

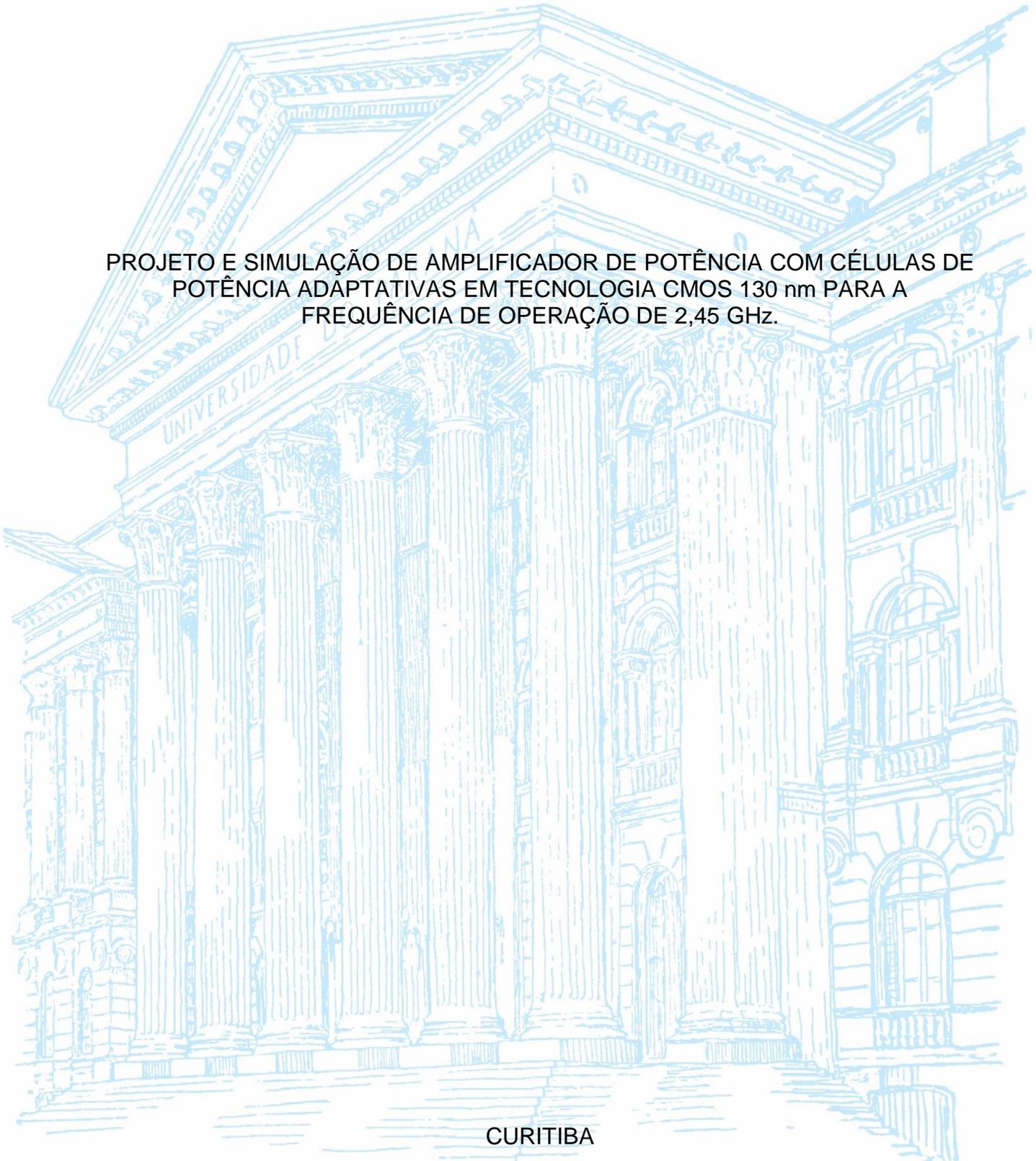
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

ARTHUR AMORIM MODESTO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM CÉLULAS DE  
POTÊNCIA ADAPTATIVAS EM TECNOLOGIA CMOS 130 nm PARA A  
FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DE 2,45 GHz.

CURITIBA

2018



ARTHUR AMORIM MODESTO

PROJETO E SIMULAÇÃO DE AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM CÉLULAS DE  
POTÊNCIA ADAPTATIVAS EM TECNOLOGIA CMOS 130 nm PARA A  
FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DE 2,45 GHz.

Trabalho de conclusão de curso apresentada ao curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Bernardo Leite

CURITIBA

2018

Agradeço em primeiro lugar a Deus que iluminou o meu caminho durante  
esta caminhada.

À minha família. Mãe, seus cuidados me deram a esperança para seguir,  
Pai, sua presença me deu segurança para seguir firme.

À minha noiva, que durante todos esses anos teve a capacidade de me  
trazer paz a cada semestre

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus por me guiar e conceder conhecimento durante a minha vida.

A todos meus familiares, em especial minha mãe Julia Amorim que não poupou esforços para que eu concluísse esse projeto e que sempre dedicou a sua vida pela felicidade de seus filhos e ao meu pai Isaias Barbosa Modesto nunca mediu esforços para me ajudar durante toda minha vida, sendo meu maior exemplo.

A minha noiva, Isabela Reichardt, que sempre esteve ao meu lado para me apoiar, especialmente nos momentos de desânimo.

Ao meu orientador Bernardo Leite por toda seu incentivo e dedicação comigo, não somente durante este trabalho, mas durante todos os anos de iniciação científica.

Aos professores do GICS, por toda contribuição e disponibilidade para orientação.

Aos amigos que contribuíram, de uma maneira ou de outra, à conclusão deste trabalho, em especial ao Bruno Tarui por compartilhar todas as dificuldades de nossos projetos.

“Lembre-se de olhar para o alto, para as estrelas, e não para baixo, para os  
seus pés”.

Stephen Hawking (1942-2018)

## RESUMO

Atualmente, o acesso a informações de maneira rápida é um desejo de grande parte das pessoas, com isso a quantidade de dispositivos capazes de se conectar à internet torna-se cada vez maior. Requisitos como velocidade e quantidade de usuários tornam o projeto de circuitos de radiofrequência (RF) mais complexos, especialmente o amplificador de potência (PA). Considerando que em um projeto de um PA deve observar um compromisso entre ganho de potência, linearidade e consumo de potência, esforços tecnológicos vêm sendo apresentados para melhorias destes desempenhos, como os PAs com características de reconfigurabilidade. Neste sentido, este trabalho apresenta o projeto de um PA com células de potência adaptativas (célula principal e auxiliar), desenvolvido para a frequência de 2,45 GHz, na tecnologia CMOS 130 nm, utilizando duas células com diferentes polarizações de modo que para baixas amplitudes do sinal de entrada somente uma das células está em condução, enquanto que para amplitudes mais elevadas as duas células amplificam este sinal. Como resultado, é apresentada uma análise de grandes sinais e de envelope. O PA proposto atinge um ponto de compressão de 1 dB (OCP1dB) de 27,73 dBm para um ganho de potência de 10,24 dB e uma potência de saturação (PSAT) de 30,5 dBm. Ao comparar com o PA com célula única, há um aumento de 8,58 dBm na linearidade do circuito. Esse ganho de linearidade também é comprovado através dos resultados utilizando um sinal de Wi-Fi IEEE 802.11n.

Palavras-chave: Amplificador de potência. Células de potência adaptativas. Linearidade. IEEE 802.11n.

## ABSTRACT

Nowadays, quickly access to information is a desire of most people, hence the amount of devices able to connect to the internet are always expanding. Requirements such as speed and quantity of users make the design of RF circuits more complex, especially the power amplifier (PA). Considering that a PA design must observe a trade-off between power gain, linearity and power consumption, technological efforts have been presented to improve these performances, such as PAs with reconfigurability characteristics. In this sense, this work presents the design of a PA with adaptive power cells (main and auxiliary cells), for 2.45 GHz applications at CMOS 130 nm process. The topology used has two cells with different polarizations so that for low amplitudes of the input signal only one of the cells is in conduction, while for larger amplitudes the two cells amplify this signal. As a result, a large signal and envelope analysis is presented. The proposed PA achieves a 27.73 dBm compression point of 1 dB (OCP1dB) for a power gain of 10.24 dB and a saturation power (PSAT) of 30.5 dBm. When comparing with the single cell PA, there is an increase of 8.58 dBm in linearity. This gain of linearity is also proved through the results using an IEEE 802.11n Wi-Fi signal.

Keywords: Power Amplifier. Adaptive power cells. Linearity. IEEE 802.11n.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA METODOLOGIA. ....	15
FIGURA 2 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR E RECEPTOR RF	16
FIGURA 3 – GANHO DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DE POUT .....	17
FIGURA 4 – PARÂMETRO $\mu$ DE ESTABILIDADE.....	19
FIGURA 5 - ÂNGULO DE CONDUÇÃO DE AMPLIFICADORES LINEARES.....	20
FIGURA 6 – PONTOS DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES EM RELAÇÃO AS CLASSES DE OPERAÇÃO.....	21
FIGURA 7 – REPRESENTAÇÃO DA DETERMINAÇÃO DO EVM.....	21
FIGURA 8 – MÁSCARA ESPECTRAL E SAÍDA DE UM PA PARA UM SINAL IEEE 802.11n.....	22
FIGURA 9 - CÉLULA ADAPTATIVA DO PA .....	24
FIGURA 10 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA TOPOLOGIA UTILIZADA .....	25
FIGURA 11 - ESQUEMÁTICO COMPLETO DO PA PRINCIPAL .....	27
FIGURA 12 – ESQUEMÁTICO DE UMA CÉLULA CASCODE SIMPLES. ....	28
FIGURA 13 – TENSÕES TERMINAIS PARA O TRANSISTOR EM PORTA COMUM DAS CÉLULAS .....	29
FIGURA 14 – MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA ALTA FREQUÊNCIA DE TRANSISTORES MOS.....	30
FIGURA 15 - CAPACITORES CRUZADOS DE NEUTRALIZAÇÃO.....	30
FIGURA 16 – ANÁLISE DOS VALORES DOS CAPACITORES DE NEUTRALIZAÇÃO ATRAVÉS DA ESTABILIDADE.....	31
FIGURA 17 – GANHO E PAE EM FUNÇÃO DE POUT DO PA PRINCIPAL.....	32
FIGURA 18 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO PA ADAPTATIVO PROPOSTO. ..	33
FIGURA 19	33
FIGURA 22 – CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO PROPOSTO.....	37
FIGURA 24 – VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA PARA DIMENSIONAMENTO DA POLARIZAÇÃO.....	38
FIGURA 25 – PARÂMETRO $\mu$ DE ESTABILIDADE PARA O PA ADAPTATIVO.....	39
FIGURA 26 – GANHO DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DE P <sub>OUT</sub> PARA O PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL .....	40
FIGURA 27 – PAE EM FUNÇÃO DE POUT PARA O PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL .....	40

FIGURA 28 – CONSTELAÇÕES DO PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL PARA UM SINAL IEEE 802.11n.....	42
FIGURA 29 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL PARA UM SINAL IEEE 802.11n.....	43
FIGURA 30 – EVM EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE SAÍDA PARA PA ADAPTATIVO E PA PRINCIPAL .....	44
FIGURA 31 – ACPR EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE SAÍDA PARA PA ADAPTATIVO E PA PRINCIPAL .....	44

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – COMPARAÇÃO ENTRE AS CLASSES DOS AMPLIFICADORES. ....	20
TABELA 2 – TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO E POLARIZAÇÃO DO PA PRINCIPAL. .....	27
TABELA 3 – MÁXIMAS TENSÕES TERMINAIS E MÍNIMO COMPRIMENTO DO CANAL DOS TRANSISTORES DA TECNOLOGIA. ....	27
TABELA 4 – PRINCIPAIS RESULTADOS OBTIDOS PARA O PA PRINCIPAL. ....	31
TABELA 5 – TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO E POLARIZAÇÃO DO PA AUXILIAR.	33
TABELA 6 – CAPACITORES E INDUTORES IDEAIS E REAIS PARA A REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA DE SAÍDA. ....	36
TABELA 7 – CAPACITORES E INDUTORES IDEAIS E REAIS PARA A REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA. ....	36
TABELA 8 – COMPARAÇÃO ENTRE AS PERFORMANCES DO PA PRINCIPAL E AUXILIAR COM O ESTADO DA ARTE. ....	41

## LISTA DE SIGLAS

ACPR	Razão de potência de canal adjacente
CMOS	Semicondutor de metal-óxido complementar
EER	Eliminação e restauração de envoltória
ET	Envelope Tracking
EVM	Magnitude de vetor de erro
HB	Equilíbrio Harmônico
IEEE	Instituto de Engenheiro Eletricistas e Eletrônicos
IoT	Internet das coisas
$L_{MIN}$	Comprimento mínimo de canal
$OCP_{1dB}$	Ponto de compressão de 1 dB de ganho
OFDM	Multiplexação por divisão de frequências ortogonais
PA	Amplificador de Potência
PAE	Eficiência de Potência Adicionada
PAPR	Razão entre potência máxima e potência média
$P_{CC}$	Potência de alimentação CC
$P_{IN}$	Potência de entrada
$P_{OUT}$	Potência de saída
$P_{SAT}$	Potência de Saturação
RF	Rádio Frequência
$V_{DD}$	Tensão de alimentação
$V_{TH}$	Tensão de limiar do transistor

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>13</b>
1.1 JUSTIFICATIVA .....	14
1.2 OBJETIVOS .....	14
1.2.1 Objetivo geral .....	14
1.2.2 Objetivos específicos.....	14
1.3 METODOLOGIA.....	15
<b>2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	<b>16</b>
2.1 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA .....	16
2.1.1 Linearidade.....	17
2.1.2 Eficiência de potência adicionada .....	18
2.1.3 Estabilidade.....	18
2.1.4 Classe de Amplificadores .....	19
2.1.5 Magnitude de Vetor de Erro .....	21
2.1.6 Razão de potência do canal adjacente.....	22
2.2 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM CÉLULAS ADAPTATIVAS .....	23
<b>3 PROJETO DO AMPLIFICADOR</b> .....	<b>25</b>
3.1 TOPOLOGIA .....	25
3.2 PA PRINCIPAL.....	26
3.2.1 Célula Amplificadora .....	27
3.2.2 Capacitores de Neutralização .....	29
3.2.3 Resultados Preliminares.....	31
3.3 PA ADAPTATIVO.....	32
3.3.1 PA Auxiliar .....	32
3.3.2 Casamento de Impedância de Saída .....	34
3.3.3 Casamento de Impedância de Entrada .....	36
3.3.4 Circuito de Polarização.....	36
<b>4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E DISCUSSÃO</b> .....	<b>39</b>
4.1 SIMULAÇÕES DE PEQUENO E GRANDES SINAIS .....	39
4.2 SIMULAÇÕES DE ENVELOPE.....	41
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	<b>45</b>
5.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	46
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>47</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A sociedade contemporânea busca cada vez mais o acesso a informações de maneira rápida. A conveniência de se comunicar em qualquer lugar do mundo conduziu a um grande crescimento das redes de comunicação sem fio nos últimos anos.

