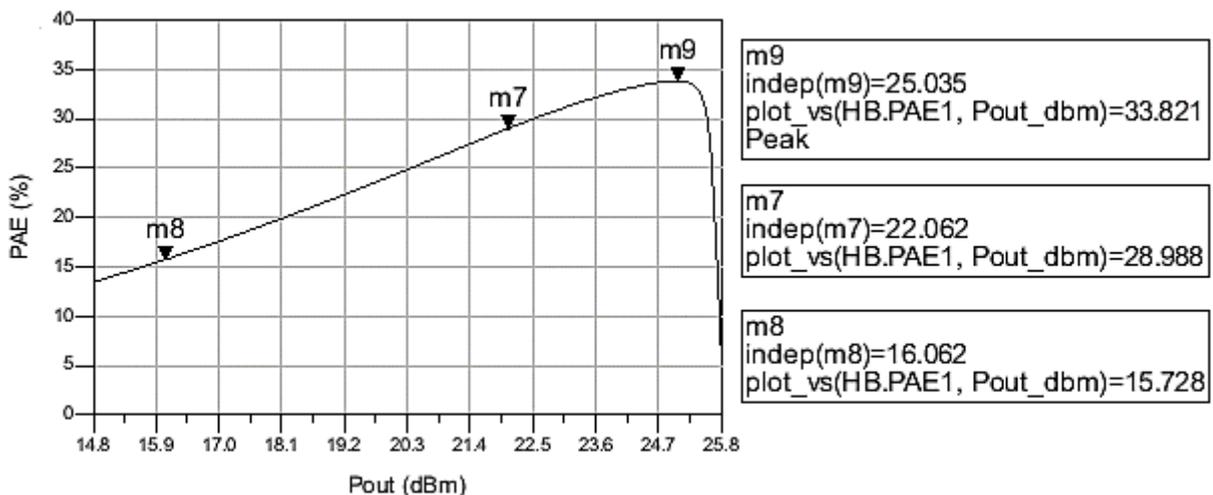


Figura 35 - PAE em função da potência de saída do amplificador.

No ponto m9 da Figura 35, é mostrada a PAE de pico do amplificador (33,82%). No ponto m7 é medida a PAE no ponto de compressão de 1 dB que é de 28,99%. No ponto m8 é marcada a PAE para 6 dB abaixo (16,06 dBm) da potência de saída medida no ponto de compressão (22,06 dBm). Neste ponto a PAE é de 15,73%.

Na Figura 36 é apresentada a distribuição de correntes dos amplificadores principal e auxiliar em função da potência de saída. Nota-se que o amplificador auxiliar entra em operação em torno de 13 dBm de potência de saída.

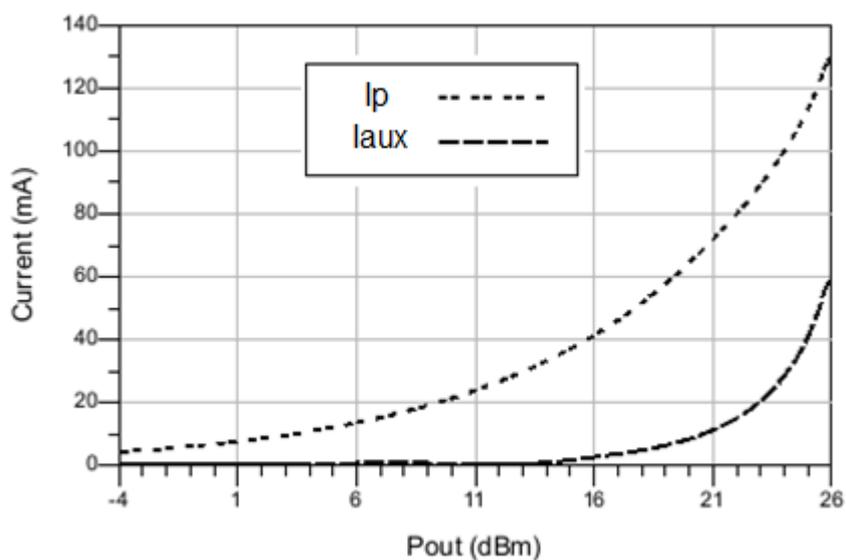


Figura 36 – Distribuições de correntes entre o amplificador principal e auxiliar em função da potência de saída.

### 5.3 SIMULAÇÃO COM SINAL LTE

Para a realização dessa simulação foi utilizada uma fonte de tensão ideal onde foi inserido o *dataset* contendo o sinal LTE (*downlink*) em banda base gerado pelo *software* Matlab. O sinal LTE gerado possui método de transmissão OFDMA, modulação QPSK (*quadrature phase-shift keying*), banda de 20 MHz, amostrado a uma frequência de 153,6 MHz e PAPR de 8,8 dB, compatível com o sinal regulamentado para transmissão Wlan de acordo com a norma IEEE 802.11n. Na fonte de tensão foi ajustada a frequência central da portadora, que para este projeto foi definida em 2,4 GHz. Também foi realizado o ajuste do ganho de tensão na fonte, com o objetivo de variar a potência de entrada e fazer a coleta de dados da PAE, potência média de saída, ACLR e EVM.

Contudo, em virtude de não se conhecer corretamente os símbolos do sinal extraído do Matlab (LTE OFDMA), utilizado neste trabalho, adotou-se uma maneira alternativa para realizar o cálculo do EVM. A equação utilizada para o cálculo do EVM foi:

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N |\tilde{y}(n) - \tilde{y}_{ref}(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |\tilde{y}_{ref}(n)|^2}}, \quad (22)$$

onde  $\tilde{y}(n)$  é o sinal sobre o qual se deseja calcular o valor de EVM em relação ao sinal de referência  $\tilde{y}_{ref}(n)$  e  $N$  é a quantidade total de amostras no tempo discreto.

Na Tabela 7 são mostrados os dados obtidos através da simulação do sinal LTE com banda de 20 MHz.

Tabela 7 - Dados do RFPA Doherty com sinal de entrada LTE de 20 MHz.

Pin média (dBm)	Pout média (dBm)	Pout sat (dBm)	PAE máx (%)	PAE @ 6 dB (%)	EVM (%)	ACLR Lower (20 MHz) (dB)	ACLR Upper (20 MHz) (dB)
5,50	18,97	24,70	33,51	15,31	11,34	-27,14	-29,81
4,02	17,82	24,16	32,98	14,19	11,49	-28,62	-30,61
1,07	15,19	22,75	30,56	11,67	14,59	-30,78	-30,91
-5,97	8,24	17,13	17,82	4,57	28,77	-32,27	-34,95
-7,13	7,09	15,93	15,92	3,63	30,46	-34,07	-36,68

Com as informações da Tabela 7, é verificado que com a variação da potência média de entrada, os valores de potência de saturação e PAE de pico variam, sendo menores para potências de entradas menores. É verificado que o EVM varia consideravelmente com a variação da potência média de entrada, porém, para potências de entrada maiores que 1,07 dBm, se mantém dentro dos limites permitidos pela norma do 4G conforme apresentado na Tabela 5 que é de 22,4%. Para Pin menores, o EVM ultrapassa essa especificação.

