

Guilherme Henrique Vermiglio

**PROJETO DE AMPLIFICADOR DE BAIXO  
RUÍDO PARA RECEPTORES 5G EM 28GHZ**

**Santo André**

**2019**

Guilherme Henrique Vermiglio

# **PROJETO DE AMPLIFICADOR DE BAIXO RUÍDO PARA RECEPTORES 5G EM 28GHZ**

Trabalho desenvolvido durante as disciplinas de Trabalho de Graduação I, II e III, apresentado no curso de graduação em Engenharia de Informação como requisito para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Informação pela Universidade Federal do ABC.

Universidade Federal do ABC – UFABC

Centro de Engenharia, Modelagem e Ciências Sociais Aplicadas – CECS

Trabalho de Graduação

Orientador: Prof. Dr. André da Fontoura Ponchet

Santo André

2019

**Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do ABC**

Elaborada pelo Sistema de Geração de Ficha Catalográfica da UFABC  
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Vermiglio, Guilherme Henrique

Projeto de Amplificador de Baixo Ruído Para Receptores 5G em  
28GHz / Guilherme Henrique Vermiglio. — 2019.

47 fls. : il.

Orientador: André da Fontoura Ponchet

Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Federal do ABC,  
Bacharelado em Engenharia de Informação, Santo André, 2019.

1. 5G. 2. 28GHz. 3. Ondas Milimétricas. 4. Amplificador de Baixo  
Ruído. 5. Cascode. I. Fontoura Ponchet, André da. II.  
Bacharelado em Engenharia de Informação, 2019. III. Título.



Universidade Federal do ABC

## ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE INFORMAÇÃO

Ata de Defesa do Trabalho de Graduação em Engenharia de Informação da Universidade Federal do ABC

No dia 28 de novembro de 2019 reuniu-se a banca examinadora do trabalho apresentado como Trabalho de Graduação em Engenharia de Informação de Guilherme Henrique Vermiglio, intitulado: "Projeto de Amplificador de Baixo Ruído para Receptores 5G em 28GHz". Após a exposição oral, o aluno foi arguido pelos componentes da banca que se reuniram reservadamente e decidiram atribuir o conceito final C.

Orientador  
Prof. Dr. André da Fontoura Ponchet

Avaliador  
Prof. Dr. Ricardo Suyama

Avaliador  
Prof. Dr. Stilante Koch Manfrin

*Aos três pilares da minha vida:*

*Deus, família e noiva.*

# AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos:

a Deus, pela inspiração e motivação para não desistir de meus objetivos.

à minha família, pelo apoio fundamental durante toda a minha formação.

à minha noiva, pela compreensão durante minhas ausências e horas de dedicação a este e outros trabalhos para a minha graduação.

ao meu orientador, Prof. Dr. André da Fontoura Ponchet, por sua dedicação no preparo das aulas, pelo apoio na realização deste trabalho e por cada conversa que se transformava em uma verdadeira aula.

à Universidade Federal do ABC, por possibilitar meu acesso ao software pago ADS permitindo a realização deste trabalho e pela contribuição na minha formação, não apenas como um Bacharel, mas como um cidadão crítico e questionador.

*“Você é definido pelas batalhas que está disposto a lutar.”*  
*(Mark Manson)*

# RESUMO

A crescente demanda por tráfego de dados por meio das redes móveis traz a necessidade de se explorar melhor o espectro de frequências. A quinta geração de telefonia celular (5G) tem como destaque em relação às gerações anteriores, a possibilidade do uso de frequências acima dos 24 GHz. Esta faixa de frequência, também conhecida como das ondas milimétricas, traz grande potencial, porém muitos desafios. Este trabalho teve como objetivo estudar e propor um Amplificador de Baixo Ruído (LNA) que opere na faixa dos 28GHz. Este dispositivo é componente essencial de um sistema receptor e é responsável por amplificar o sinal recebido adicionando o menor ruído possível, aumentando assim sua relação sinal-ruído. Foi proposta uma topologia composta por um amplificador cascode com transistores NMOS da tecnologia SG13G2, da IHP. Tomando-se como referência o desempenho de um sistema *front-end* comercial, o LNA proposto alcançou um desempenho satisfatório, proporcionando um ganho de 17,55 dB ao custo de uma figura de ruído de 1,65 dB.