Além do aumento da demanda de usuários destas redes, há também um recente crescimento no número de dispositivos capazes de se conectar à Internet, especialmente com o advento da tecnologia da Internet das coisas (IoT), que traz a possibilidade de conectar qualquer dispositivo à rede.

O crescente número de dispositivos e usuários proporciona um desafio para que se garanta um serviço de qualidade. Esforços vão no sentido de aumentar a confiabilidade e a velocidade do sistema, o que implica diretamente em utilizar modulações mais eficientes em termos espectrais. Além de reduzir ao máximo o consumo da bateria, aumentando a vida útil da bateria dos dispositivos.

Técnicas de modulação como multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) oferecem uma melhor eficiência espectral. No entanto, apresentam sinais com maiores relações de potência de pico pela média (PAPR).

O elemento responsável pela amplificação, anterior a transmissão de dados, em sistemas de comunicação sem fio é o amplificador de potência (PA). Este deve apresentar linearidade, de modo a não promover distorções significativas no sinal, e eficiência, visto que o PA é o elemento que mais consome potência de um transceptor RF, sendo responsável por cerca de 40% do consumo para aplicações Bluetooth e de 60% para aplicações de Wi-Fi (RUIZ & PEREZ, 2013).

Em termos de eficiência, os PAs convencionais apresentam o máximo de desempenho para uma única potência, geralmente próxima da saturação (CRIPPS, 2006). Portanto, os sinais com alto PAPR colocam o PA na região de recuo, em que o desempenho cai de maneira drástica em relação à eficiência.

Ao longo dos anos diversas técnicas foram desenvolvidas para aumentar a eficiência dos amplificadores de potência, dentre as quais se destacam: amplificadores Doherty, eliminação e restauração de envoltória (EER) e seguidor de envoltória (ET) (CRIPPS, 2006). Além destas técnicas, mais recentemente o conceito de reconfigurabilidade e adaptação, em que o PA altera seu funcionamento com o objetivo de elevar o desempenho.

Amplificadores adaptativos apresentam bom desempenho para elevação da linearidade do PA. Sendo assim, este trabalho se propõe a projetar um PA com células de potência adaptativas para a frequência de 2,45 GHz, na tecnologia CMOS 130 nm.

## 1.1 JUSTIFICATIVA

A realização deste trabalho foi impulsionada pela busca do aumento da linearidade de amplificadores de potência utilizando a tecnologia CMOS. A linearidade representa um dos gargalos do projeto de PAs, especialmente aqueles destinados a comunicação sem fio que utilizam modulações modernas, devido ao alto PAPR dos sinais. A literatura apresenta diversas técnicas para se elevar a linearidade de um PA, neste trabalho utiliza-se uma topologia com duas células adaptativas para atingir este objetivo.

## 1.2 OBJETIVOS

### 1.2.1 Objetivo geral

Projetar um PA empregando células de potência adaptativas para aplicações de radiofrequência em tecnologia CMOS 130 nm.

### 1.2.2 Objetivos específicos

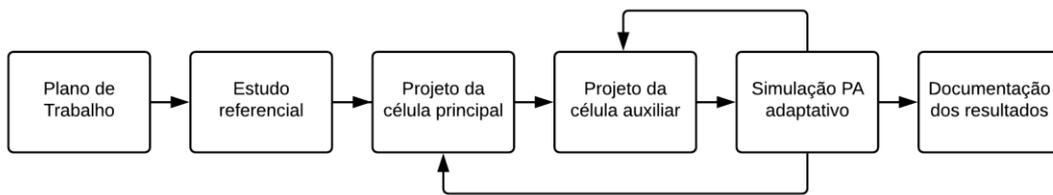
Os objetivos específicos do trabalho são:

- a) Realizar o estudo do estado da arte;
- b) Realizar o projeto e a simulação utilizando a plataforma Cadence Virtuoso;
- c) Análise e comparação dos resultados de grandes sinais (ganho, eficiência e linearidade) com o estado da arte;
- d) Análise de desempenho de canal digital do PA principal e do PA com células adaptativas;
- e) Documentação da metodologia e resultados.

### 1.3 METODOLOGIA

O trabalho constituiu-se no desenvolvimento das etapas de projeto de um PA com células adaptativas. As etapas foram realizadas na plataforma de simulação e projeto *Cadence Virtuoso®* e estão apresentadas no diagrama de blocos da figura 1.

FIGURA 1 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA METODOLOGIA.



FONTE: O autor (2018).

A primeira etapa consiste na elaboração do plano de trabalho, em que se define o tema do trabalho de conclusão do curso, bem como os objetivos que se desejam atingir.

O estudo referencial compreende a busca de trabalhos relacionados ao tema para a definição do estado da arte. Além disso, buscam-se definições e conceitos de parâmetros a serem utilizados no trabalho.

Após as etapas de estudo, iniciam-se as etapas de projeto que, neste caso, englobam a célula principal e auxiliar. Essa fase do trabalho é realizada com base nas etapas de estudo e são executadas de maneira iterativa, observando-se os resultados parciais obtidos através de simulações e fazendo os devidos ajustes no circuito.

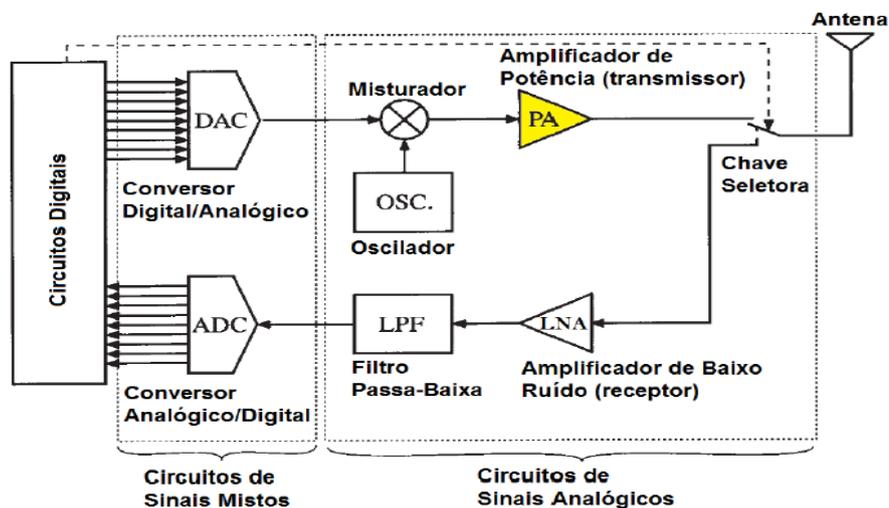
A simulação do PA adaptativo é a última etapa do trabalho – excetuando-se a documentação dos resultados – e compreende a junção dos circuitos projetados previamente e observação dos resultados obtidos. Eventualmente, pode ser necessário retornar as etapas de projeto, de modo a obter resultados satisfatórios.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

O PA, no contexto da radiofrequência, é o dispositivo responsável por elevar a potência de um sinal para transmiti-lo através de uma antena. A figura 2 apresenta o diagrama de blocos de um transmissor e receptor de RF, em que se observa que o PA é o último bloco do sistema transmissor.

FIGURA 2 – DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM TRANSMISSOR E RECEPTOR RF



FONTE: Adaptado de (LUDWIG, et al., 2009).

De maneira ideal, a amplificação do sinal pode parecer simples. No entanto, para operação em sistemas de comunicação sem fio deve-se buscar um compromisso entre algumas propriedades como eficiência, ganho e linearidade da potência de saída (REYNAERT, et al., 2006).

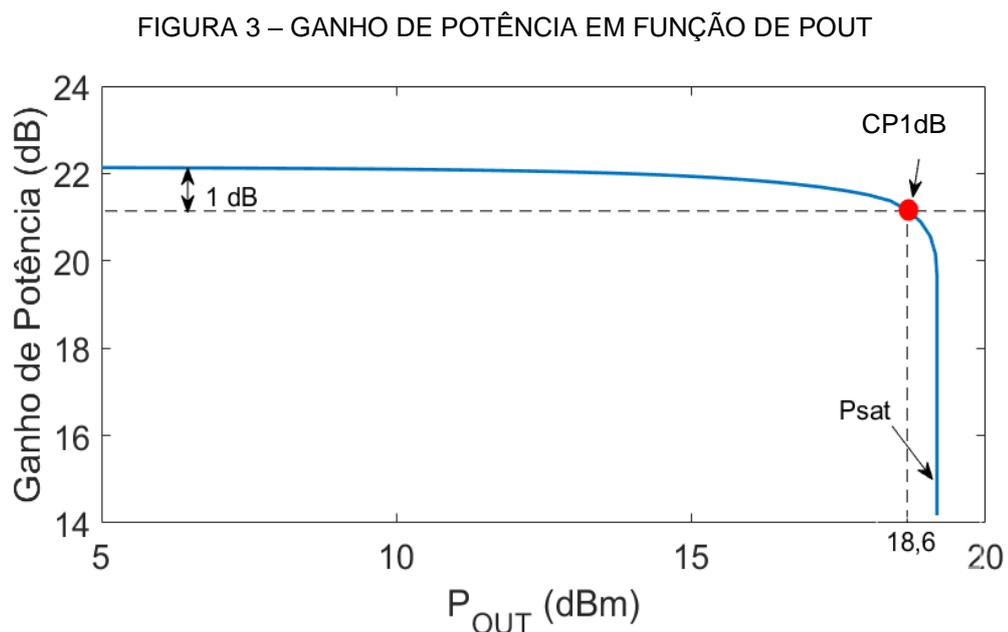
Outro parâmetro que se torna importante para o projeto de sistemas RF é a eficiência espectral, considerando o crescente número de dispositivos conectados à rede. Dados da pesquisa Cisco VNI Mobile (2017) projetam que em 2021 haverá 1,5 dispositivos conectados à internet por pessoa ao redor do mundo, o que totalizaria 11,6 bilhões de equipamentos. À medida em que a banda de frequência disponível para a comunicação continua a ser limitada, os sistemas de radiofrequência devem ser projetados à luz deste problema.

Uma das maneiras de transpor a dificuldade de banda limitada é a utilização de modulações com maiores taxas de transmissão, que empregam a multiplexação por divisão de frequências ortogonais. Em linhas gerais, quanto maior a taxa de transmissão maior é o PAPR – considerando sinais com OFDM – e, portanto, maior deve ser a linearidade do PA (EL-KHATIB, et al., 2012)

### 2.1.1 Linearidade

O PA é um circuito não linear e, portanto, adiciona distorções ao sinal aplicado a sua entrada. Essas distorções não são desejadas, então se utiliza uma métrica para determinar o ponto de operação em que ainda pode-se considerar uma operação linear do circuito, que é o ponto de compressão.

O ponto de compressão é uma métrica que aponta a máxima potência que se pode atingir, referente a entrada e saída, sem causar distorções significativas nos sinais. Esta potência é definida como o ponto em que o ganho do PA se desvia em 1 dB da característica linear do amplificador (BRAGA, 2010). Conforme apresentado na figura 3, no círculo vermelho,  $CP_{1dB}$  é definido como o ponto em que o ganho de pequenos sinais comprime em 1 dB. Neste caso, o ponto de compressão referente à saída ( $OCP_{1dB}$ ) é de 18,6 dBm.



FONTE: o autor (2018).

Ainda da figura 3 pode-se definir a potência de saturação ( $P_{SAT}$ ), que é a potência de saída, idealmente constante, em que o ganho passa a reduzir drasticamente, e cujo aumento da potência de entrada ( $P_{IN}$ ) não produz um aumento na potência de saída.

### 2.1.2 Eficiência de potência adicionada

Considerando um dispositivo de comunicação sem fio, cuja potência de alimentação é um fator limitante, a eficiência do PA está diretamente relacionada à autonomia da bateria entre as recargas. Este parâmetro relaciona a potência que se pode entregar na saída do PA à potência consumida pelo circuito. Deste modo, relaciona-se a eficiência com o consumo de energia (SANTOS, 2015).