Para várias potências médias de entrada o RFPA ainda se mantém fora dos limites estabelecidos de ACLR que é de -33 dB para primeira banda adjacente, conforme IEEE 802.11n. No momento onde é aplicada potência média de entrada de -7,13 dBm o ACLR *upper* e ACLR *lower* ficam dentro dos limites estabelecidos,

alcançando -34,07 dB para ACLR *lower* e -36,68 dB para ACLR *upper*, mas o EVM não atende as normas. Neste momento, a potência média de saída do PA é relativamente baixa em torno de 7,09 dBm e a PAE máxima (15,92%) também. Para nenhuma potência de saída medida e apresentada na Tabela 7, o amplificador atende a requisição de ACLR de -45 dB para frequências maiores que 30 MHz. Desta forma, é necessário o uso da DPD para que o amplificador alcance todos os limites de linearidade estabelecidos pela norma e ainda se mantenha em uma região de alta eficiência da PAE. Nas Figuras 37 e 38, são mostradas as componentes de amplitude e fase, respectivamente, medidas na saída do amplificador.

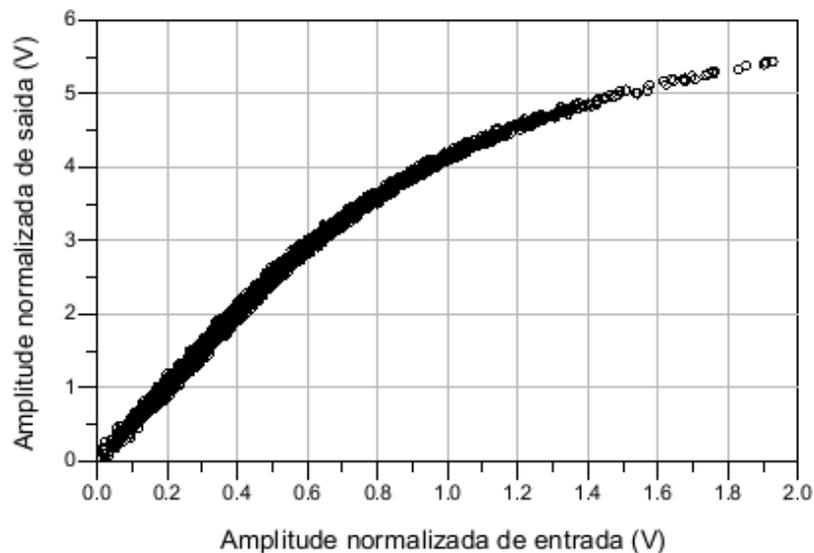


Figura 37 - Conversão AM-AM. Amplificador Doherty com sinal LTE de largura de banda de 20 MHz.

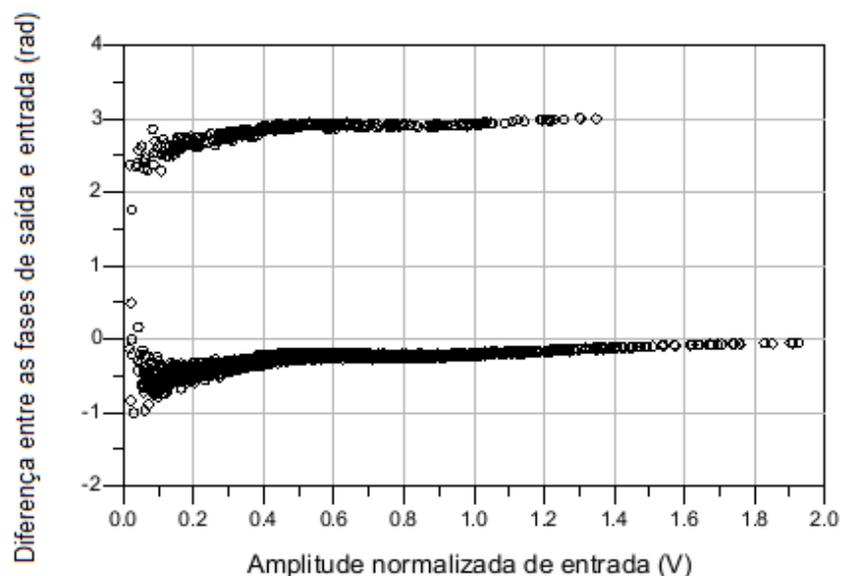


Figura 38 - Conversão AM-PM. Amplificador Doherty com sinal LTE de largura de banda de 20 MHz.

## 6 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO PRÉ-DISTORSOR

Neste capítulo, são apresentados os resultados da modelagem comportamental das características de transferência direta e inversa de RFPAs. Na Seção 6.1 são apresentados os resultados obtidos com a modelagem comportamental do amplificador, tendo como base dois modelos. O primeiro modelo é o mostrado na Figura 9 do Capítulo 2, chamado de Caso 1, onde a quantidade de informações passadas de amplitude e fase do sinal de entrada foram assumidas iguais. O segundo modelo é o proposto na Figura 10 do Capítulo 2, chamado de Caso 2, onde os ajustes das memórias passadas foram feitos de forma individual utilizando uma variável de duração de memória para a amplitude de entrada (M1) e uma variável de duração de memória para a fase de entrada (M2). O objetivo desta análise é de comparar os dois modelos com a finalidade de identificar qual possui um melhor desempenho em termos de precisão e complexidade. A avaliação da precisão se dará através do cálculo do NMSE. A complexidade será definida pela quantidade de coeficientes que o modelo utiliza. Em um cenário de mesma quantidade de coeficientes, ocorrendo melhora do NMSE usando determinado modelo, esta será a abordagem utilizada para a linearização final do amplificador. Na Seção 6.2 são apresentados os resultados obtidos com a modelagem da característica inversa do PA, utilizando apenas a abordagem de melhor desempenho discutida na Seção 6.1.

Em (DE FRANÇA; FREIRE; DE LIMA, 2015) é apresentado um estudo comparativo entre as redes *perceptron* e RBF de valores reais para a modelagem comportamental de PAs. Este estudo indica que a rede *perceptron* apresenta uma melhor precisão em relação à RBF. Portanto, neste capítulo, emprega-se apenas a arquitetura *perceptron*. Dessa forma, os modelos foram executados utilizando a rede neural *perceptron* de múltiplas camadas simuladas através do *software* Matlab.

### 6.1 MODELAGEM COMPORTAMENTAL DO AMPLIFICADOR

Como mencionado anteriormente, serão comparados dois modelos para o amplificador. O primeiro caso possui durações de memória da fase e da amplitude de entrada iguais, já no segundo caso as durações de memória da fase e da amplitude

de entrada são diferentes. O uso de modelos comportamentais com memória visa eliminar efeitos de memória dos amplificadores, que acabam por gerar distorções dos sinais transmitidos. Esses efeitos de memória são devidos às redes de casamento de impedância, circuitos de polarização, entre outros. Dependendo do comportamento do amplificador estudado, pode ser mais interessante utilizar redes com duração de memória maior na fase ou na amplitude com o objetivo de eliminar as não linearidades impostas pelo circuito. O uso de durações de memória diferentes permite que sejam utilizadas menores quantidades de parâmetros no treinamento e validação da rede neural, permitindo assim que a complexidade computacional da rede seja drasticamente diminuída. Para a modelagem e validação do modelo proposto nesta etapa do trabalho, foi escolhido o uso da rede neural *perceptron*. Para a modelagem comportamental do RFPA Doherty, foi utilizado o modelo para o PA da Figura 39.