**Palavras-chaves:** 5G, 28GHz, Ondas Milimétricas, Amplificador de Baixo Ruído, Cascode.

# ABSTRACT

The growing demand for data traffic over mobile networks makes it necessary to better explore the frequency spectrum. One of the highlights of the fifth generation of cellular telephony (5G) compared to previous generations is the possibility of using frequencies above 24 GHz. This frequency range, also known as millimeter waves, brings great potential, but also many challenges. This work aimed to study and propose a Low Noise Amplifier (LNA) that operates at 28GHz. This device is an essential component of a receiver system and is responsible for amplifying the received signal by adding the lowest noise possible, thereby increasing its signal-to-noise ratio. It was proposed a topology composed of a cascode amplifier with NMOS transistors of IHP SG13G2 technology. Taking as reference the performance of a commercial front-end system, the proposed LNA achieved a satisfactory performance, providing a gain of 17.55 dB at the cost of a noise figure of 1.65 dB.

**Key-words:** 5G, 28GHz, Millimeter Waves, Low Noise Amplifier, Cascode.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Modelo simplificado de uma Rede 5G com tecnologias das gerações anteriores. . . . .	17
Figura 2 – Sistema da Antenas Ativas que serão difundidas no 5G (TECHPLAYON, 2017). . . . .	18
Figura 3 – Representação da interface entre antena e rádio em um arranjo com N elementos (NAKATANI et al., 2017). . . . .	19
Figura 4 – Estrutura do NMOS e símbolo (RAZAVI, 2013). . . . .	21
Figura 5 – Dimensões do NMOS (RAZAVI, 2013). . . . .	21
Figura 6 – Amplificador cascode MOS. . . . .	22
Figura 7 – Impedância de entrada de um circuito tanque LC paralelo ideal. . . . .	23
Figura 8 – Exemplo de espelho de corrente com transistores NMOS. . . . .	24
Figura 9 – Potência de sinal versus frequência na (a) entrada e (b) saída de um amplificador (KEYSIGHT, 2017). . . . .	25
Figura 10 – Rede de 2 portas para análise dos Parâmetros S. . . . .	25
Figura 11 – Ambiente de design do ADS. . . . .	27
Figura 12 – Janela de Visualização de dados obtidos a partir das simulações. . . . .	28
Figura 13 – <i>Design guide</i> de redes de casamento de impedâncias com Carta de Smith. . . . .	29
Figura 14 – Topologia do LNA a ser projetado. . . . .	31
Figura 15 – Exemplo analisado para definição dos indutores (PERROTT, 2003) . . . . .	32
Figura 16 – Circuito para o cálculo de $Z_{in}$ . . . . .	32
Figura 17 – <i>Test bench</i> para caracterização do transistor. . . . .	34
Figura 18 – Curvas de figura de ruído mínimo $NF_{min}$ e frequência de corte $f_T$ do transistor utilizado. . . . .	34
Figura 19 – Curvas de densidade de corrente $I_{dens}$ e corrente dreno-fonte $I_{ds}$ do transistor utilizado. . . . .	35
Figura 20 – Curvas de resistência de saída $r_o$ e transcondutância $g_m$ do transistor utilizado. . . . .	35
Figura 21 – <i>Test bench</i> para dimensionamento do circuito tanque. . . . .	36
Figura 22 – Parâmetro $Z_{11}$ , ou impedância de entrada do circuito tanque. . . . .	37
Figura 23 – <i>Test bench</i> do LNA proposto. . . . .	38
Figura 24 – Reflexão na entrada e saída do LNA proposto. . . . .	39
Figura 25 – Reflexão na entrada e saída do LNA proposto após inserção de indutor na saída do circuito. . . . .	39
Figura 26 – <i>Test bench</i> do LNA proposto após casamento de impedâncias. . . . .	40
Figura 27 – Coeficiente de estabilidade. . . . .	41

Figura 28 – Figura de ruído. . . . .	41
Figura 29 – Ganho (S21). . . . .	42
Figura 30 – Reflexão na entrada (S11) e saída (S22) e isolamento entre as portas (S12). . . . .	42

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Desempenho desejado para o LNA projetado . . . . .	30
Tabela 2 – Parâmetros do RFNMOS da tecnologia SG13G2: . . . . .	30
Tabela 3 – Parâmetros dos transistores . . . . .	38
Tabela 4 – Desempenho do LNA projetado com relação ao desempenho desejado. .	43