Uma métrica geralmente utilizada para determinar a eficiência de PAs é a PAE – eficiência de potência adicionada – que leva em consideração as potências de entrada e saída, além da potência de alimentação CC ( $P_{CC}$ ), como apresentado a seguir:

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{IN}}{P_{CC}} \cdot 100. \quad (1)$$

### 2.1.3 Estabilidade

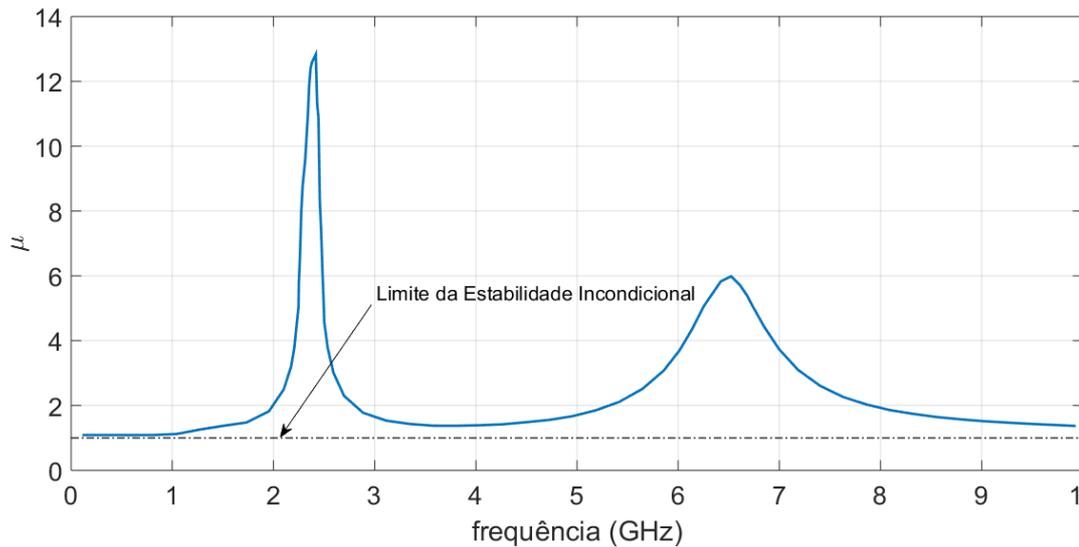
Estabilidade é um parâmetro importante para PAs, pois está relacionado com a operação como amplificador ou como oscilador. A operação como oscilador é indesejada e está relacionada com a instabilidade do circuito (SANTOS, 2016).

O conceito de estabilidade está relacionado com o par de impedâncias aplicadas na entrada e na saída do PA. Nesse contexto, torna-se importante a definição da estabilidade incondicional. O parâmetro  $\mu$  é uma métrica que fornece informação a respeito dessa estabilidade incondicional, garantindo se o PA opera como amplificador para qualquer par de impedância.

Define-se a estabilidade incondicional se o parâmetro  $\mu$  for maior do que a unidade. Para valores menores do que um, o PA pode ser instável. A figura 4 apresenta uma curva característica de  $\mu$  em função da frequência. Neste caso, como

a curva não se mantém sempre acima do limite, diz-se que o PA é incondicionalmente estável.

FIGURA 4 – PARÂMETRO  $\mu$  DE ESTABILIDADE



FONTE: Adaptado de (SANTOS, 2016)

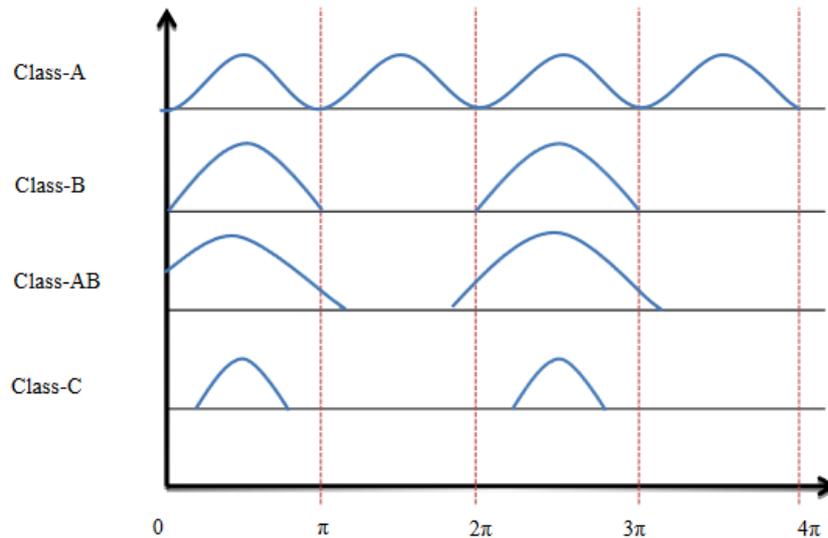
#### 2.1.4 Classe de Amplificadores

Os PAs são divididos em classes de operação, que podem ser associadas a amplificadores lineares e não-lineares. São considerados lineares as classes A, AB, B e C.

Os amplificadores não lineares, devido às altas distorções geradas, apresentam limitações para aplicações em RF, especialmente para sinais com alto PAPR, portanto, geralmente são utilizados em conjunto com amplificadores lineares (DE FRANÇA, 2016). Sendo assim, neste trabalho, somente serão abordadas as classes lineares.

Dentre os amplificadores lineares, a diferença entre as classes (A, AB, B e C) está no ângulo de condução da corrente de dreno do transistor. Em amplificadores classe A os transistores não entram em corte durante todo o período, assim o ângulo de condução é de 360°, como representado na figura 5. Este ângulo está diretamente relacionado à eficiência e a potência de saída do PA, conforme apresentado na tabela 1.

FIGURA 5 - ÂNGULO DE CONDUÇÃO DE AMPLIFICADORES LINEARES.



FONTE: (HANNAN, et al., Sensors, 2014)

TABELA 1 – COMPARAÇÃO ENTRE AS CLASSES DOS AMPLIFICADORES.

Classe	Ângulo de condução	Máxima Eficiência
A	$360^\circ$	50%
AB	$180^\circ < \theta < 360^\circ$	$50\% < \eta < 79\%$
B	$180^\circ$	79%
C	$< 180^\circ$	$> 79\%$

FONTE: Adaptado de (SANTOS, 2015).

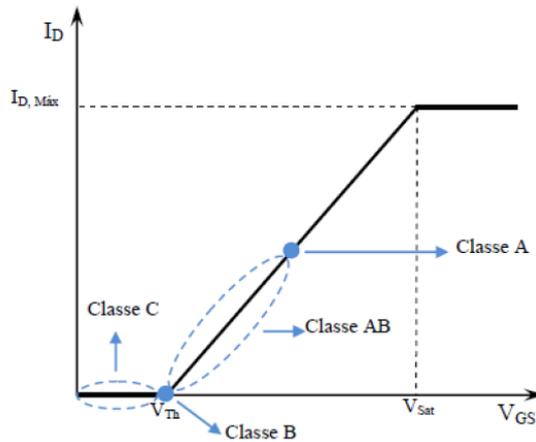
Para se alterar o ângulo de condução dos transistores deve-se alterar o ponto de polarização – tensão CC aplicada entre porta e fonte. A figura 6 apresenta os pontos de polarização das classes de amplificadores lineares. Como se pode observar, para polarizar um amplificador na classe C, a tensão entre porta e fonte ( $V_{GS}$ ) deve ser menor que a tensão de limiar de condução do transistor ( $V_{TH}$ ).

### 2.1.5 Magnitude de Vetor de Erro

O EVM é uma métrica de canal digital que fornece a qualidade do sinal medido através do canal de comunicação, indicando quão bem o receptor é capaz de diferenciar os símbolos transmitidos. De maneira gráfica é possível determinar o EVM

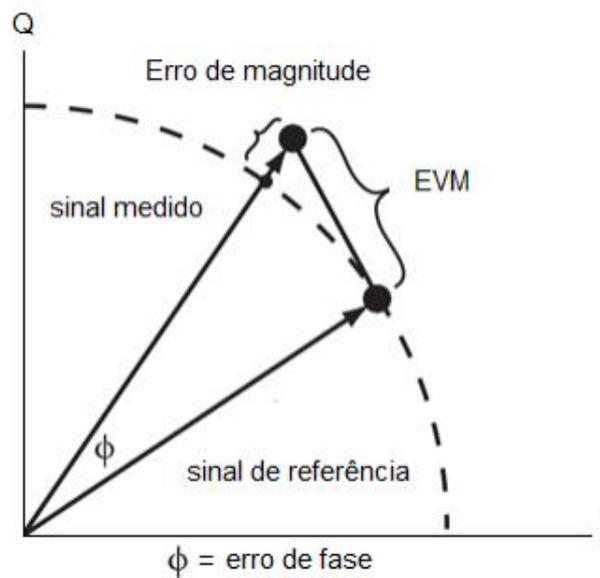
ao comparar os vetores do sinal medido e do sinal de referência, como apresentado na figura 7.

FIGURA 6 – PONTOS DE POLARIZAÇÃO DOS TRANSISTORES EM RELAÇÃO AS CLASSES DE OPERAÇÃO.



FONTE: (DE FRANÇA, 2016)

FIGURA 7 – REPRESENTAÇÃO DA DETERMINAÇÃO DO EVM.



FONTE: (COLANTONIO, et al., 2009).

Matematicamente o EVM é o valor eficaz, de "N" amostras, da distância Euclidiana entre o símbolo de referência e o símbolo transmitido (LEGARDA, 2006).

Convenciona-se normalizar o EVM pela raiz quadrada da potência média dos símbolos, como apresenta a equação:

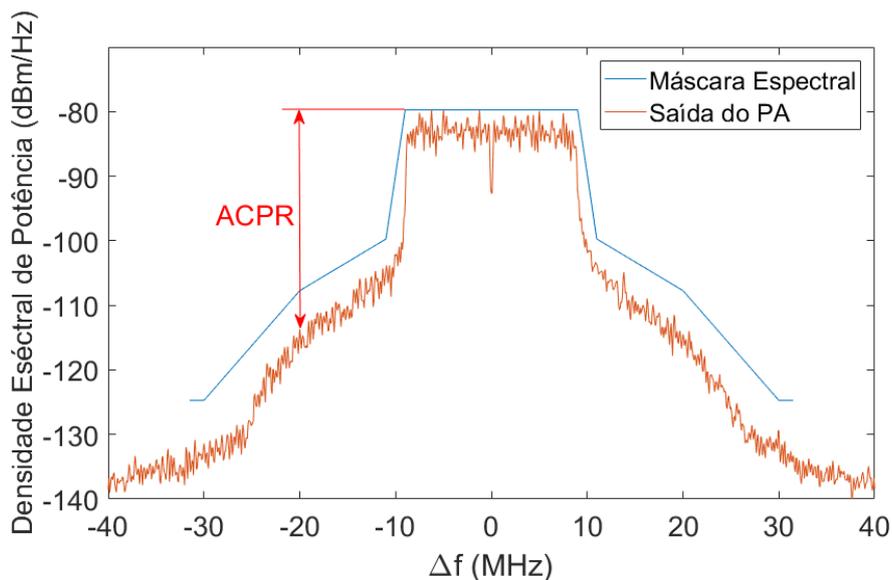
$$EVM = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |V_{ref,i} - V_{med,i}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |V_{ref,i}|^2} \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (2)$$

em que  $i$  representa o símbolo,  $N$  o número total de símbolos transmitidos,  $V_{ref}$  e  $V_{med}$  os vetores de potência do símbolo de referência e do símbolo medido respectivamente.

#### 2.1.6 Razão de potência do canal adjacente

A ACPR é uma métrica que quantifica a quantidade de potência que é espalhada para os canais adjacentes, devido a não linearidades do circuito. A ACPR é definida como a razão entre a potência que está fora do canal de transmissão – canal adjacente – e a potência que está no canal de transmissão (GHARAIBEH, 2011)

FIGURA 8 – MÁSCARA ESPECTRAL E SAÍDA DE UM PA PARA UM SINAL IEEE 802.11n.



FONTE: O autor (2018).

Nos sistemas de comunicação sem fio, existe uma limitação de largura de banda e potência permitida para cada canal de comunicação, em torno de uma frequência central, que é definida através da máscara espectral. Cada um dos padrões de comunicação estabelece os limites que devem ser cumpridos. A figura 8 apresenta um exemplo de máscara espectral, juntamente com a potência de saída de um PA para o padrão de comunicação IEEE 802.11n.

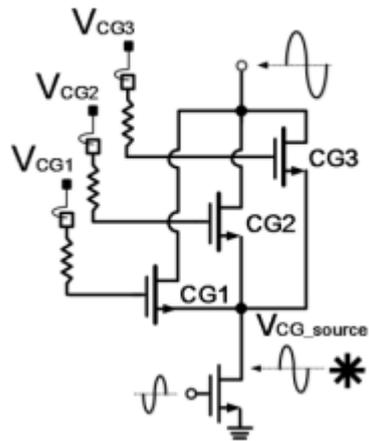
## 2.2 AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA COM CÉLULAS ADAPTATIVAS

Observando os desafios encontrados no projeto de PA – compromisso entre linearidade, ganho e eficiência – técnicas de reconfigurabilidade dos circuitos surgiram para transpor essas dificuldades.

O trabalho desenvolvido por (SANTOS, 2016) apresenta um PA multimodo composto de uma célula de ganho e 3 células de potência conectadas em paralelo, podendo permanecer ativas ou inativas. Assim, tem-se 7 modos de operação em que se atinge diferentes potências de saída ao custo do consumo de potência. Ou seja, quanto maior a potência de saída mais células estão ativas e, por consequência, maior será o consumo de potência, o contrário também é verdadeiro. Estas células são controladas digitalmente, através de tensões de porta aplicadas externamente. Este amplificador apresenta linearidade desde 6 dBm até 18,2 dBm, consumo de potência de 171 mW a 415 mW e  $PAE_{MAX}$  de 3,8% a 21,9% para os modos de menor potência e maior potência, respectivamente.

JOO et al (2013) propõe, por sua vez, uma outra técnica de reconfigurabilidade ao desenvolver um PA composto de um pré-amplificador e três células com polarizações em diferentes classes, como representada na figura 9. CG1 está polarizado na classe AB, enquanto CG2 e CG3 na classe C, assim as células são ativadas e desativadas através da própria amplitude do sinal de entrada, ou seja, para baixas potências de entrada somente a célula CG1 está ativa, para potência intermediárias as células CG1 e CG2 estão ativas e para potência mais elevadas as três células. Dessa maneira atingiu-se um  $OCP_{1dB}$  de 20,5 dBm e uma  $PAE_{MAX}$  de 20,2%.

FIGURA 9 - CÉLULA ADAPTATIVA DO PA



FONTE: (JOO, et al., 2013).