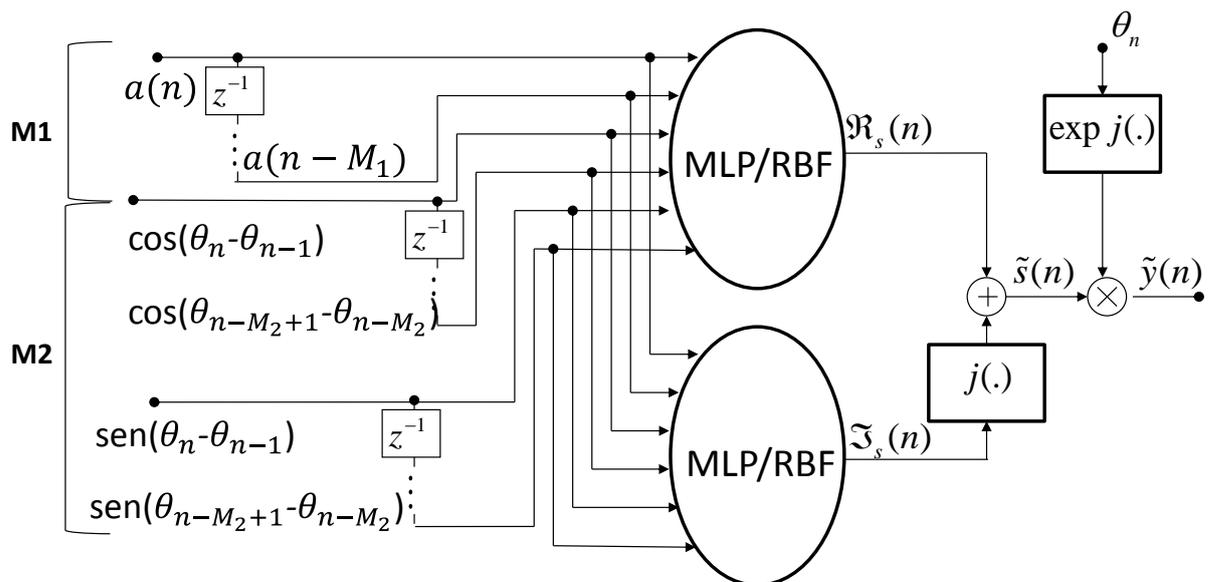


Figura 39 - Modelo comportamental para amplificadores de potência utilizado neste capítulo.

Para ambas as redes (modelo 1 e modelo 2), foram variadas as durações de memória de 1 até 4 e a quantidade de neurônios de 1 até 15 (tanto para a rede que estima a parte real N1, quanto para a que estima a parte imaginária N2).

Desta forma, para o modelo 1, onde as durações de memória para a amplitude e fase do sinal de entrada devem ser iguais, há um total de 900 combinações possíveis. Já para o modelo 2, onde a duração de memória para a amplitude do sinal de entrada (M1) pode ser diferente da duração de memória para a fase do sinal de entrada (M2), há um total de 3600 combinações.

A fim de realizar a coleta de dados para a modelagem do amplificador, foram realizadas simulações de envoltória no simulador Keysight *Advanced Design System*, utilizando uma frequência de amostragem de 153,6 MHz. O RFPA CMOS Doherty foi estimulado por uma portadora em 2,4 GHz, modulada por um sinal LTE. O sinal LTE foi obtido no *software* Matlab, utilizando modulação QPSK e largura de banda de 20 MHz. Como as redes neurais trabalham como uma caixa preta, são necessários apenas os dados de entrada e saída simulados do PA.

As Figuras 40 e 41 apresentam resultados de NMSE em função da quantidade de parâmetros utilizados pelas duas abordagens. Na Figura 40, são mostrados apenas os melhores resultados do modelo 2 onde a duração de memória da amplitude é maior que a duração de memória da fase ( $M1 > M2$  – caso 2). Já na Figura 41, são mostrados apenas os melhores resultados do modelo 2 onde a duração de memória da fase é maior que a duração de memória da amplitude ( $M2 > M1$  - caso 2). Além disso, em ambas Figuras 40 e 41 são mostrados os resultados do modelo 1 (caso 1), onde ( $M2 = M1$ ).

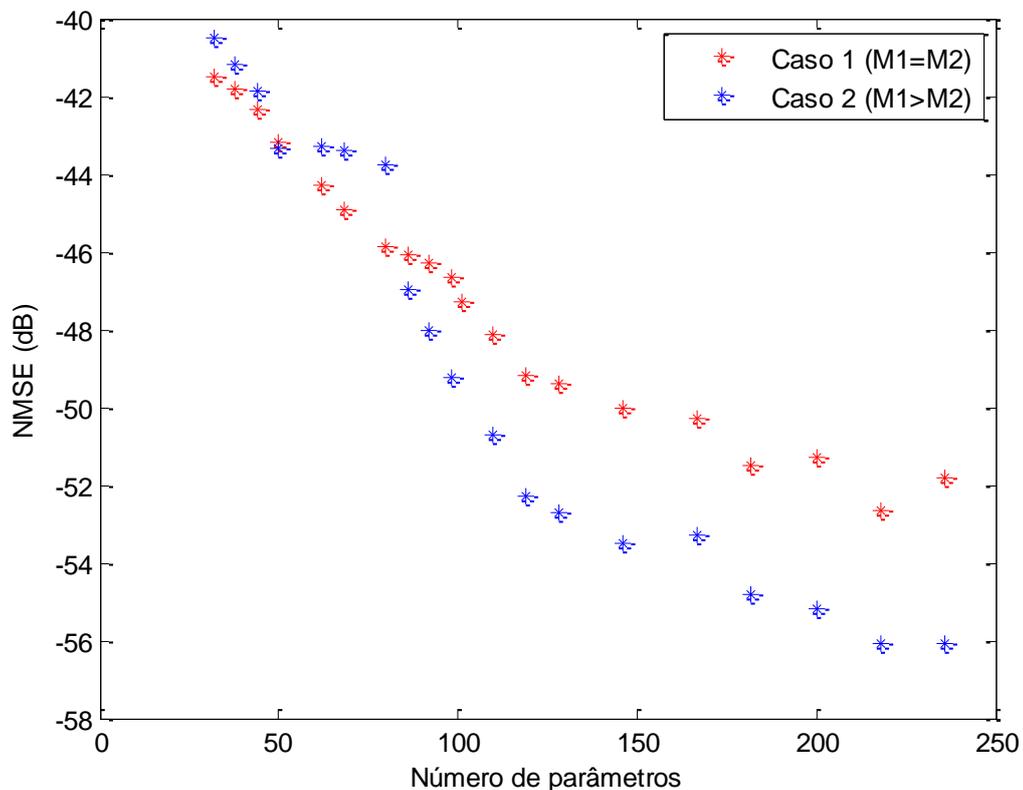


Figura 40 – Modelagem com rede neural *perceptron*. Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem comportamental do RFPA CMOS Doherty: caso 1 e caso 2 com  $M1 > M2$ .

As comparações do caso 1 com o caso 2 foram realizadas utilizando o mesmo número de parâmetros para os dois casos. Na Figura 40 é verificado que, para o caso 2 onde ( $M1 > M2$ ), ocorre uma melhora do desempenho da rede, em relação ao caso 1, a partir do momento que é ultrapassado o número de 80 parâmetros. A partir desse ponto ocorre uma melhoria em média de 2,5 dB e chegando em torno de até 5 dB no NMSE, pelo uso do caso 2 ao invés do caso 1 com a mesma quantidade de parâmetros.