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AAS	Active Antenna System (Sistema de Antenas Ativas)
ADS	Advanced Design System
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
A/D	Analogic/Digital Converter (conversor analógico- digital)
BPF	Bandpass Filter (Filtro passa-faixa)
BS ou BTS	Base Station ou Base Transceiver Station (Estação Rádio Base)
BSC	Base Station Controller (Controlador de Estação Rádio Base)
C-RAN	Cloud-Radio Access Network (Rede de Acesso por Rádio Virtualizada)
D/A	Digital/Analogic converter (conversor digital- analógico)
eNB	evolved Node B (Nó de acesso à RAN evoluído - 4G)
EPC	Evolved Packet Core (Núcleo da Rede de Pacotes Evoluído)
FET	Field Effect Transistor (Transistor de Efeito de Campo)
gNB	next Generation Node B (Nó de acesso à RAN de Próxima Geração - 5G)
LNA	Low Noise Amplifier (Amplificador de Baixo Ruído)
LPF	Low Pass Filter (Filtro Passa-Baixas)
MIMO	Multiple Input Multiple Output (Entrada Múltipla Saída Múltipla)
mmWave	millimeter Wave (Onda milimétrica)
MOS	Metal Oxide Semiconductor (Semicondutor de Óxido Metálico)
NB	Node B (Nó de acesso à RAN - 3G)
NMOS	N-Metal Oxide Semiconductor (Semicondutor de Óxido Metálico Tipo N)
PA	Power Amplifier (Amplificador de Potência)
PMOS	P-Metal Oxide Semiconductor (Semicondutor de Óxido Metálico Tipo P)

RAN	Radio Access Network (Rede de Acesso por Rádio)
RF	Radio Frequency (Radiofrequência)
RFFE	Radio Frequency Front-End (Front-End de Radiofrequência)
RNC	Radio Network Controller (Controlador da Rede de Rádio)
RRU	Remote Radio Unite (Unidade de Rádio Remota)
SNR	Signal-Noise Ratio (Relação Sinal-Ruído)
SW	Switch
UE	User Equipment (Equipamento do usuário)

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>16</b>
1.1	Visão Geral do 5G	17
1.1.1	Arquitetura	17
1.1.2	Elementos de acesso à Rede	18
1.1.3	Front-End de Radiofrequência	18
1.2	Objetivos	19
1.2.1	Objetivo geral	19
1.2.2	Objetivos específicos	19
1.3	Método	20
1.4	Organização do documento	20
<b>2</b>	<b>Conceitos e Ferramentas Fundamentais para o Projeto</b>	<b>21</b>
2.1	Transistor MOS	21
2.2	Circuito Cascode	22
2.3	Circuito Tanque	23
2.4	Espelho de Corrente	23
2.5	Amplificador de Baixo Ruído	24
2.5.1	Figura de ruído	24
2.5.2	Parâmetros S	25
2.5.3	Estabilidade	26
2.5.4	Potência dissipada	27
2.6	ADS	27
<b>3</b>	<b>Projeto do LNA</b>	<b>30</b>
3.1	Proposta	30
3.1.1	Tecnologia utilizada	30
3.1.2	Topologia	30
3.2	Desenvolvimento	31
3.2.1	Dimensionamento dos Indutores de <i>gate</i> e de degeneração	31
3.2.2	Cálculo do $C_{GS1}$	33
3.2.3	Caracterização do transistor unitário	33
3.2.4	Cálculo dos indutores	36
3.2.5	Dimensionamento do circuito tanque	36
3.2.6	Dimensionamento do espelho de corrente	37
3.2.7	Teste do LNA proposto	37
3.3	Análise dos resultados	40

<b>4</b>	<b>Considerações finais . . . . .</b>	<b>44</b>
4.1	Conclusão . . . . .	44
4.2	Trabalhos futuros . . . . .	45
	<b>Referências . . . . .</b>	<b>46</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Constantemente, tecnologias, ferramentas e soluções que fazem uso das redes de comunicação móvel são criadas, aumentando a demanda pela modernização, expansão e melhoria destas redes. A exemplo disso, mesmo com o número de assinantes crescendo apenas 3%, o volume de dados trafegados por meio de redes móveis cresceu 78% entre 2018 e 2019 (ERICSSON, 2019).

Pelo lado do consumidor final, há a demanda por melhores taxas de transmissão de dados, como por exemplo em aplicações de Realidade Virtual, Realidade Aumentada e transmissões de vídeos em 4K ou 8K. Da indústria, há a demanda por latências cada vez menores, parâmetro chave para possibilitar os conceitos de "Indústria 4.0", veículos autônomos e operação remota de equipamentos de precisão. Do conceito de Internet das Coisas, vem a necessidade de uma rede que comporte um aumento exponencial na quantidade de dispositivos conectados (ERICSSON, 2017). Sendo assim, a quinta geração de redes móveis deve atender a essa variedade de requisitos de forma eficiente.

Para atender às diferentes demandas das diferentes verticais de aplicação, o 5G deve fazer um vasto uso do espectro. Diferentemente das gerações anteriores, neste padrão serão usadas baixas (abaixo de 1GHz), médias (entre 1GHz e 6GHz) e altas frequências (acima de 24GHz), sendo estas últimas conhecidas também por frequências das ondas milimétricas (*mmWave - millimeter Waves*) (QUALCOMM, 2016).