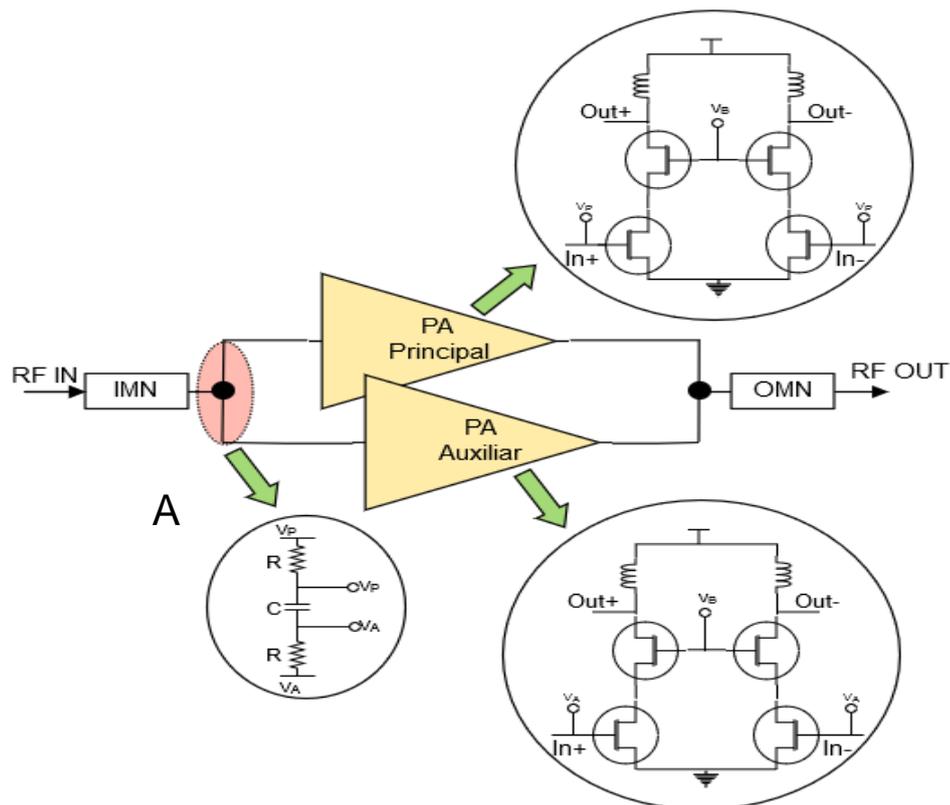
### 3 PROJETO DO AMPLIFICADOR

Esta seção apresenta os resultados atingidos neste trabalho destacados pelas etapas apresentadas na metodologia.

#### 3.1 TOPOLOGIA

Levando em consideração os altos requisitos de linearidade impostos pelos sistemas de comunicação, torna-se de suma importância o projeto do PA. Buscando a elevação desta linearidade a utiliza-se de um PA com células de potência adaptativas, conforme apresentado no diagrama de blocos da figura 10.

FIGURA 10 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA TOPOLOGIA UTILIZADA



FONTE: O autor (2018).

Esta topologia consiste na utilização de duas células amplificadoras (blocos B e C) na topologia cascode diferencial, que serão habilitadas de maneira adaptativa de maneira análoga ao trabalho de JOO et al (2013). Para o PA principal tem-se um

amplificador na classe AB, enquanto que o PA auxiliar é polarizado na classe C. Assim, a célula auxiliar somente será ativa quando as amplitudes dos sinais de entrada forem elevadas, resultando em dois modos de operação: para sinais de potência reduzida somente o PA principal está ativo, para sinais com potência elevada as duas células estarão amplificando em conjunto.

Para este trabalho optou-se pelo compartilhamento das redes de casamento de impedância de entrada e de saída pelas células amplificadoras. Deste modo é possível reduzir a quantidade de elementos passivos e, por consequência, o tamanho do circuito final.

O destaque em vermelho da figura 10 destaca a divisão do sinal de entrada entre as duas células amplificadoras. Neste trabalho, optou-se por utilizar a divisão por corrente, somente derivando o sinal de entrada em dois.

Em decorrência da diferente polarização das células amplificadoras (classe A para o PA principal e classe C para o PA auxiliar) torna-se necessário a concepção de um circuito como destacado no bloco A. Neste circuito tem-se a utilização de resistores que conectam as células amplificadoras com as respectivas tensões de polarização. Entre esses resistores há um capacitor que se comporta como um circuito aberto para as tensões contínuas (polarização). Deste modo, a tensão de polarização do PA principal não perturba a tensão de polarização do PA auxiliar e vice-versa.

### 3.2 PA PRINCIPAL

A figura 11 apresenta o esquemático do circuito desenvolvido para o PA principal, em que o bloco *A* exibe a célula amplificadora na topologia cascode diferencial, o bloco *B* capacitores de neutralização adicionados para garantir a estabilidade do circuito, os blocos *C* e *D* os circuitos de casamento de impedância da entrada e saída respectivamente.

Os casamentos de impedância de entrada e saída foram adicionados para a extração dos resultados da célula individual, mas não estarão presentes, de maneira individual, no circuito completo do PA com células adaptativas, uma vez que para o PA completo as redes de casamentos serão compartilhadas entre as células.

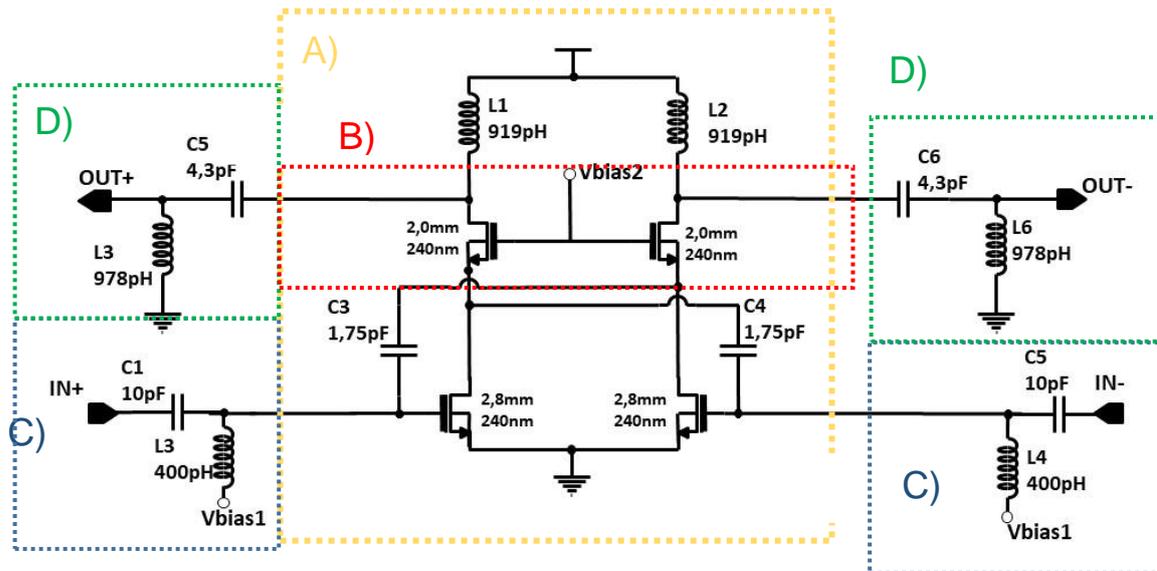
A tabela 2 apresenta as tensões de alimentação e polarização empregadas no circuito do PA principal.

TABELA 2 – TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO E POLARIZAÇÃO DO PA PRINCIPAL.

	$V_{DD}$	$V_{BIAS1}$	$V_{BIAS2}$
<b>Tensão</b>	3,3 V	1,4 V	2,1 V

FONTE: o autor (2018).

FIGURA 11 - ESQUEMÁTICO COMPLETO DO PA PRINCIPAL



FONTE: O autor (2018).

### 3.2.1 Célula Amplificadora

A célula amplificadora (bloco A) consiste em um amplificador diferencial na topologia cascode. Objetivando o aumento da linearidade do circuito, buscaram-se soluções para elevar, tanto quanto possível, a tensão de alimentação do circuito. Analisando os transistores de RF disponíveis nas bibliotecas do Cadence Virtuoso, encontram-se 3 opções: o transistor de óxido fino, de óxido espesso e de óxido espesso com poço triplo.

TABELA 3 – MÁXIMAS TENSÕES TERMINAIS E MÍNIMO COMPRIMENTO DO CANAL DOS TRANSISTORES DA TECNOLOGIA.

	$V_{GS_{MAX}}$ , $V_{GD_{MAX}}$ , $V_{DS_{MAX}}$	$V_{DB_{MAX}}$ , $V_{SB_{MAX}}$	$L_{MIN}$
<b>Oxido Fino</b>	1,6 V	2,6 V	120 nm
<b>Óxido Espesso</b>	2,7 V	4,7 V	240 nm
<b>Óxido Espesso com poço triplo</b>	2,7 V	4,7 V	240 nm

FONTE: CADENCE VIRTUOSO

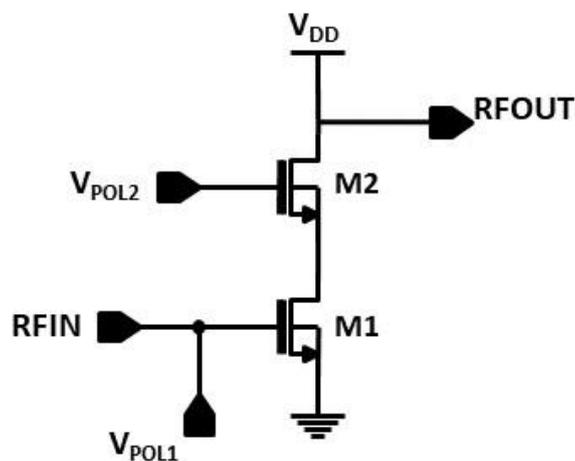
A tabela 3 apresenta uma comparação entre as máximas tensões e o comprimento de canal mínimo para os três transistores estudados. Observando as tensões terminais, tem-se que os transistores com óxido espesso apresentam vantagem por permitir maiores tensões de alimentação. Entretanto, esses transistores, por apresentarem  $L_{MIN}$  maior, possuem um ganho de potência menor.

Como o projeto de um PA deve considerar um compromisso entre linearidade, consumo de potência e ganho, e a linearidade está relacionada com a excursão do sinal de entrada e saída, os transistores com óxido espesso, neste caso, se tornam mais vantajosos.

Os transistores de óxido espesso não apresentam diferença nos limites de tensões terminais, como observado na tabela 3. No entanto, os transistores com poço triplo, por sua isolamento no substrato, permitem a polarização do corpo do transistor. Ou seja, em uma tecnologia CMOS torna-se possível aplicar diferentes tensões nos corpos de diferentes transistores NMOS. Como desvantagem, há um aumento da complexidade do leiaute do circuito.

Considerando a célula cascode simples, exibida na figura 12, e levando em consideração as vantagens e desvantagens apresentadas, optou-se por utilizar um transistor de óxido espesso para o componente em fonte comum (M1) e um transistor de óxido espesso com poço triplo para o componente com porta comum (M2). Deste modo, aproveita-se a característica do transistor com poço triplo, conectando o corpo a fonte e reduzindo as tensões terminais máximas.

FIGURA 122 – ESQUEMÁTICO DE UMA CÉLULA CASCODE SIMPLES.



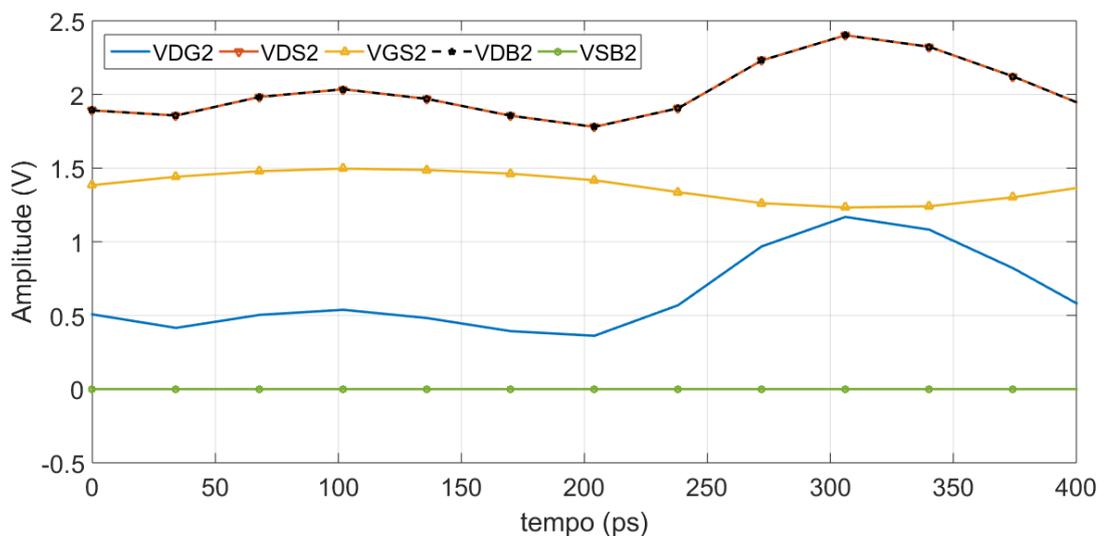
FONTE: O autor (2018).

Além da escolha dos transistores, o dimensionamento destes foi realizado observando o compromisso entre os resultados de tensões terminais e  $OCP_{1dB}$ , resultando nas dimensões apresentadas na figura 9.

Para a observação das tensões terminais utilizaram-se análises de equilíbrio harmônico (HB) que fornecem as tensões em função do tempo e levam em consideração não somente as tensões CC do circuito, mas também a excursão dos sinais amplificados.

A figura 13 apresenta os resultados de tensões terminais para os transistores em porta comum, considerando uma potência de saída de 21 dBm, ou seja, com PA já em saturação. Nota-se que as tensões  $V_{DS2}$  assumem os maiores valores, se aproximando dos valores de ruptura de 2,7 V.