O caso que a memória da fase é maior que a memória do módulo ( $M2 > M1$ ) é mostrado na Figura 41. Neste gráfico é verificado que, com mesma quantidade de coeficientes, o uso deste caso piora o desempenho da rede em relação ao caso 1.

Desta forma, conclui-se que a melhora do desempenho da rede em relação ao caso 1, onde as durações de memórias de fase e módulo são iguais, ocorre quando a duração da memória do módulo ( $M1$ ) é maior que a da fase ( $M2$ ). Assim, para a realização da linearização do RFPA, optou-se pelo modelo mostrado na Figura 39 com  $M1 > M2$ .

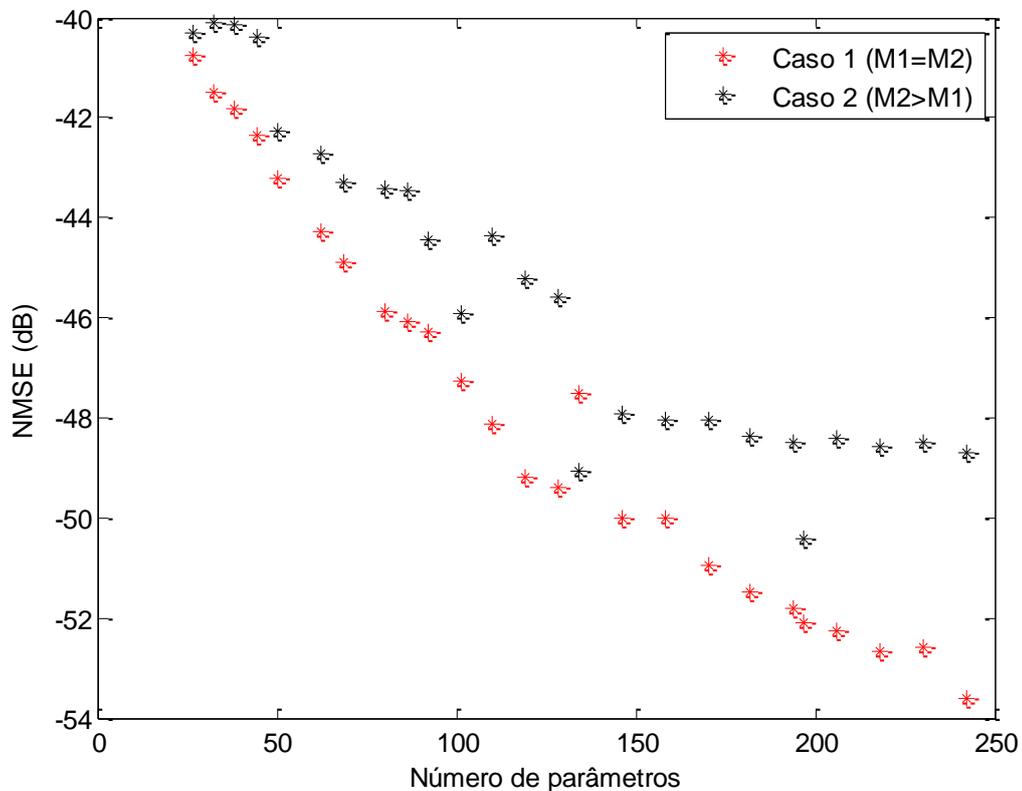


Figura 41 – Modelagem com rede neural *perceptron*. Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem comportamental do RFPA CMOS Doherty: caso 1 e caso 2 ( $M2 > M1$ ).

Na Figura 42, foi simulado um caso em particular do modelo comportamental do RFPA para mostrar a característica de transferência do amplificador.

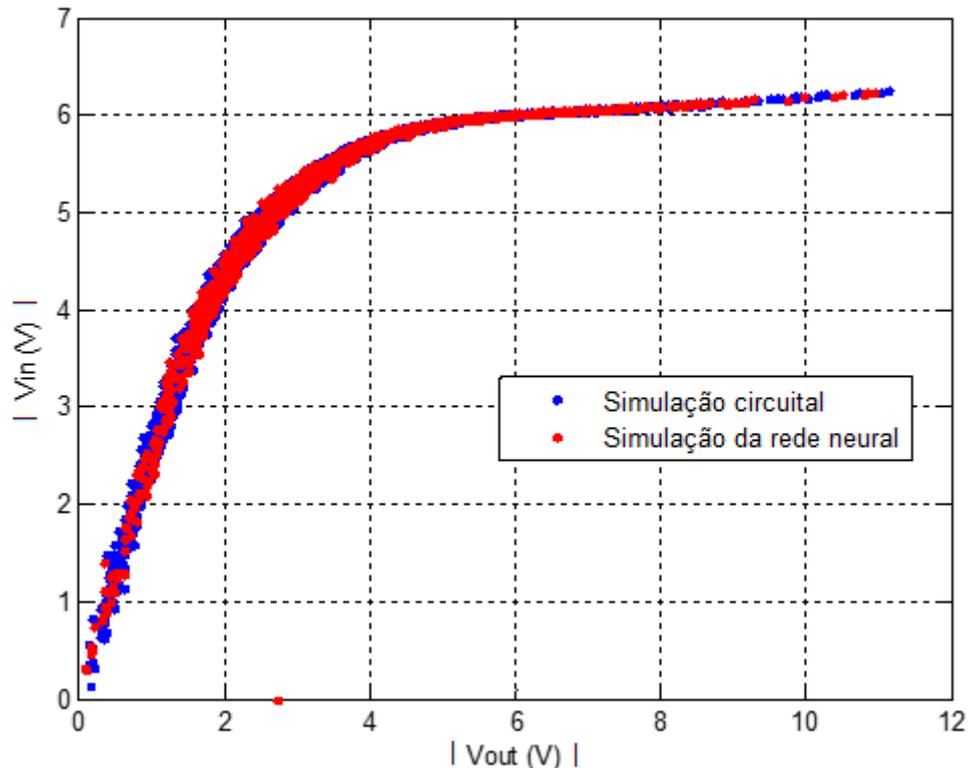


Figura 42 - Característica de transferência do RFPA Doherty.

## 6.2 LINEARIZAÇÃO DO AMPLIFICADOR

Para a realização da linearização, foi utilizado o modelo da rede neural mostrada na Figura 39, com duração de memória da amplitude do sinal de entrada maior que a duração de memória da fase do sinal de entrada, pois foi a que apresentou melhor desempenho.

Na linearização são necessários os dados de entrada e saída do PA que devem ser invertidos na rede para a obtenção do sinal pré-distorcido. Como o objetivo era que o amplificador operasse com a máxima potência média de saída possível, e assim obtivesse maior PAE, foi utilizada uma fonte de tensão que representa uma portadora em 2,4 GHz, modulada por uma envoltória complexa descrita em um arquivo texto, com ganho variável na entrada do amplificador. O sinal utilizado foi o sinal LTE OFDMA de 20 MHz, que é o sinal utilizado em celulares para transmissão *Wlan*. Este sinal foi aplicado na entrada da fonte com ganho de 10 V/V, que é o ganho

máximo possível na entrada do RFPA, sem que a saída fique extremamente não linear.