No Brasil, a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) definiu as faixas de 2,3 GHz e 3,5 GHz para serem destinadas ao 5G (ANATEL, 2019). A expectativa é que para as baixas frequências, o 5G opere em 600 MHz ou 700 MHz (esta última já utilizada no 4G). Já para as altas frequências, foco deste trabalho, a incerteza é maior. A faixa dos 28GHz é uma das possíveis escolhas e já foi adotada para o 5G nos Estados Unidos e na Coreia do Sul (TELE.SÍNTESE, 2018).

Grande diferencial da nova geração, as altas frequências são, por um lado, as que mais podem trazer benefícios, possibilitando maiores larguras de banda (ROESSLER, 2017) e menores interferências em decorrência de um espectro menos poluído (GREENEMEIER, 2015). Por outro lado, quanto maiores as frequências, maiores os desafios. Do ponto de vista estrutural, considerando-se a alta atenuação de sinal que estas ondas sofrem, aspectos da arquitetura de rede devem ser repensados, como o número e a distribuição de antenas, por exemplo. Do ponto de vista de tecnologia, é necessário o desenvolvimento de dispositivos eficientes para o emprego de ondas milimétricas (ROESSLER, 2017).

No cenário das comunicações móveis, o dispositivo do usuário (UE - *User Equipment*) em geral emite sinais de baixa potência. Além disso, o mesmo sinal pode sofrer fortes

atenuações até o nó de acesso à rede (gNB - *Next Generation Node B*). Consequentemente, nota-se que para a construção de um circuito receptor eficiente, é fundamental o projeto de um amplificador que amplifique adequadamente o sinal, adicionando o mínimo ruído possível.

## 1.1 Visão Geral do 5G

### 1.1.1 Arquitetura

A arquitetura proposta para uma rede 5G (MARSCH et al., 2016) é ilustrada na Figura 1, onde destaca-se na região da rede de acesso, na figura como C-RAN (*Cloud-Radio Acces Network*), a primeira diferença do 5G para as gerações anteriores: ao passo que na tecnologias de primeira à quarta geração o UE se comunica diretamente com as estações rádio base, na quinta geração os UE podem se conectar por meio das Unidades de Rádio Remotas (RRU - *Remote Radio Unit*).

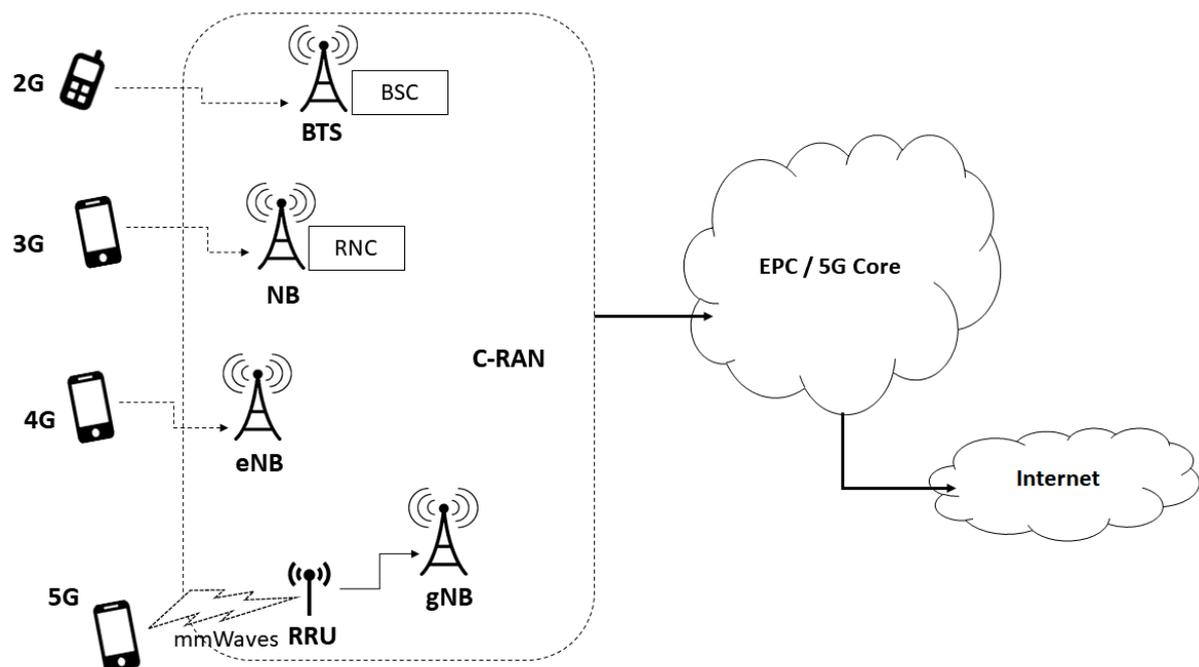


Figura 1: Modelo simplificado de uma Rede 5G com tecnologias das gerações anteriores.