FIGURA 133 – TENSÕES TERMINAIS PARA O TRANSISTOR EM PORTA COMUM DAS CÉLULAS CASCODE.

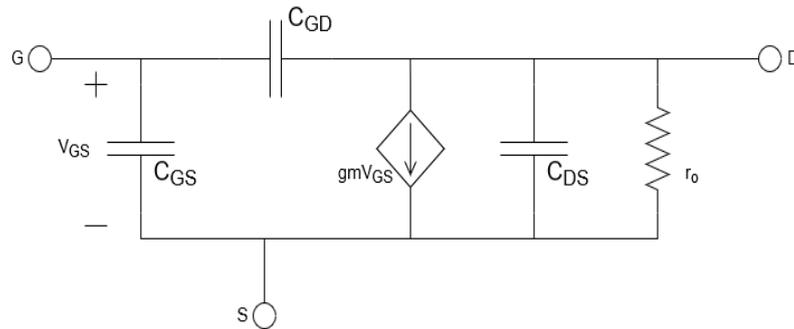


FONTE: O autor (2018).

### 3.2.2 Capacitores de Neutralização

Para altas frequências o transistor MOS apresenta um modelo de pequenos sinais como o apresentado na figura 14. Os capacitores  $C_{GD}$ ,  $C_{GS}$  e  $C_{DS}$  promovem uma realimentação do sinal que, por sua vez, pode gerar instabilidade no circuito.

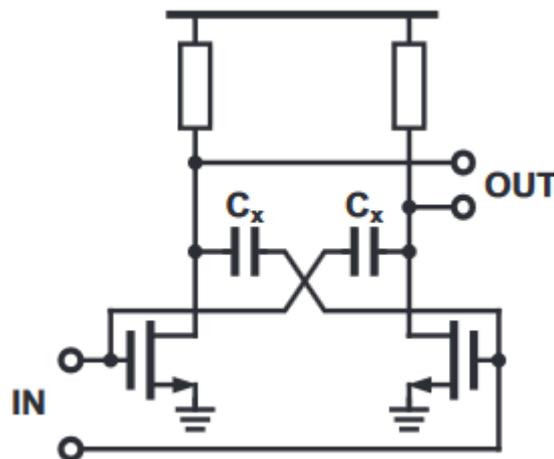
FIGURA 144 – MODELO DE PEQUENOS SINAIS PARA ALTA FREQUÊNCIA DE TRANSISTORES MOS.



FONTE: Adaptado de (SEDRA, et al., 2007)

Em PAs essas realimentações tornam-se mais críticas devido às dimensões dos transistores. Uma das técnicas utilizadas para reduzir o efeito destes capacitores em circuitos diferenciais é adicionar outros capacitores de realimentação, entre a porta de uma das células cascode e o dreno da outra célula, como apresentado na figura 15. Esses capacitores são denominados capacitores cruzados de neutralização e tem como função reduzir o efeito da capacitância  $C_{DS}$  (ASADA, et al., 2011)

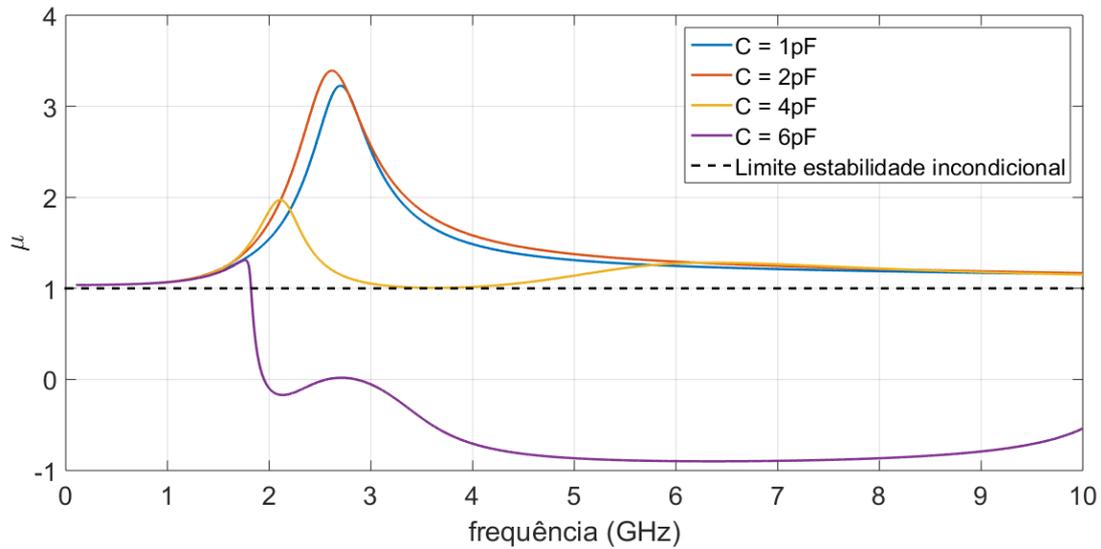
FIGURA 155 - CAPACITORES CRUZADOS DE NEUTRALIZAÇÃO.



FONTE: (ASADA, et al., 2011)

Para dimensionar estes capacitores utilizaram-se simulações paramétricas, observando o parâmetro de estabilidade  $\mu$ , conforme apresentado na figura 16. As capacitâncias entre 1 pF e 2 pF resultam em estabilidade incondicional. Observando um compromisso com o ganho, determinou-se o valor de 1,75 pF.

FIGURA 166 – ANÁLISE DOS VALORES DOS CAPACITORES DE NEUTRALIZAÇÃO ATRAVÉS DA ESTABILIDADE.



FONTE: o autor (2018).

### 3.2.3 Resultados Preliminares

Aplicando análises de equilíbrio harmônico no simulador Cadence Virtuoso adquire-se resultados preliminares para o PA principal. A figura 17 apresenta os resultados de ganho e PAE em função de  $P_{OUT}$ . Nota-se que o PA principal apresenta uma lenta compressão do ganho até a saturação. No entanto o  $P_{SAT}$  está em torno de 28 dBm.

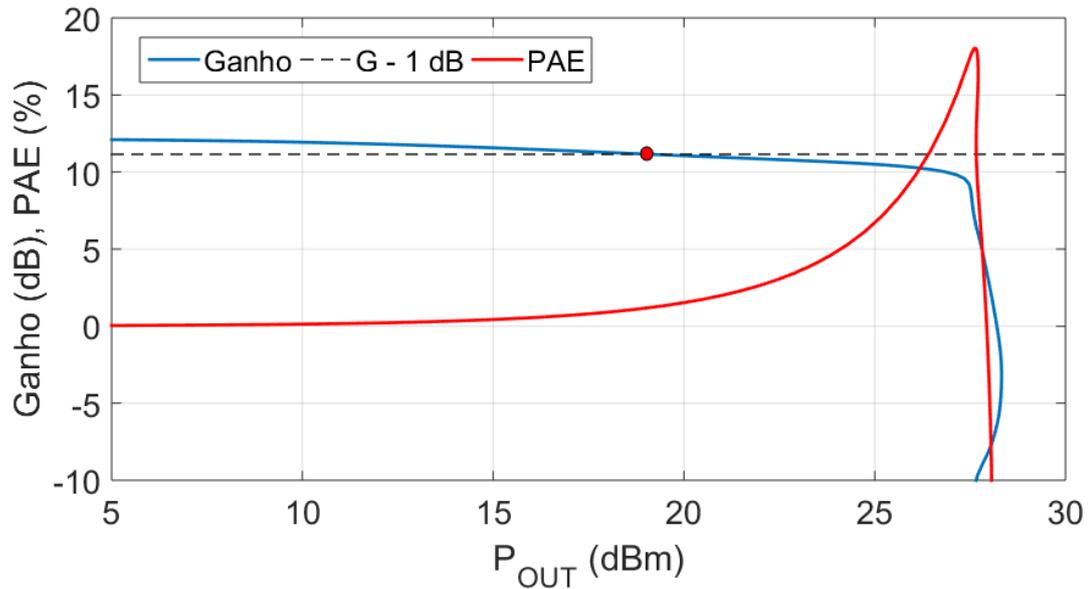
A tabela 4 apresenta os principais resultados obtidos para o PA principal. Como observado, o PA apresenta ganho e eficiência reduzidos. Além disso, a linearidade não se mostra satisfatória. A ideia principal em torno do emprego desta topologia – adição do amplificador auxiliar – é aumentar a linearidade do circuito utilizando características como a expansão de ganho de amplificadores em classe C.

TABELA 4 – PRINCIPAIS RESULTADOS OBTIDOS PARA O PA PRINCIPAL.

	<b>Ganho</b>	<b>OCP<sub>1dB</sub></b>	<b>PAE@ OCP<sub>1dB</sub></b>	<b>PAE máx</b>
<b>Resultados</b>	12,15 dB	19,14 dBm	1,21 %	17,56 %

FONTE: o autor (2018).

FIGURA 177 – GANHO E PAE EM FUNÇÃO DE POUT DO PA PRINCIPAL.



FONTE: O autor (2018).

### 3.3 PA ADAPTATIVO

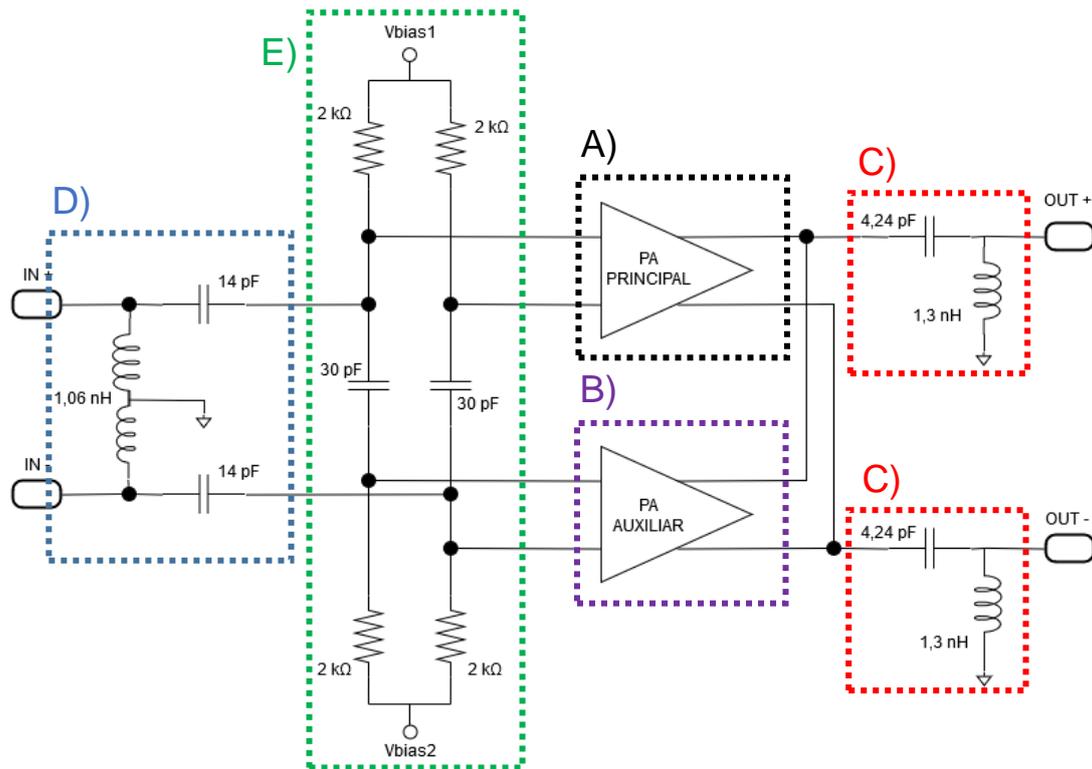
O diagrama esquemático do amplificador com células de potência adaptativas proposto é apresentado na figura 18. O bloco *A* representa o PA principal desenvolvido na subseção anterior, o bloco *B* é o PA auxiliar, o bloco *C* o circuito de casamento de impedância para as saídas positiva e negativas, o bloco *D* o circuito de casamento de impedância de entrada do PA e o bloco *E* o circuito de polarização dos amplificadores.

#### 3.3.1 PA Auxiliar

O PA auxiliar projetado segue o mesmo padrão do PA principal, ou seja, é um amplificador diferencial na topologia cascode. A diferença entre estes circuitos reside nas dimensões dos transistores e na polarização do circuito. A figura 19 apresenta o esquemático do circuito.

A tabela 5 apresenta as tensões de alimentação e polarizações empregadas para o circuito do PA auxiliar. A tensão de limiar dos transistores em fonte comum, com as dimensões apresentadas é  $V_{TH} = 0,43$  V. Sendo  $V_{BIAS1}$  menor que  $V_{TH}$  então o amplificador encontra-se polarizado na classe C.

FIGURA 188 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO PA ADAPTATIVO PROPOSTO.



FONTE: o autor (2018).

FIGURA 199 – ESQUEMÁTICO DO AMPLIFICADOR AUXILIAR.

FONTE: o autor (2018).