Utilizando o modelo da Figura 39, foi realizado o treinamento e validação da rede neural, onde a duração de memória do módulo (M1) e a duração de memória da fase (M2) foram variadas de 1 até 4. Como este modelo é composto por duas redes, sendo que uma deve simular a saída real e a outra rede simular a saída imaginária, os neurônios de cada rede foram variados de 1 até 15. Por fim, foi calculado o NMSE de cada caso para obter a DPD e escolhida a configuração que obteve melhor desempenho em termos de NMSE. Na Figura 43, são mostrados os resultados obtidos do NMSE para o linearizador (DPD) em função das quantidades de coeficientes.

No ponto em preto assinalado no gráfico, é mostrada a configuração para menor NMSE. Neste caso, tem-se número de parâmetros igual a 236, M1=4, M2=1, N1= 14 e N2=12. Estes foram os dados utilizados para a validação do pré-distorsor.

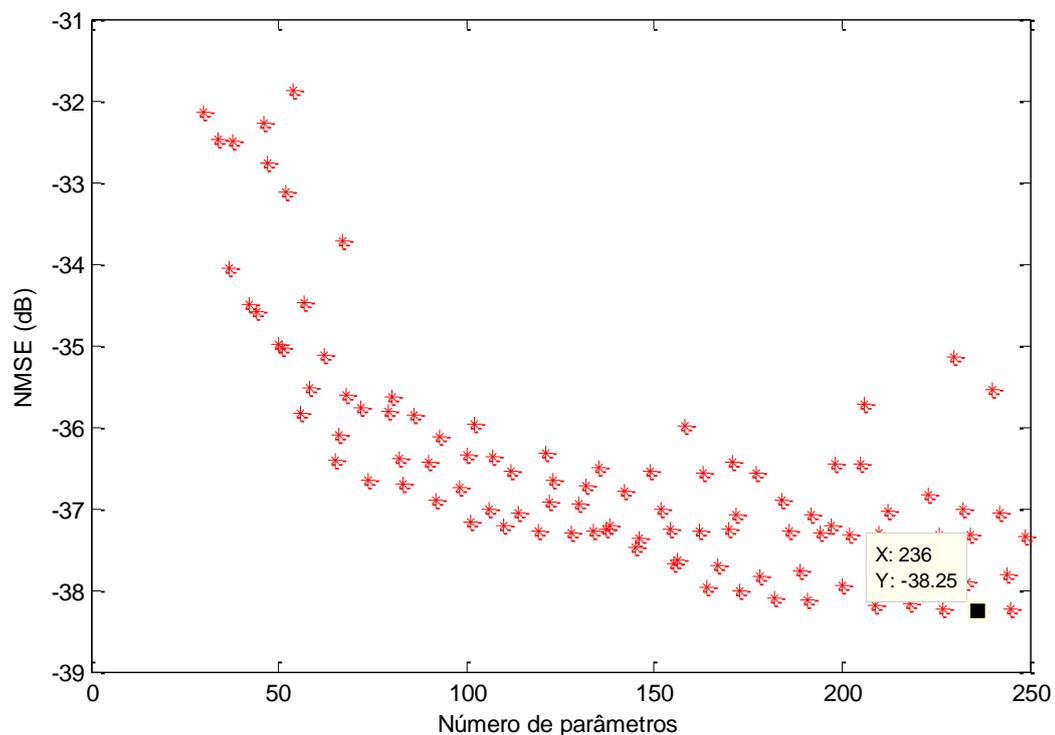


Figura 43 - Gráfico do NMSE em função da quantidade de parâmetros para a modelagem da característica de transferência inversa do RFPA CMOS Doherty: caso 2 com M1>M2.

Na Figura 44, é mostrada a saída prevista, que é obtida com os dados de entrada e saída do PA, e a saída distorcida simulada pela rede neural que, por fim, será aplicada na entrada do amplificador.

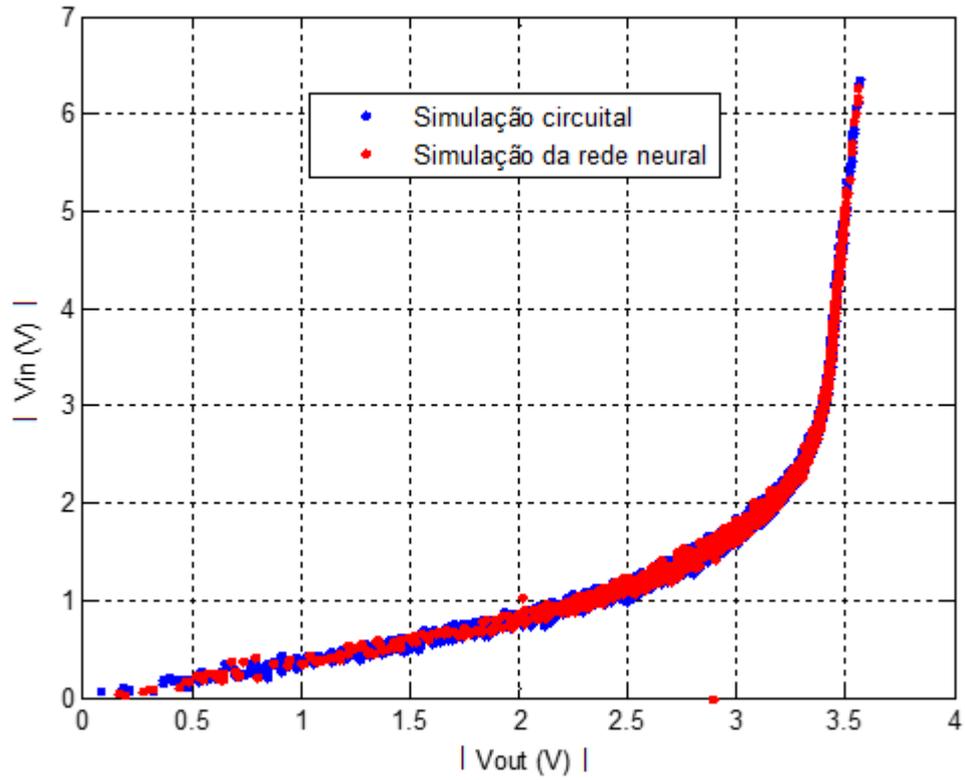


Figura 44 - Característica de transferência da DPD.

## 7 SIMULAÇÕES E ANÁLISES DO AMPLIFICADOR LINEARIZADO DOHERTY

Neste capítulo, são apresentados os seguintes resultados obtidos para o amplificador linearizado: PAE, potência média, potência de saturação, ganho de potência, ACLR, EVM, entre outros. A fim de verificar a melhora obtida no desempenho do amplificador utilizando o linearizador, são analisadas e comparadas as saídas do amplificador do caso não linearizado e caso linearizado. São utilizadas duas rodadas de linearização. Em ambas as rodadas, utiliza-se sempre a conexão em cascata de uma única DPD seguida do RFPA. O que muda de uma rodada de linearização para a outra são os dados utilizados para a identificação dos coeficientes do modelo da DPD, obtidos da seguinte forma. Na primeira rodada de linearização, quando ainda não há nenhuma DPD treinada, o sinal aplicado na entrada do RFPA é um sinal sem distorção, enquanto que o sinal medido na saída do RFPA é um sinal distorcido. Na segunda rodada de linearização, o sinal aplicado na entrada do RFPA é um sinal já pré-distorcido pela DPD treinada na primeira rodada de linearização, enquanto que o sinal medido na saída do RFPA é um sinal com pouca distorção. Em ambas as rodadas de linearização, para a identificação da DPD, trocam-se os papéis da entrada e saída em relação ao RFPA. Dessa forma, na primeira rodada a DPD é treinada com uma entrada distorcida e uma saída não distorcida, enquanto que na segunda rodada a DPD é treinada com uma entrada não distorcida e uma saída distorcida. Uma vez que, na validação da linearização, a DPD é o bloco inicial da cascata e, portanto, a DPD trabalha com entrada não distorcida e saída distorcida, espera-se uma melhor linearização na segunda rodada onde o treinamento da DPD ocorre em um cenário mais próximo da sua validação. Nesta etapa, também serão verificadas as adequações da norma do IEEE 802.11n dos dados coletados para o PA não linearizado e linearizado. Alternativamente, neste trabalho, foi realizado o cálculo do EVM utilizando a equação 22 apresentada no Capítulo 5.