São justamente as RRUs que possibilitarão uma maior capilaridade da rede, sendo uma solução para as altas atenuações de ondas milimétricas, além de expandir o alcance da rede como acesso de última milha em regiões de difícil acesso. Estes elementos podem, inclusive, ser conectados à gNB por meio de redes ópticas ou mesmo Ethernet (ZTE, 2017). A implantação do conceito de virtualização na C-RAN também permite um melhor

aproveitamento de recursos, centralizando funções das estações base (COSTANZO et al., 2017).

### 1.1.2 Elementos de acesso à Rede

As estações base são compostas por um conjunto de antenas e uma unidade de rádio. Dado que o 5G tem como um de seus pilares o *Massive-MIMO*<sup>1</sup>, onde serão implantadas diversas antenas por gNB, torna-se impensável ter um cabo RF ou óptico para cada ligação entre antena *array* e rádio. Assim, adotou-se o conceito do Sistema de Antenas Ativas (AAS - *Active Antenna System*), onde antena e rádio são integrados em um único elemento (TECHPLAYON, 2017). As AAS podem ser utilizadas tanto como macro células (gNBs), como nos acessos remotos (RRUs).

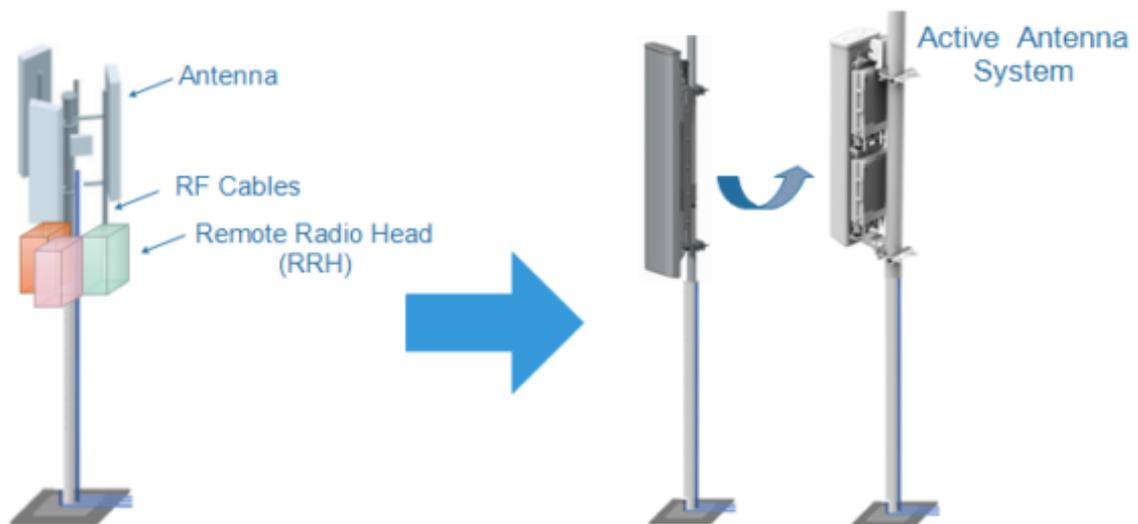


Figura 2: Sistema da Antenas Ativas que serão difundidas no 5G (TECHPLAYON, 2017).

### 1.1.3 Front-End de Radiofrequência

Para a realização do processamento digital dos sinais, é necessário fazer uma interface com o meio RF. Portanto, tem-se na AAS um conjunto de dispositivos eletrônicos denominado como *RF Front-End* (RFFE). De forma simplificada, o RFFE é composto por três dispositivos:

<sup>1</sup> Massive-MIMO (Massive Multiple Input – Multiple Output) é o conceito de equipar a estação base com um grande número de antenas – chegando na ordem de centenas delas. Seu uso já foi amplamente estudado e comprovadamente possibilita um ganho de ordens de grandeza na eficiência de espectro e de energia (LU et al., 2014).

- O Switch (SW), que possibilita o uso de apenas uma antena tanto para transmissão quanto para recepção fazendo o chaveamento dos sinais de entrada e saída;
- O amplificador de potência (PA - *Power Amplifier*), que fornece o ganho necessário ao sinal de saída para a antena;
- E o amplificador de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*), que é responsável por amplificar o sinal de entrada no circuito sem que haja um aumento do ruído. Atinge-se assim, a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-Noise Ratio*) necessária para o correto processamento do sinal (VOINIGESCU, 2013).