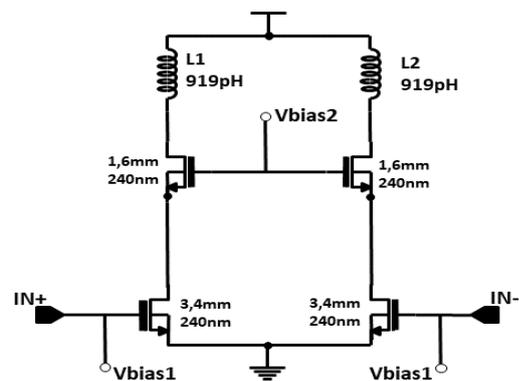


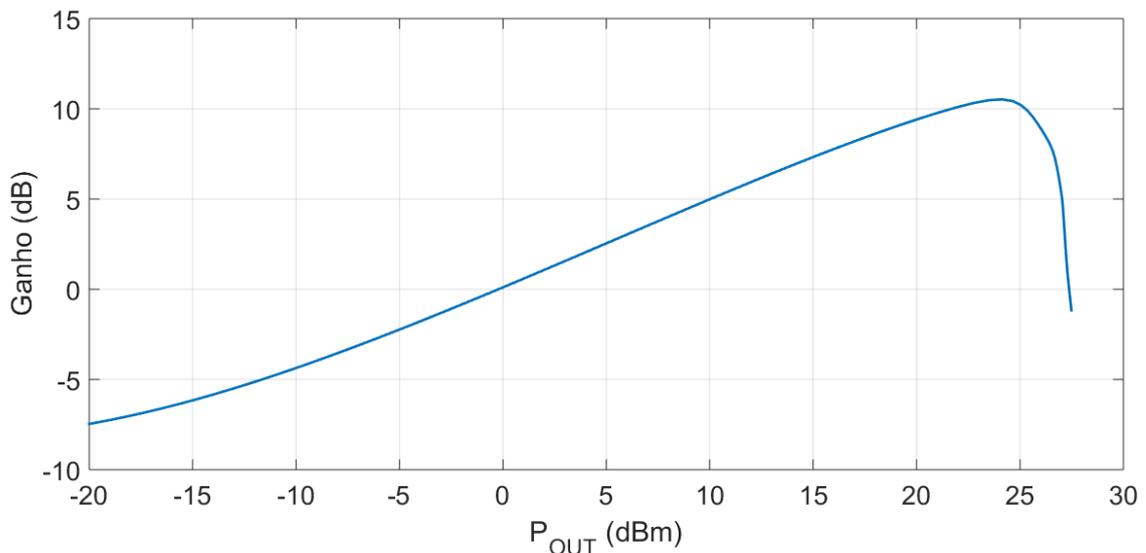
TABELA 5 – TENSÕES DE ALIMENTAÇÃO E POLARIZAÇÃO DO PA AUXILIAR.

	$V_{DD}$	$V_{BIAS1}$	$V_{BIAS2}$
<b>Tensão</b>	3,3 V	0,4 V	2,1 V

FONTE: o autor (2018).

A figura 20 apresenta o ganho de potência em função da potência de saída do PA auxiliar. Como o amplificador está polarizado na classe C apresenta essa característica de expansão de ganho até um valor de pico e logo após uma compressão e saturação. Para este PA o máximo valor de ganho atingido é de 10,5 dB e  $P_{SAT}$  é de 27,36 dBm.

FIGURA 20 - GANHO EM FUNÇÃO DE  $P_{OUT}$  DO PA AUXILIAR.



FONTE: o autor (2018).

### 3.3.2 Casamento de Impedância de Saída

Em decorrência dos requisitos de linearidade, o projeto de redes de casamento de impedância de PAs não é realizado visando a máxima transferência de potência – complexo conjugado da impedância de saída - mas sim a maximização do  $OCP_{1dB}$ .

Essa maximização pode ser feita através de análises denominadas “Loadpull”, que são feitas em simulações de equilíbrio harmônico, em que a impedância de carga é variada e então é observado o desempenho de linearidade do circuito. Para avaliar o PA deve-se polarizá-lo e adicionar capacitores cuja impedância se aproxime de um curto circuito e de um circuito aberto para altas e baixas frequências respectivamente.

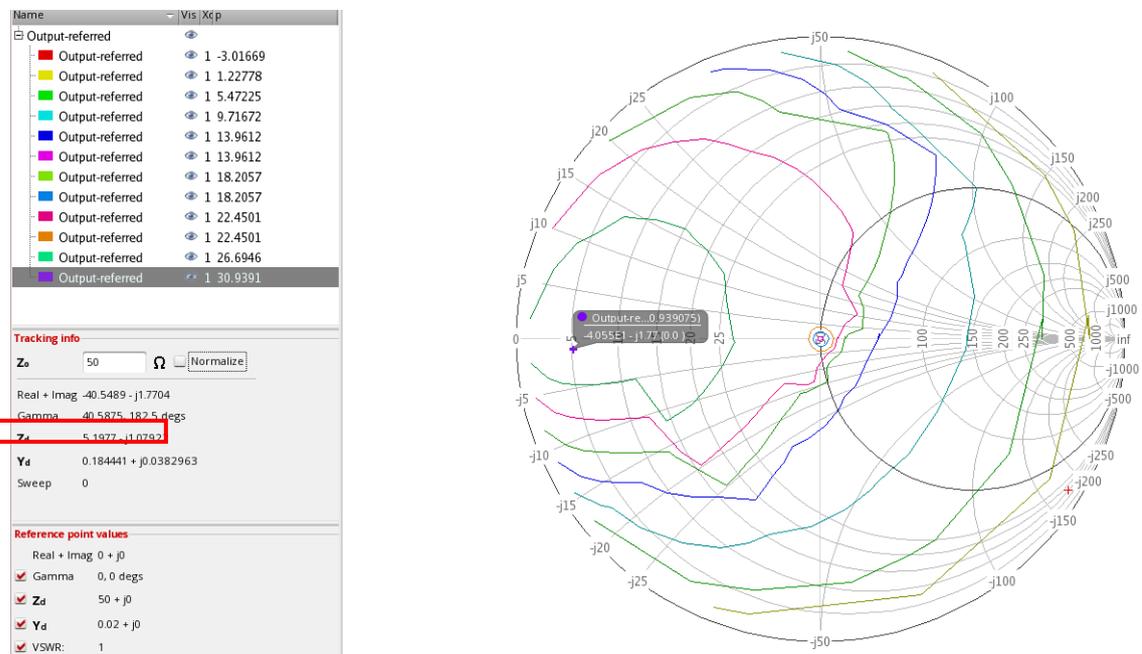
A figura 21 apresenta o resultado desta análise na carta de Smith. Cada uma das curvas representa o limite de linearidade ( $OCP_{1dB}$ ). Por exemplo, a curva em verde

apresenta o limite de 26,69 dBm. Assim, qualquer impedância de carga no interior desta curva representa  $OCP_{1dB}$  maiores que esse limite.

A última curva é um ponto que representa a impedância de carga que resulta na maior linearidade atingida pelo PA,  $OCP_{1dB} = 30,94$  dBm. Nesse caso a impedância, como representado no detalhe em vermelho, é de aproximadamente  $(5,2 - j1,08) \Omega$ .

Com essa impedância é possível calcular os valores do capacitor e do indutor para a rede de casamento. Após o cálculo ideal, o circuito é implementado com os componentes da tecnologia, que levam em consideração elementos parasitas. A tabela 6 apresenta os valores obtidos de capacitância e indutância ideal e real. A diferença encontrada entre esses valores é um resultado dos elementos parasitas encontrados nos componentes reais da tecnologia. Esses elementos alteram a impedância das redes e, portanto, alteram o resultado do casamento de impedância. Conseqüentemente é necessário ajustar os elementos passivos para atingir o casamento de impedância mais próximo do ideal.

FIGURA 21 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO LOADPULL PARA O PA ADAPTATIVO.



FONTE: o autor (2018).

TABELA 6 – CAPACITORES E INDUTORES IDEAIS E REAIS PARA A REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA DE SAÍDA.

	Ideal	Real
<b>C</b>	3,98 pF	4,24 pF
<b>L</b>	1,11 nH	1,3 nH

FONTE: o autor (2018).

### 3.3.3 Casamento de Impedância de Entrada

As redes de casamento de impedância de entrada de PAs, em oposição a saída, são projetadas para a máxima transferência de potência. Para isso, observa-se a impedância vista da entrada do PA e então calcula-se a rede para o complexo conjugado desta carga.

A impedância observada é de  $1,058 - j6,119 \Omega$  relativa a uma porta de entrada de  $100 \Omega$ . A tabela 7 apresenta os valores, ideais e reais, do capacitor e indutor da rede de casamento de impedância.

TABELA 7 – CAPACITORES E INDUTORES IDEAIS E REAIS PARA A REDE DE CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA DE ENTRADA.

	Ideal	Real
<b>C</b>	15,80 pF	14,00 Pf
<b>L</b>	671,7 pH	503,2 Ph

FONTE: o autor (2018).

### 3.3.4 Circuito de Polarização

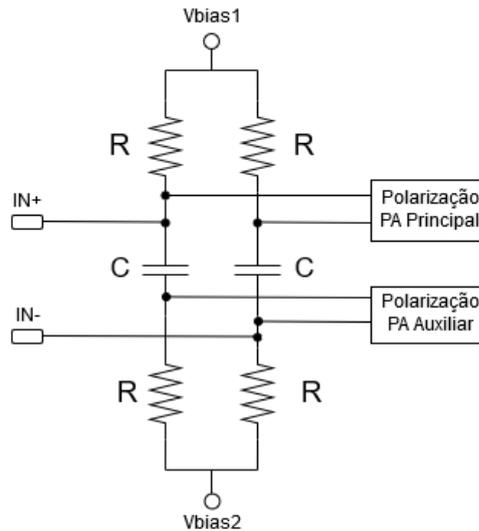
O circuito de polarização foi projetado de modo que as tensões CC não provocassem interferências entre si, ou seja, a polarização do PA principal não fosse vista pelo PA auxiliar e vice versa. Para isso foram utilizados os capacitores C, da figura 20. Os resistores foram introduzidos para permitir a polarização CC, com uma impedância alta o suficiente para o sinal RF, de modo que o sinal não se encaminhasse para as fontes de polarização, conforme apresentado na figura 22.

Os valores dos capacitores e resistores do circuito foram projetados seguindo o procedimento:

- Fixar o resistor (R) em um valor elevado, de  $1 \text{ M}\Omega$  por exemplo, e variar a capacitância (C) observando o ganho do circuito;

- b) Fixar a capacitância (C) em um valor adequado conforme item a e variar a resistência (R) observando o ganho do circuito;
- c) Observar um compromisso entre desempenho do circuito e dimensões dos componentes.

FIGURA 202 – CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO PROPOSTO.



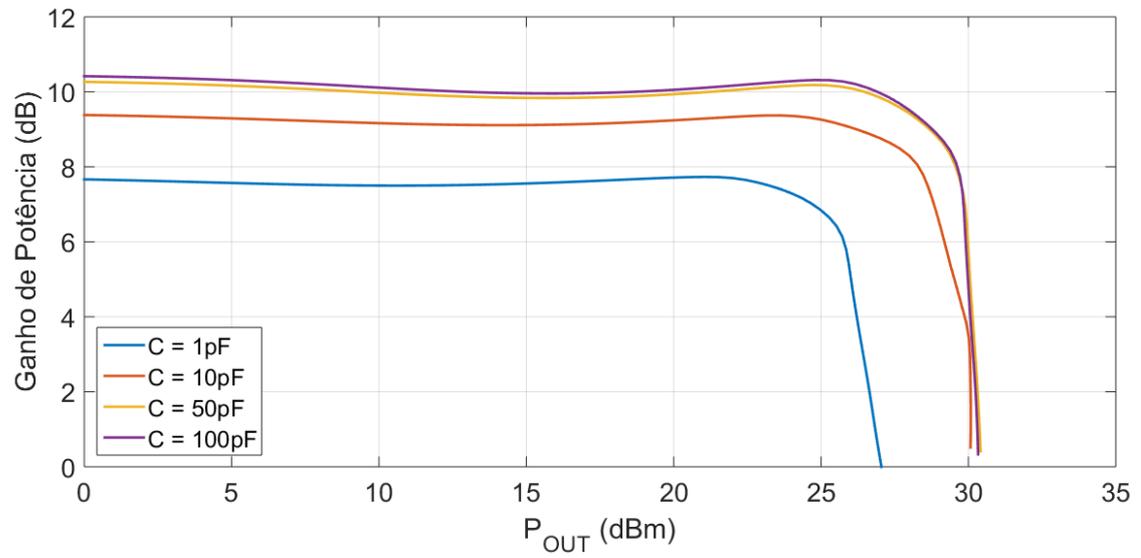
FONTE: o autor (2018).

A figura 23 apresenta o ganho de potência em função do  $P_{OUT}$  do PA para resistores fixos em  $1\text{ M}\Omega$  e variação da capacitância. Nota-se que o valor dos capacitores influencia diretamente no ganho e potência de saturação do circuito. Além disso, observa-se que para os capacitores de  $50\text{ pF}$  e  $100\text{ pF}$  o desempenho é similar e então é levado em consideração o impacto dimensional do circuito.

Na figura 24 é apresentado o ganho em função de  $P_{OUT}$ , fixando a capacitância em  $30\text{ pF}$  e variando a resistência. Novamente, o desempenho do PA se mostra sensível as alterações de R, sendo que para determinados valores o benefício não é significativo, tornando mais impactante as dimensões do circuito.

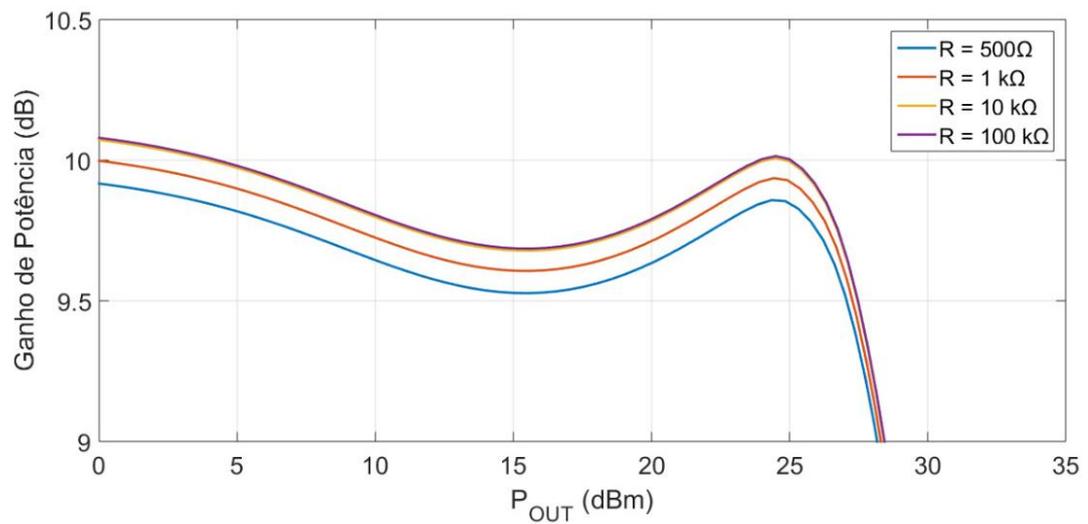
Observando os compromissos entre desempenhos e dimensões dos elementos passivos os valores projetados foram  $C = 30\text{ pF}$  e  $R = 2\text{ k}\Omega$ .