### 7.1 SIMULAÇÃO DO RFPA LINEARIZADO COM SINAL LTE

O sinal LTE para uso de dispositivos de rede local sem fio (Wlan) possui alto PAPR. Desta forma, a potência média do amplificador é diminuída em relação à

simulação do amplificador com excitação a 1 tom na potência de saturação. Este comportamento não é modificado com o uso da DPD. Assim, com a aplicação do pré-distorsor na entrada do PA, a potência média também será diminuída e, conseqüentemente, a PAE média. Porém, é esperado que o amplificador apresente desempenhos de eficiência e potência média de saída semelhantes ao caso simulado sem linearizador. A grande vantagem da aplicação da DPD é a melhora dos parâmetros de linearidade de ACLR e EVM, fazendo com que o PA se enquadre nas normas impostas e, conseqüentemente, se obtenha um sinal menos distorcido.

O confronto do desempenho do amplificador linearizado e não linearizado é investigado em um cenário onde as potências médias de saída são iguais. Na Figura 45, é mostrado o gráfico da densidade espectral de potência dos sinais de saída do PA. Para este caso foi utilizado sinal OFDMA com largura de banda de 20 MHz e PAPR de 8,8 dB.

Para o caso linearizado, foi realizada apenas uma rodada de linearização com a DPD utilizando:  $M1=4$ ,  $M2=1$ ,  $N1=14$  e  $N2=12$ . Na modelagem do pré-distorsor nesta primeira rodada, foi encontrado NMSE de -38,25 dB.

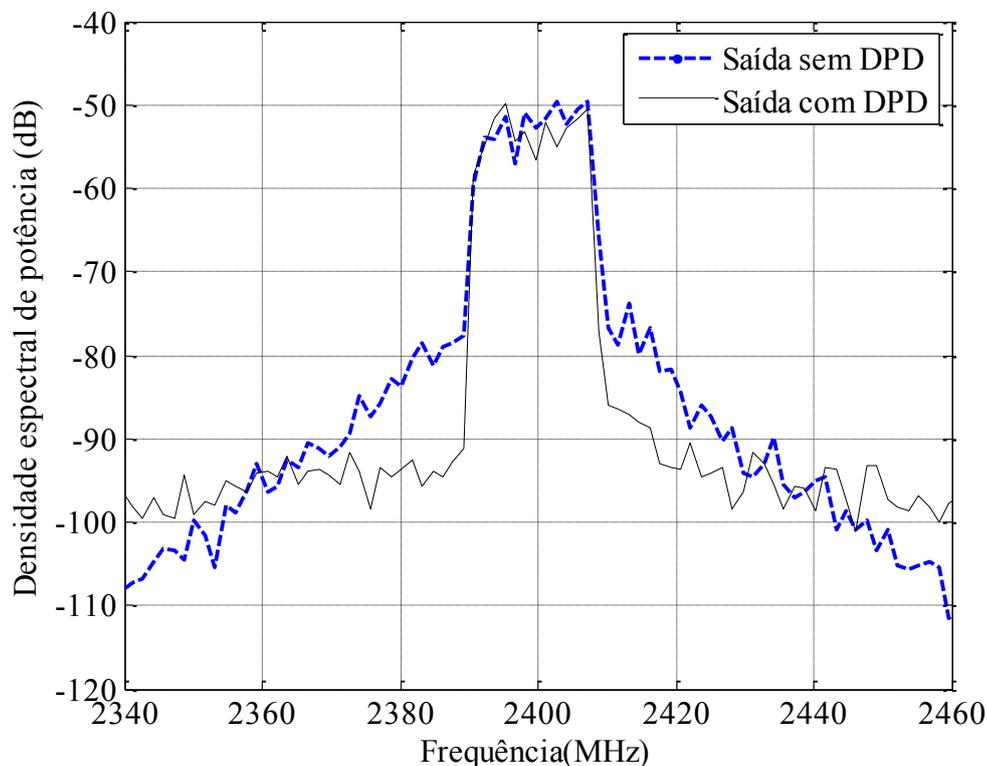


Figura 45 - Densidade espectral de potência para primeira rodada de linearização com:  $M1=4$ ,  $M2=1$ ,  $N1=14$  e  $N2=12$ . Potência média de entrada de 5,5 dBm e potência média de saída de 18,97 dBm. Utilizado sinal OFDMA de 20 MHz de largura de banda e PAPR de 8,8 dB.

É verificado na Figura 45 que ocorreu uma significativa redução da distorção nos canais adjacentes. Calculando o ACLR para a primeira banda adjacente, localizada a 20 MHz da frequência central, para o caso do RFPA sem linearização foi obtido ACLR *upper* de -29,52 dB e ACLR *lower* de -30,79, já com o linearizador o RFPA apresentou ACLR *upper* de -38,16 dB e ACLR *lower* de -40,74 dB. Desta forma, ocorreu melhora média de 8,64 dB no ACLR *upper* e 9,95 dB no ACLR *lower* do amplificador com o uso da DPD. Para a norma da IEEE 802.11n, somente o caso linearizado atinge as especificações que é de obter no máximo -33 dB na primeira banda adjacente, porém, analisando para frequências maiores que 30 MHz, foram encontrados valores de ACLR maiores que -45 dB, que é o solicitado pela norma. Portanto, para nenhuma das situações o amplificador cumpre a norma. Neste caso o ganho na fonte de entrada do PA sem pré-distorção, utilizado para equiparar as potências médias nos dois casos foi de 3. Na Tabela 8, são apresentados os parâmetros de potência de saturação, PAE, EVM, entre outros, medidos neste caso.

Tabela 8 - Resultados simulados para RFPA com e sem DPD, para primeira rodada de linearização.

	Pout média (dBm)	Pout sat (dBm)	PAE máx (%)	PAE @ 6 dB (%)	EVM (%)	ACLR Lower (20 MHz) (dB)	ACLR Upper (20 MHz) (dB)
SEM DPD	18,97	24,70	33,51	15,31	11,34	-30,79	-29,52
COM DPD	18,97	26,64	34,03	15,71	2,54	-40,74	-38,16

Conforme Tabela 8, é verificado que para a mesma potência média, o uso do pré-distorsor aumentou a potência máxima de saída em 1,94 dBm e a PAE em 1,55%. Na simulação do recuo de 6 dB abaixo do ponto de OCP1, foi medido melhora de 2,61% da PAE com o uso da DPD. Quanto ao EVM, nas situações com ou sem DPD o RFPA cumpre os requisitos estabelecidos pela norma que é abaixo de 22,4%. Neste caso, a melhora do EVM foi de 11,34% para 2,54%.