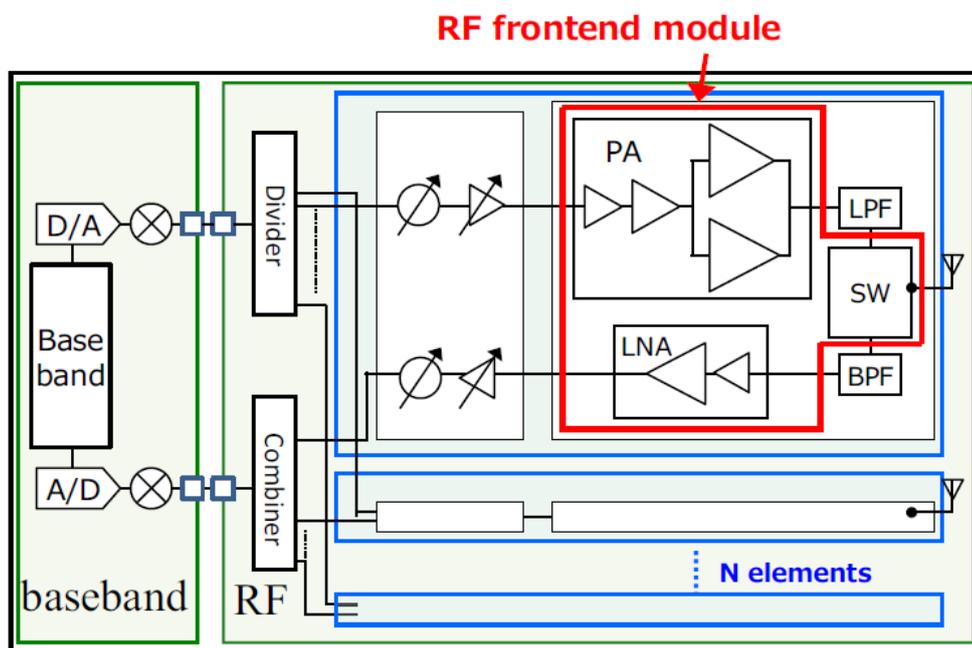


Figura 3: Representação da interface entre antena e rádio em um arranjo com N elementos (NAKATANI et al., 2017).

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivo geral

O objetivo do presente trabalho foi projetar um Amplificador de Baixo Ruído que opere na faixa de 28GHz para possível aplicação em equipamentos 5G.

### 1.2.2 Objetivos específicos

Este trabalho teve como objetivos específicos:

- Apresentar de forma breve a arquitetura dos sistemas de recepção que compõem soluções propostas para o 5G.

- Estudar circuitos auxiliares para a confecção do amplificador, como tanque, cascode, espelho de corrente, entre outros.
- Estudar o LNA e seus principais parâmetros.
- Projetar um LNA que opere na faixa de 28GHz, simulando-o em ambiente computacional para a análise de seu desempenho.

### 1.3 Método

Este trabalho foi realizado por meio do seguinte método:

- Revisão bibliográfica de autores pertinentes para elaboração do tema.
- Estudo teórico dos principais conceitos de Microeletrônica e Eletrônica Analógica a serem abordados no projeto.
- Projeto teórico do circuito amplificador.
- Projeto de amplificador e simulação em ambiente computacional.
- Análise dos parâmetros verificados a partir da simulação.

### 1.4 Organização do documento

No capítulo 1 se apresentou de forma resumida: uma contextualização do 5G, tema que serviu de motivação para este trabalho; uma visão geral da arquitetura das redes 5G, dos elementos de rede até a especificação do dispositivo foco do trabalho. Adicionalmente, foram elencados os objetivos deste e o método utilizado.

No capítulo 2 é apresentada uma revisão teórica acerca dos tópicos mais relevantes no projeto de um amplificador de baixo ruído.

O capítulo 3 traz o desenvolvimento do projeto do amplificador, as simulações realizadas em ambiente computacional e os resultados.

Finalmente, no capítulo 4 são expostas as conclusões obtidas e possíveis trabalhos futuros.

## 2 CONCEITOS E FERRAMENTAS FUNDAMENTAIS PARA O PROJETO

Antes de tratar detalhadamente do projeto do LNA, é importante fazer uma breve revisão de alguns tópicos relevantes, bem como uma apresentação da ferramenta utilizada na simulação do circuito projetado.