FIGURA 23 – VARIAÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARA DIMENSIONAMENTO DA POLARIZAÇÃO.



FONTE: o autor (2018).

FIGURA 214 – VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA PARA DIMENSIONAMENTO DA POLARIZAÇÃO



FONTE: o autor (2018).

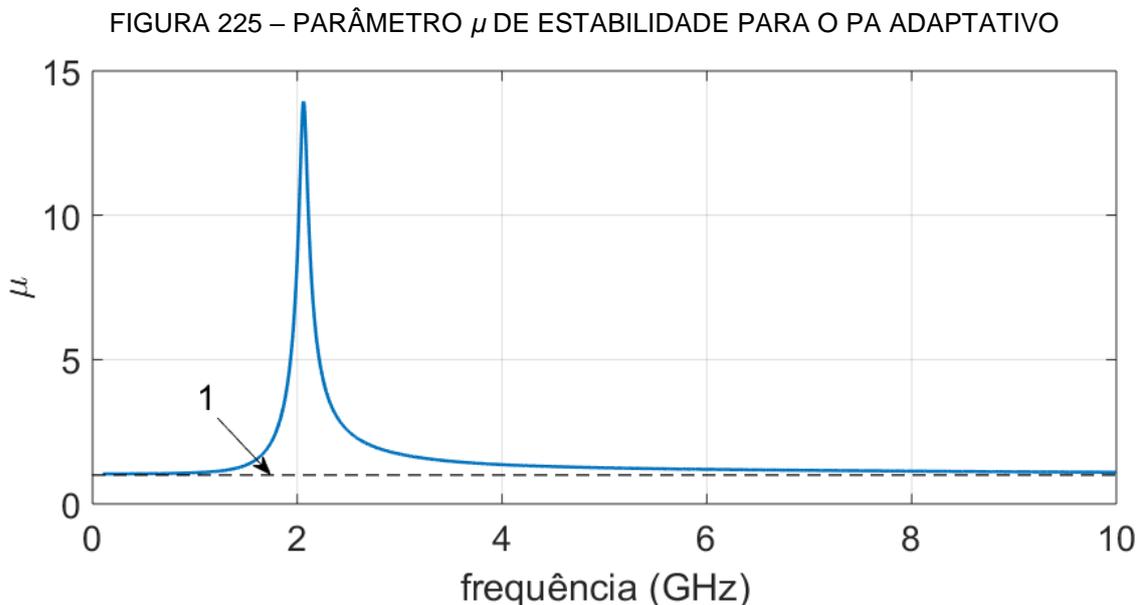
## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E DISCUSSÃO

Nesta seção são apresentados os resultados do PA com células adaptativas, comparando com os resultados do PA principal. Além disso é apresentada uma análise dos resultados obtidos.

As análises empregadas para avaliação do circuito são de parâmetros de espalhamento (SP), equilíbrio harmônico (HB) e envoltória. Todas foram realizadas na plataforma de simulação Cadence Virtuoso.

### 4.1 SIMULAÇÕES DE PEQUENO E GRANDES SINAIS

A figura 25 apresenta o resultado do parâmetro  $\mu$  de estabilidade em função da frequência. Como a curva está sempre acima do valor unitário é possível afirmar que o PA é incondicionalmente estável.

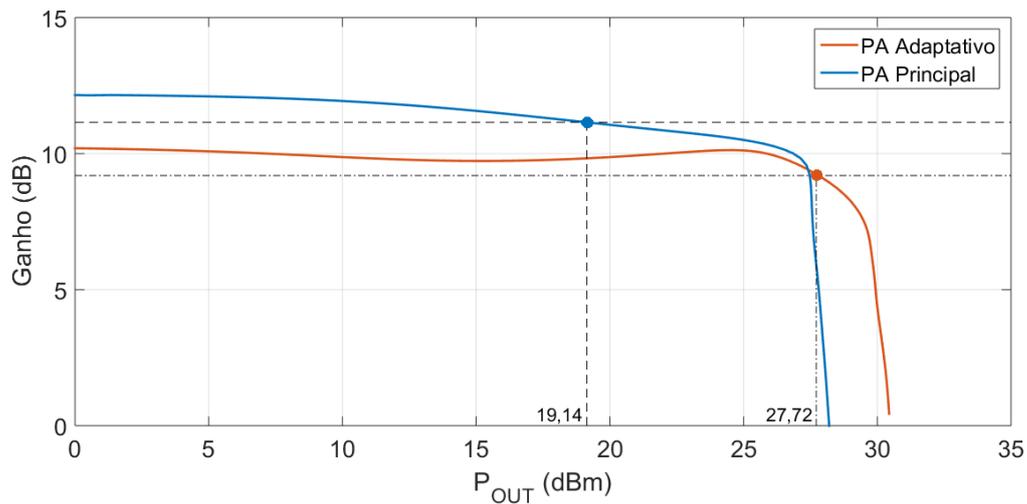


FONTE: o autor (2018).

A figura 26 mostra o ganho de potência em função da potência de saída, tanto para o PA principal quanto para o PA adaptativo. Como observado a característica de expansão de ganho do PA auxiliar, polarizado na classe C, permite, em conjunto com um PA linear, uma característica ainda mais linear. Em números, isso se manifesta no  $OCP_{1dB}$  de 27,72 dBm do PA adaptativo em comparação aos 19,14 dBm do PA

principal, uma melhoria de 8,58 dB. Em contrapartida, há uma redução no ganho de pequenos sinais do PA adaptativo, o que ocorre principalmente devido à divisão do sinal de entrada entre as duas células.

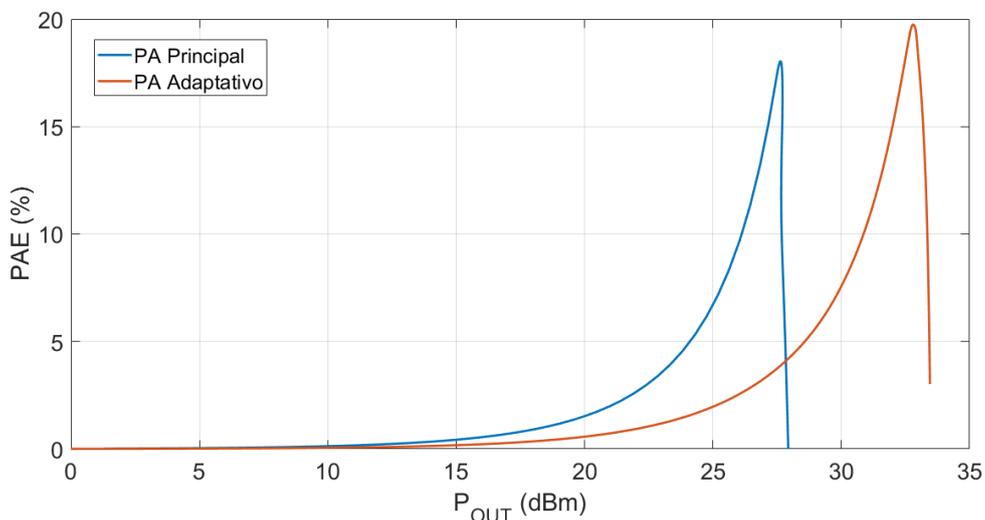
FIGURA 236 – GANHO DE POTÊNCIA EM FUNÇÃO DE  $P_{OUT}$  PARA O PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL



FONTE: o autor (2018).

A PAE em função de  $P_{OUT}$  para o PA com células adaptativas e para o PA principal é mostrado na figura 27. É possível observar que o resultado para o PA adaptativo apresenta valores mais elevados, como o valor de pico, que é de 19,74%, 2,18 p.p menor que para o PA principal que é de 17,56%. Não obstante, a característica das curvas é muito similar.

FIGURA 247 – PAE EM FUNÇÃO DE  $P_{OUT}$  PARA O PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL



FONTE: o autor (2018).

A tabela 8 apresenta uma comparação entre os resultados do PA principal e adaptativo e outros dois trabalhos que aplicam técnicas de células adaptativas. Dentre os trabalhos apresentados, o PA auxiliar desenvolvido nesta pesquisa apresentou a maior linearidade, que foi o objetivo visado durante o projeto. Em termos de ganho e PAE o PA deste trabalho apresenta o pior desempenho, ressaltando que em JOO et al (2013), a tensão de alimentação é ligeiramente maior e em KIM et al (2016) são utilizados nó tecnológico e frequência de operação menores.

TABELA 8 – COMPARAÇÃO ENTRE AS PERFORMANCES DO PA PRINCIPAL E AUXILIAR COM O ESTADO DA ARTE.

	Tecnologia	Frequência (GHz)	Ganho (dB)	OCP <sub>1dB</sub> (dBm)	P <sub>SAT</sub> (dBm)	PAE <sub>MAX</sub> (%)	V <sub>DD</sub> (V)
PA principal	130 nm	2,45	12,2	19,1	28,3	17,6	3,3
<b>PA adaptativo</b>	<b>130 nm</b>	<b>2,45</b>	<b>10,2</b>	<b>27,7</b>	<b>30,5</b>	<b>19,7</b>	<b>3,3</b>
JOO et al (2013)	130 nm	2,40	26,0	20,5	27,0	27,0	3,6
KIM et al (2016)	40 nm	0,85	27,5	< 25	27,8	52,2	-
		0,65	28,3	< 25	28,2	53,5	-

FONTE: o autor (2018).

O ganho e a eficiência do PA com células adaptativas devem ser melhorados para que o desempenho seja mais eficaz. No que concerne ao ganho é possível aprimorá-lo com a ligação de um pré-amplificador como utilizado em JOO et al, 2016 e KIM et al, 2016.

Em relação a eficiência deve-se recorrer a técnicas que, segundo Cripps (2006), foram desenvolvidas para aumentar a eficiência dos amplificadores de potência, dentre as quais se destacam: amplificadores Doherty, eliminação e restauração de envoltória (EER) e rastreamento de envoltória (ET).

## 4.2 SIMULAÇÕES DE ENVOLTÓRIA

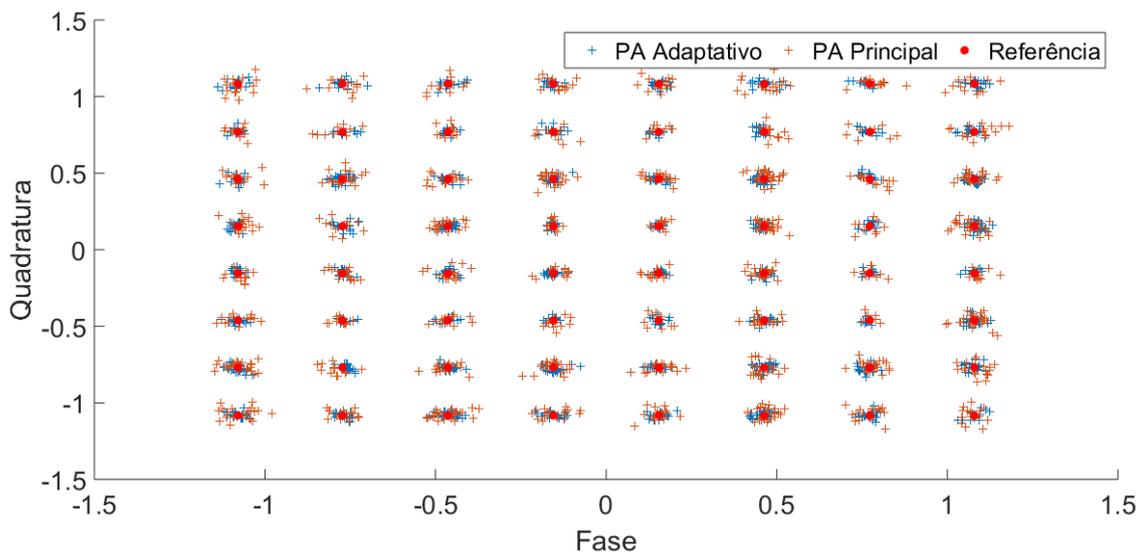
As análises de grandes sinais dos circuitos de radiofrequência são feitas, geralmente, através da análise do método de equilíbrio harmônico (HB). No entanto,

as especificações de linearidade dos padrões de comunicações modernos como a ACPR (Razão de potência do canal adjacente) e oEVM (Magnitude de vetor de erro) não se relacionam diretamente com a especificação de  $OCP_{1dB}$ . Para determinação destes parâmetros é necessária análise das fontes moduladas com sinais reais, em oposição aos sinais puramente senoidais utilizados no método HB (YAP, 1997)

Para análise de envoltória foi utilizado um sinal IEEE 802.11n. Este padrão de comunicação estabelece o limite de 7,94% para o valor de EVM e -20 dB de ACPR em um deslocamento de frequência de 11 MHz, ao utilizar a modulação de 64 QAM na frequência de 2,4 GHz (IEEE Standards Association, 2009).

A figura 28 apresenta as constelações dos amplificadores adaptativo e principal, ambas para uma potência média de saída de 19 dBm. Os resultados de EVM são de 4,69% e 2,87% para os PAs principal e adaptativo, respectivamente, configurando uma diferença de 1,82 p.p entre os dois amplificadores. Isto demonstra a maior linearidade do PA adaptativo. Além disso, ressalta-se que para essa potência de saída ambos os amplificadores respeitam as especificações normativas de EVM.