Com o objetivo de diminuir ainda mais o ACLR, foi realizada uma segunda rodada de linearização para o RFPA, partindo já da saída linearizada da primeira rodada. O gráfico para a segunda rodada de linearização do RFPA é mostrado na Figura 46.

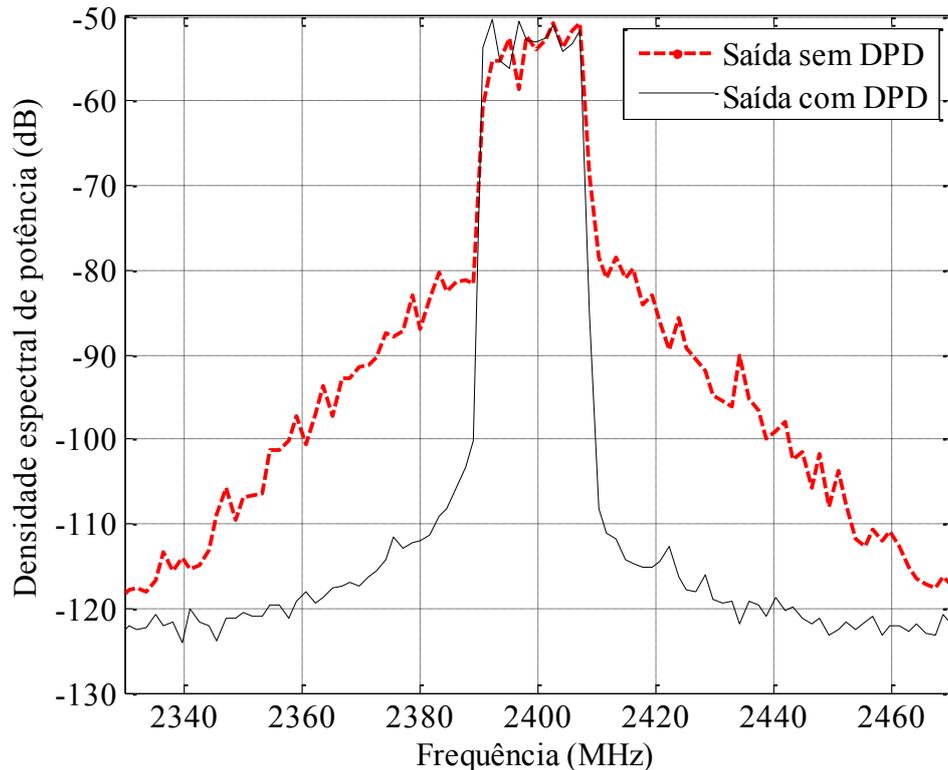


Figura 46 - Densidade espectral de potência para segunda rodada de linearização com:  $M1=4$ ,  $M2=1$ ,  $N1=N2=14$ . Potência média de saída de 17,82 dBm. Utilizado sinal OFDMA de 20 MHz de largura de banda e PAPR de 8,8 dB.

Para o caso linearizado da Figura 46, foram escolhidos na rede os parâmetros:  $M1=4$ ,  $M2=1$  e  $N1=N2=14$ . O NMSE simulado para esta situação foi de -29,29 dB. Como nessa segunda rodada de linearização foram utilizados os dados de saída do PA já linearizados da primeira rodada, será realizada uma linearização em cima de outra, desta forma, nesta etapa os parâmetros de NMSE podem ser mais relaxados. O gráfico para a segunda rodada de linearização do RFPA é mostrado na Figura 46.

Para esta segunda rodada de linearização, o ACLR *upper* medido para o caso linearizado foi de -62,82 dB e ACLR *lower* de -60,97 dB. Para o caso não linearizado foi obtido ACLR *upper* de -30,73 dB e ACLR *lower* de -31,08 dB. Portanto, para esse caso foi obtida melhora de 32,09 dB no ACLR *upper* e 29,89 dB no ACLR *lower*. Para a norma da IEEE 802.11n, somente o caso linearizado atinge completamente as especificações de ACLR, que é de obter no máximo -33 dB na primeira banda adjacente e, para frequências maiores que 30 MHz, obter no máximo -45 dB de ACLR.

Na Tabela 9, são apresentados os resultados completos medidos para esse caso. É verificado que o uso da DPD proporcionou melhora de 1,65 dBm na potência

máxima de saída do RFPA e a PAE máxima aumentou em 2,97%, a PAE de recuo melhorou em 10,43%. O EVM sem DPD foi calculado em 11,49%, estando dentro da norma, porém, com o uso da DPD é melhorado para 0,38%.

Tabela 9 - Resultados simulados para RFPA com e sem DPD, para segunda rodada de linearização.

	Pout média (dBm)	Pout sat (dBm)	PAE máx (%)	PAE @ 6 dB (%)	EVM (%)	ACLR <i>Lower</i> <sup>20</sup> MHz) (dB)	ACLR <i>Upper</i> <sup>20</sup> MHz) (dB)
SEM DPD	17,82	24,16	32,97	14,19	11,49	-31,08	-30,73
COM DPD	17,82	25,81	33,95	15,67	0,38	-60,97	-62,82

Em todas as situações utilizando a DPD, sendo uma ou duas rodadas de linearização, o RFPA consegue atingir, para a primeira banda adjacente, o limite máximo de ACLR estabelecido pela especificação do IEEE 802.11n que é de -33 dB. Porém, em nenhum dos dois casos onde foi realizado confronto com o amplificador não linearizado, o amplificador consegue atingir completamente o ACLR estabelecido pela norma. É visível que com duas rodadas o desempenho do ACLR melhora significativamente, sendo somente com duas rodadas de linearização que o amplificador atinge completamente as especificações de ACLR exigidos pela norma IEEE 802.11n, que foram apresentadas previamente na Tabela 5.

## 8 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi projetado um amplificador de RF Doherty com frequência de 2,4 GHz, utilizando processo CMOS de 180 nm. Apenas *lumped components* foram utilizados. O amplificador atingiu as especificações mínimas de potência de saturação e ganho de potência estabelecidas neste trabalho. A PAE de recuo medida não é a esperada para uma topologia Doherty, alcançando uma degradação de 45% com sinal OFDMA, porém, não está longe do que já foi obtido anteriormente no estado da arte, conforme apresentado na Tabela 2, onde um caso em particular apresentou 44,44% de degradação para recuo de 6 dB.

Neste caso ainda é necessário a realização da otimização do circuito, principalmente do amplificador auxiliar, para que se atinja menor degradação com o amplificador operando com recuo. O objetivo principal deste trabalho era de obter um amplificador o qual pudesse ser modelado e linearizado, desta forma, o objetivo foi atingido.

Posteriormente ao projeto do amplificador, foi realizada a extração de características do PA para a aplicação em redes neurais artificiais para a realização de modelagem comportamental e pré-distorção do amplificador. Foi proposta nova abordagem para modelagem comportamental e uso em DPD, onde são utilizadas durações de memórias diferentes para as componentes de fase e amplitude da entrada. O uso dessa nova proposta é justificado pelas análises das características do PA, pois, os efeitos de memória gerados no amplificador são influenciados com maior intensidade pelas amplitudes passadas da entrada.