### 2.1 Transistor MOS

Não é foco deste trabalho detalhar o que é ou como se dá o funcionamento de um transistor, tampouco tratar da tecnologia MOS (Semicondutor de Óxido Metálico, ou *metal oxide semiconductor*) em detalhes. Contudo, para um melhor entendimento do trabalho desenvolvido, serão apresentadas as equações que descrevem o funcionamento deste dispositivo e que foram utilizadas em seu dimensionamento. A figura 4 apresenta a composição de um transistor do tipo NMOS (Semicondutor de Óxido Metálico Tipo N):

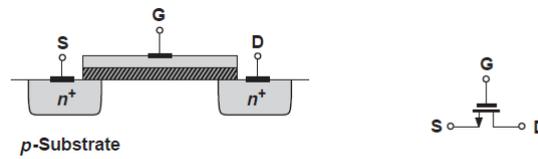


Figura 4: Estrutura do NMOS e símbolo (RAZAVI, 2013).

Para o estudo e dimensionamento deste transistor, devemos analisá-lo em sua região de saturação. O transistor opera nesta região quando  $V_{GS} \geq V_{TH}$  (a tensão *gate-source* é maior ou igual à tensão de *threshold*) e  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$  (a tensão *drain-source* é maior que a tensão *gate-source* menos a tensão de *threshold*). Nestas condições, a corrente de dreno é aproximadamente constante e pode ser descrita pela equação:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_0 C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.1)$$

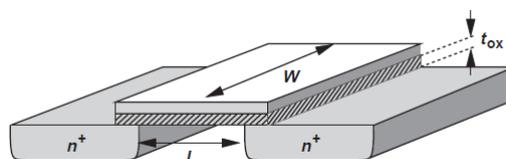


Figura 5: Dimensões do NMOS (RAZAVI, 2013).

Na equação 2.1 a largura do transistor  $W$  e o comprimento do canal  $L$  são parâmetros dimensionados pelo projetista. Já a mobilidade  $\mu_0$ , a capacitância da camada de óxido  $C_{ox}$  e tensão limiar  $V_{TH}$  são parâmetros definidos de acordo com a tecnologia utilizada.

## 2.2 Circuito Cascode

Existem amplificadores cascode com dois tipos de transistores: o MOS e o bipolar. Neste trabalho, será abordado o emprego do cascode com transistores MOS, dada sua ampla utilização e baixo consumo de energia.

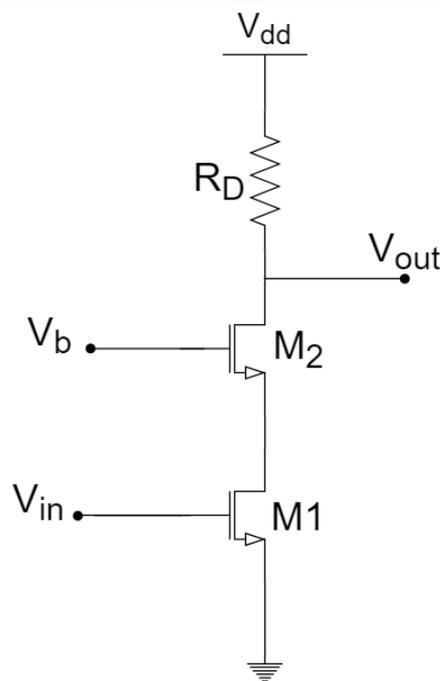


Figura 6: Amplificador cascode MOS.

Entre suas principais características destacam-se:

- Possibilidade de operação em altas frequências em decorrência da minimização do Efeito Miller, que representa a diminuição da resposta do amplificador em altas frequências devido à capacitância porta-dreno existente em todos os transistores de efeito de campo (FET - *Field Effect Transistor*) (FRENZEL JR., 2010).
- Maximização da impedância de saída (DIAS, 2014).
- Alto ganho de tensão (RAZAVI, 2013).

## 2.3 Circuito Tanque

É necessário considerar uma forma de sintonizar o dispositivo na frequência desejada. O circuito tanque, também chamado de oscilador LC, é uma forma simples de realizar esta tarefa. As reatâncias do indutor e do capacitor,  $X_L$  e  $X_C$  respectivamente, são iguais na ressonância (GOTTLIEB, 1997). Logo, podemos equacionar seus equivalentes:

$$X_L = X_C \quad (2.2)$$

$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (2.3)$$

Manipulando algebricamente a equação 2.3, encontramos a relação que define a frequência de ressonância do oscilador LC:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

Quando  $f = 1/2\pi\sqrt{L_1 C_1}$  nota-se que a impedância vai para o infinito. Assim, nenhuma corrente passa pelo circuito nesta condição, mesmo com a entrada senoidal variando no tempo. Nesta frequência o tanque se comporta como um circuito aberto, possibilitando assim, seu uso para a filtragem de uma frequência de operação em um determinado circuito de interesse.