FIGURA 258 – CONSTELAÇÕES DO PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL PARA UM SINAL IEEE 802.11n

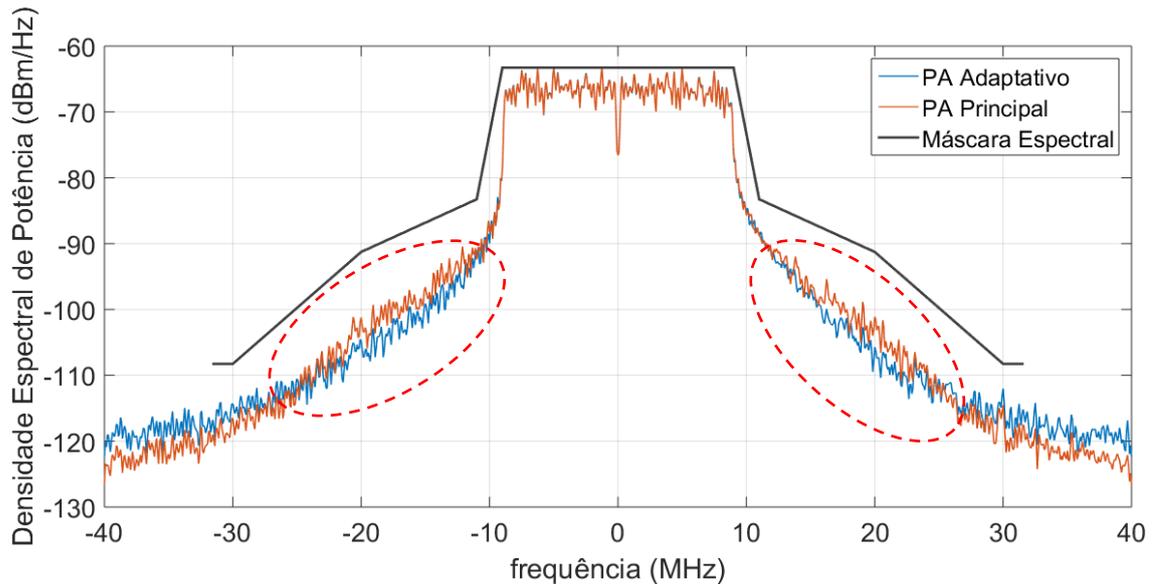


FONTE: o autor (2018).

Com relação à densidade espectral de potência, a comparação entre os amplificadores é mostrada na figura 29. Nota-se que o emprego da célula adaptativa permite a redução do espalhamento de potência nas bandas adjacentes (ACPR) –

detalhe vermelho. Essa característica comprova, novamente, que a topologia proposta apresenta vantagens em termos de linearidade.

FIGURA 269 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO PA ADAPTATIVO E PRINCIPAL PARA UM SINAL IEEE 802.11n

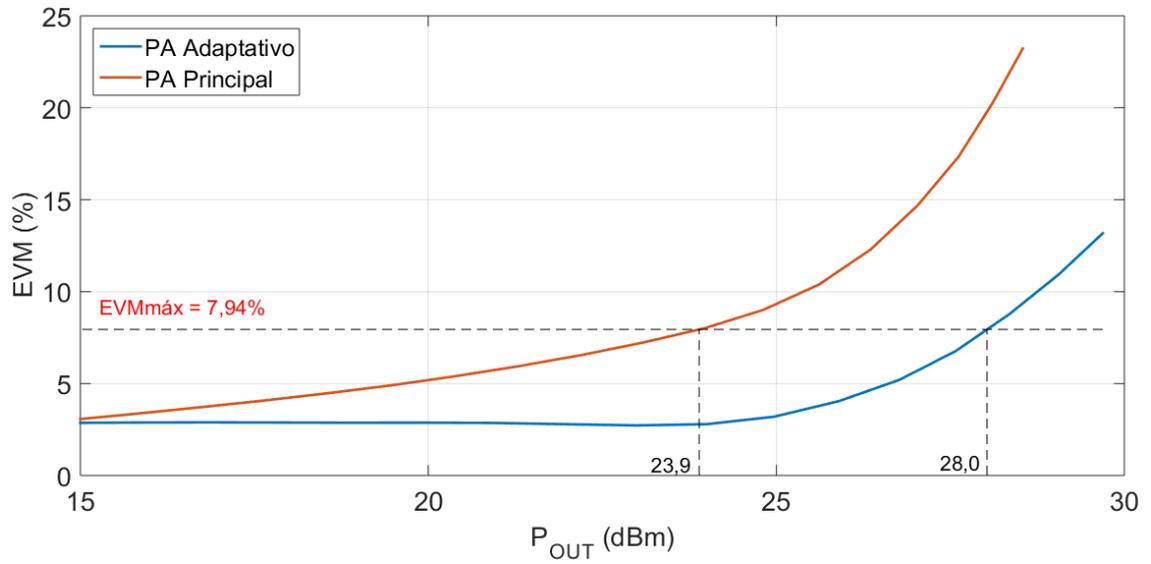


FONTE: o autor (2018).

Para avaliar o desempenho dos amplificadores para diferentes potências de saída, utilizou-se análises de envoltória fazendo a varredura de  $P_{OUT}$ . Para cada simulação foram então calculados os valores de EVM e ACPR. A figura 30 apresenta o resultado de EVM em função de  $P_{OUT}$  para o PA principal e PA adaptativo, em que se observa que o PA adaptativo apresenta valores menores de EVM se comparado com o PA principal, para toda a faixa de potência avaliada. Além disso, a operação que respeita o limite estabelecido pela norma da IEEE 802.11n pode ocorrer até a potência de 23,9 dBm e 28,0 dBm para os amplificadores principal e adaptativo, respectivamente. Novamente, observa-se a vantagem da utilização das células adaptativas em termos de linearidade.

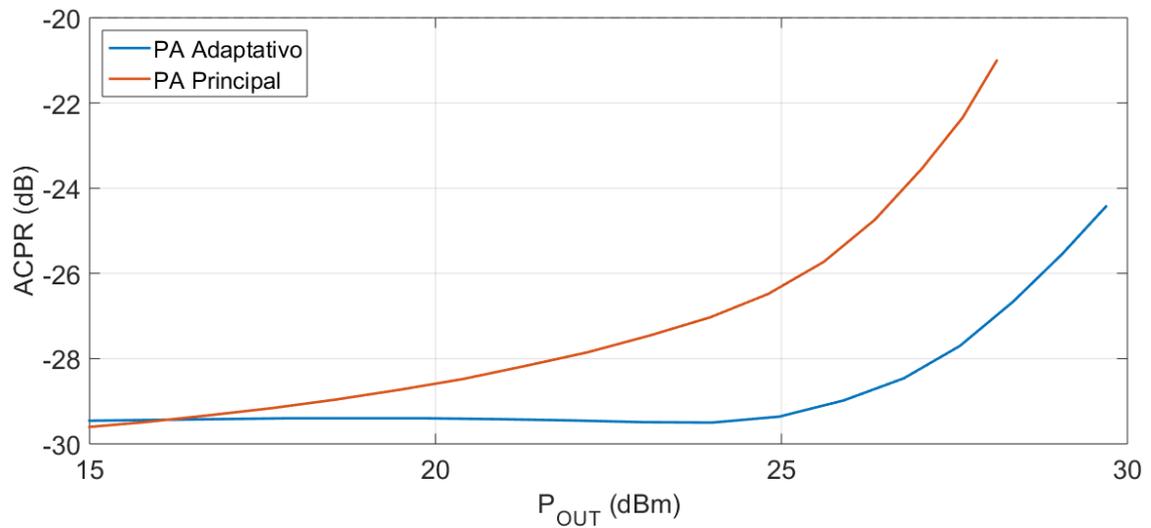
Para a ACPR observa-se na figura 31 que exceto para potência baixas – abaixo de 16 dBm – o PA adaptativo apresenta desempenho melhor se comparado ao PA principal. Além disso, para a faixa de potência analisada nenhum dos amplificadores ultrapassa os limites estabelecidos pela norma.

FIGURA 30 – EVM EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE SAÍDA PARA PA ADAPTATIVO E PA PRINCIPAL



FONTE: o autor (2018).

FIGURA 271 – ACPR EM FUNÇÃO DA POTÊNCIA DE SAÍDA PARA PA ADAPTATIVO E PA PRINCIPAL



FONTE: o autor (2018).

## 5 CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho consistia no desenvolvimento de um PA, com células de potência adaptativas, na tecnologia CMOS 130 nm para aplicações de 2,45 GHz, visando o aumento da linearidade em relação ao estado da arte. Para isso, um circuito utilizando um amplificador polarizado na classe AB – PA principal – e um amplificador polarizado na classe C – PA auxiliar – foi proposto. Nesta topologia, as redes de casamento de impedância de entrada e saída são compartilhadas por ambas as células.

A fim de elevar a linearidade, células cascode e transistores de óxido espesso foram empregados nas células amplificadoras de modo a aumentar a tensão de alimentação e, por consequência, a excursão do sinal. Deste modo, foi possível atingir um  $V_{DD}$  de 3,3 V.

Primeiramente, foi realizado o projeto do PA principal visando altas potências de saturação, assim, ao juntar com o PA auxiliar, seria possível elevar a linearidade do circuito. Este amplificador apresentou um ganho de 12,15 dB,  $OCP_{1dB}$  de 19,14 dBm e uma  $P_{SAT}$  de 28,27 dBm.

O PA auxiliar foi projetado à luz dos resultados do PA adaptativo, especialmente em termos de linearidade. Assim o resultado final apresentado foi de 10,24 dB para o ganho, 27,72 dBm para  $OCP_{1dB}$  e 30,45 dBm para  $P_{SAT}$ . A junção das células promoveu um acréscimo de 8,58 dBm no  $OCP_{1dB}$  e uma redução de 1,91 dB no ganho.

Ao comparar o PA adaptativo projetado com o estado da arte, observa-se que este PA apresenta maior linearidade ainda que utilizando tensão de alimentação menor ou nó tecnológico maior. No entanto, em termos de ganho e eficiência o PA adaptativo encontra-se abaixo.

O acréscimo da linearidade é evidenciado nas análises de envoltória, utilizando um sinal IEEE 802.11n, para o PA adaptativo e PA principal. Demonstra-se que a topologia empregada eleva a linearidade ao observar redução na potência espalhada aos canais adjacentes e no EVM.

Finalmente, a utilização de um PA com células adaptativas, como a topologia deste trabalho, se demonstra eficaz quando o objetivo é a aumento da linearidade do circuito.

## 5.1 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como perspectivas para trabalhos futuros pode-se citar os seguintes itens:

- a) Desenvolvimento de um pré-amplificador a fim de elevar o ganho do amplificador total;
- b) Estudar se um divisor de potência promove um ganho de desempenho do circuito;
- c) Desenvolver o circuito de casamento de impedância de saída com indutor com conexão central, reduzindo assim a quantidade de elementos passivos;
- d) Desenvolvimento de um leiaute do circuito para extração de resultados pós-leiaute;
- e) O projeto destes amplificadores pode ser utilizado para a concepção de um amplificador Doherty.

## REFERÊNCIAS

- ASADA, H, et al. 2011.** A 60GHz CMOS Power Amplifier Using Capacitive Cross-Coupling Neutralization with 16 % PAE. European Microwave Conference. 2011, 41.
- BRAGA, J. A. 2010.** *Autoteste e Correção de Não-linearidades de Circuitos RF*. s.l. : FEUP, 2010.
- COLANTONIO, P, GIANNINI, F e LIMITI, E. 2009.** *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. New Delhi : John Wiley & Sons, 2009. 0470746556.
- CRIPPS, S. C. 2006.** *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Norwood : Artech House, 2006. 1596930187.
- DE FRANÇA, C. 2016.** *Projeto em Tecnologia CMOS e Linearização de um Amplificador Doherty para Sistemas de Comunicações Móveis de 4G*. Curitiba : Universidade Federal do Paraná - UFPR, 2016.
- EL-KHATIB, Z, MACEACHERN, L. e MAHMOUD, S. A. 2012.** *Distributed CMOS Bidirectional Amplifiers: Broadband and Linearization Techniques*. Ottawa : Springer Science & Business Media, 2012. 1461402727.
- GHARAIBEH, K. M. 2011.** *Nonlinear Distortion in Wireless Systems: Modeling and Simulation with MATLAB*. s.l. : John Wiley & Sons, 2011. 1119964113.
- IEEE Standards Association. 2009.** *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput*. New York : IEEE Standards Association, 2009.
- JOO, T, KOO, B e HONG, S. 2013.** A WLAN RF CMOS PA with Adaptive Power Cells. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*. 2013.
- KIM, B, LEE, D. H e HONG, S. 2016.** A Multi-Band CMOS Power Amplifier Using Reconfigurable Adaptive Power Cell Technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016, Vol. 26, 8.
- LEGARDA, Jon. 2006.** *Feedforward Amplifiers for Wideband Communication Systems*. s.l. : Springer Science & Business Media, 2006.
- LUDWIG, R e BRETCHKO, P. 2009.** *RF Circuit Design Theory and Applications*. s.l. : Prentice Hall, 2009. 0131471376.
- REYNAERT, P e STEYAERT, M. 2006.** *RF Power Amplifiers ofr Mobile Communications*. Dordrecht : Springer Science & Business Media, 2006. 1402051174.

**RUIZ, H. S, PÉREZ, R. B. 2013.** *Linear CMOS RF Power Amplifiers: A Complete Design Workflow*. San Sebastian : Springer Science & Business Media, 2013. 1461486572.

**SANTOS, E. L. 2015.** *Amplificador de potência CMOS de baixo consumo com controle de ganho*. Curitiba : Universidade Federal do Paraná - UFPR, 2015.

**SANTOS, F. G. 2016.** *Amplificador de potência CMOS em 2,4 GHz com potência de saída programável*. Curitiba : Universidade Federal do Paraná - UFPR, 2016.

**SEDRA, A. S e SMITH, K. C. 2007.** *Microelectronic Circuits*. USA : Oxford University Press, 2007.

**YAP, H. 1997.** Designing . *Proceeding of 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*. 1997.