Aplicando-se essa topologia, através de ANNs, e comparando com uma topologia passada que fazia o uso de memórias iguais, foi verificado que ocorreu melhora de 2,5 dB até 5 dB na precisão do modelo, no momento que se ultrapassa 80 parâmetros nas redes neurais, calculado através do desempenho do NMSE. Com a melhoria do NMSE a saída simulada pela rede será ainda mais fiel aos dados medidos no modelo real. Também é possível estabelecer menor número de parâmetros que o modelo passado atingindo o mesmo desempenho e, desta forma, proporcionando menor custo computacional e resposta mais rápida do sistema. Simulando o sistema linearizado para um ganho específico do sinal de entrada no RFPD Doherty, com

envoltória LTE, utilizando sinal OFDMA de largura de banda de 20 MHz, ocorreu melhora de 8,64 dB no ACLR *upper* e 9,95 dB no ACLR *lower* do amplificador com uma rodada de linearização utilizando a DPD. Nesta etapa, o EVM diminuiu de 11,34% para 2,54%, utilizando o linearizador. Realizando novamente a DPD do resultado anterior, a melhora do ACLR foi de 32,09 dB no ACLR *upper* e 29,89 dB no ACLR *lower*. Os parâmetros de EVM também diminuíram substancialmente com a linearização, sendo de 11,49% para 0,38% para segunda rodada de linearização. Verificando outros parâmetros do PA, foi notado aumento de até 1,94 dBm da potência máxima de saída, já a PAE máxima aumentou em até 2,97% utilizando a DPD.

Comparando com as especificações estabelecidas pela IEEE 802.11n para o ACLR, somente nas situações utilizando a DPD, sendo uma ou duas rodadas de linearização, o RFPA consegue atingir, para a primeira banda adjacente, o limite máximo de ACLR estabelecido pela especificação da norma que é de -33 dB. Porém, em nenhum dos dois casos onde foi realizado confronto com o amplificador não linearizado, o amplificador consegue atingir completamente o ACLR padronizado máximo. É visível que com duas rodadas o desempenho do ACLR melhora significativamente, sendo somente com duas rodadas de linearização que o amplificador atinge completamente as especificações de ACLR exigidos pela norma IEEE 802.11n, que foram apresentadas previamente na Tabela 5, sendo menor que -33 dB para primeiro canal adjacente e menor que -45 dB para qualquer frequência maior que 30 MHz (deslocado da frequência central).

## 9 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros é sugerido modificar a tecnologia CMOS utilizada neste trabalho (180 nm) para uma tecnologia mais moderna, aprimorar os circuitos dos amplificadores de potência, em especial otimizar o amplificador em classe C. Também seria interessante projetar o *layout* e medir o circuito fabricado. Para a DPD, é interessante realizar a implementação da linearização para o amplificador, em DSP ou FPGA, e realizar a medição da saída do PA em conjunto com o *chip* fabricado.

## REFERÊNCIAS

COLANTONIO, P.; GIANNINI, F.; LIMITI, E. High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers. England: Wiley, 2009.

CRIPPS, S. RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 2nd edition. Norwood, MA: Artech House, 2006.

DE FRANÇA, C.; FREIRE, L. B. C.; DE LIMA, E. G. Three-Layer Perceptron versus Radial Basis Function for the Low-pass Equivalent Behavioral Modeling of Wireless Transmitters. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 14, p. S1136-S1149, 2015.

DE FRANÇA, C.; LEITE, B.; LIMA, E. G. A Linearized 2.4 GHz CMOS Doherty RF Power Amplifier for Wireless Communication Systems. *Anais do 17º Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica e 12º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Porto Alegre, 2016.

FREIRE, L. B. C.; DE FRANÇA, C.; DE LIMA, E. G. A Modified Real-Valued Feed-Forward Neural Network Low-Pass Equivalent Behavioral Model for RF Power Amplifiers. *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 57, p. 43–52, 2015.

FREIRE, L. B. C.; DE FRANÇA, C.; DE LIMA, E. G. Low-pass equivalent behavioral modeling of RF power amplifiers using two independent real-valued feed-forward neural networks. *Progress In Electromagnetics Research C*, v. 52, p. 125-133, 2014.

HAYKIN, S. *Redes Neurais: princípios e práticas*. 2ª. ed. Porto Alegre: Bookman, 2001.

HOLMA, H.; TOSKALA, A. *WCDMA for UMTS. Radio Access for Third Generation Mobile Communications*, 3rd edition. England: Wiley, 2004.

ISAKSSON, M.; WISELL, D.; RONNOW, D. Wide-band dynamic Modeling of power amplifiers using radial-basis function neural networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, NO. 11, p. 3422-3428, Nov. 2005.

KANG, J.; YU, D.; MIN, K.; KIM, B. A Ultra-High PAE Doherty Amplifier Based on 0.13um CMOS Process. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, NO. 9, p. 505-507, Sep. 2006.

KAYMAKSUT, E.; FRANÇOIS, B.; REYNAERT, P. Analysis and Design of Series Combining Transformers for Integrated Doherty Power Amplifiers. *Proc. 2010 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC)*, p. 1621–1624, Dec. 2010.

KAYMAKSUT, E.; REYNAERT, P. Transformer-Based Uneven Doherty Power Amplifier in 90 nm CMOS for WLAN Applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, VOL. 47, NO. 7, p. 1659-1671, July 2012.

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.

LIU, T.; BOUMAIZA, S.; GHANNOUCHI, F. M. Dynamic Behavioral Modeling of 3G Power Amplifiers Using Real-Valued Time-Delay Neural Networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, NO. 3, p. 1025–1033, Mar. 2004.

KENINGTON, P. B. *High Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA: Artech House, 2000.

PEDRO, J. C.; MAAS, S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power Amplifier. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, NO. 4, p. 1150-1163, April 2005.

RAAB, F. H.; ASBECK, P.; CRIPPS, S.; KENINGTON, P. B.; POPOVIC, Z. B.; POTHECARY, N.; SEVIC, J. F.; SOKAL., N. O. Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, NO. 3, p. 814–826, Mar. 2002.

RUIZ, H. S.; PÉREZ, R. B. *Linear CMOS RF Power Amplifiers - A Complete Design Workflow*. New York: Springer, 2014.

SEZIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. *LTE - The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice*, 2nd edition. United Kingdom: Wiley, 2011.

SILVA, J. C. *Modelagem Comportamental de Amplificadores de Potência de RF Utilizando Redes Neurais de Ligação Funcional com Polinômio de Chebyshev*. Dissertação de mestrado. Universidade Federal do Paraná (UFPR). Curitiba, 2014.

TEIKARI, I. *Digital predistortion linearization methods for RF power amplifiers*. Doctoral dissertation. Helsinki University of Technology (ESPOO). Finland, 2008.

WONGKOMET N.; TEE, L.; GRAY, P. R. A +31.5 dBm CMOS RF Doherty Power Amplifier for Wireless Communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, NO. 12, p. 2852-2859, Dec. 2006.

YANG, L. Y.; CHEN, H. S.; CHEN, Y. J. E. A 2.4 GHz Fully Integrated Cascode-Cascade CMOS Doherty Power Amplifier. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, NO. 3, p.197-199, Mar. 2008.