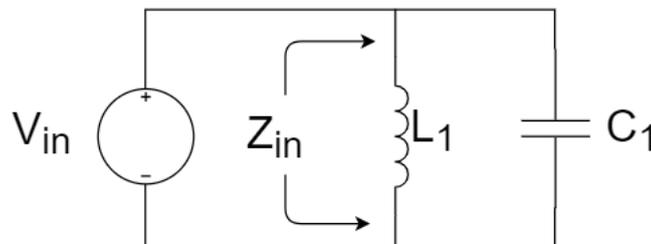


Figura 7: Impedância de entrada de um circuito tanque LC paralelo ideal.

## 2.4 Espelho de Corrente

Da equação 2.1, é possível inferir que a corrente de dreno do transistor depende de parâmetros que variam de acordo com fatores externos, como a mobilidade  $\mu_0$ , que varia de acordo com a temperatura, ou mesmo o  $V_{GS}$ , se considerarmos que a tensão de um dispositivo pode sofrer oscilação. Por exemplo, um celular que é alimentado por bateria tem sua tensão decaindo à medida que a bateria é descarregada durante o dia (RAZAVI, 2013).

O uso do espelho de corrente é uma forma eficiente de polarizar o transistor. Utilizando-se deste circuito, a polarização perde sua sensibilidade a variações de temperatura e tensão. A corrente que passa pelo transistor amplificador fica dependente apenas da corrente de referência, a qual pode ser gerada por uma fonte de corrente constante, como é ilustrado na figura 8.

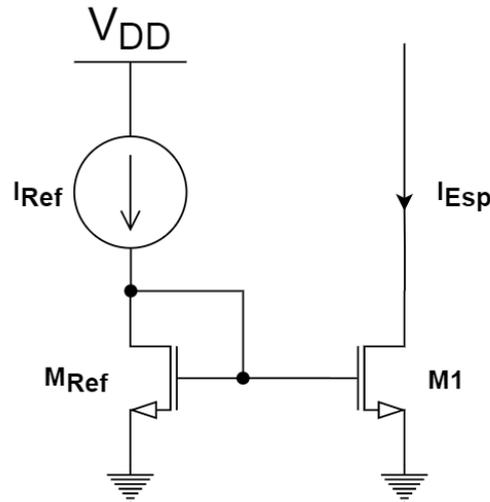


Figura 8: Exemplo de espelho de corrente com transistores NMOS.

Onde temos, a partir da equação 2.1 e do desenvolvimento visto em (RAZAVI, 2013), que a corrente espelhada é descrita pela equação 2.5.

$$I_{Esp} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_1}{\left(\frac{W}{L}\right)_{Ref}} I_{Ref} \quad (2.5)$$

## 2.5 Amplificador de Baixo Ruído

O LNA é uma parte essencial de um RFFE no subcircuito receptor. Como seu nome já indica, ele amplifica o fraco sinal vindo da antena (ou de switches, duplexadores etc.) introduzindo o menor ruído possível (PARK; KIM, 2001).

O desempenho deste dispositivo é governado pelos parâmetros a seguir.

### 2.5.1 Figura de ruído

A figura de ruído é a relação entre a SNR de entrada e a SNR de saída de uma rede. Ou seja, a figura de ruído é a degradação da SNR que o sinal sofre ao percorrer um circuito (KEYSIGHT, 2017).

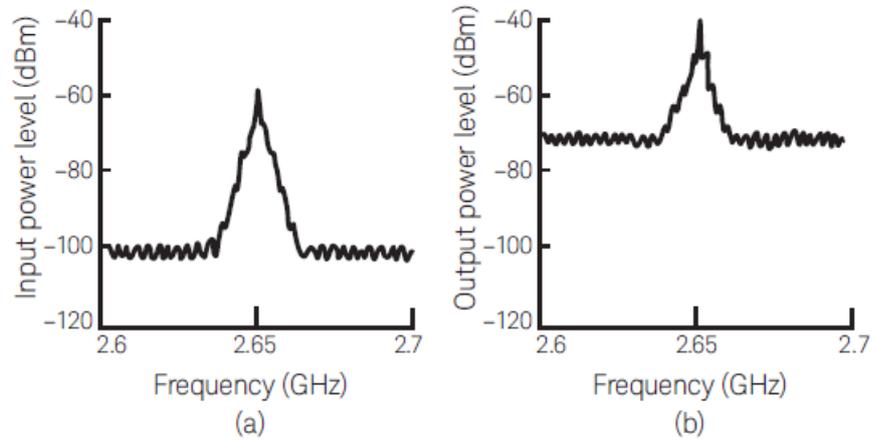


Figura 9: Potência de sinal versus frequência na (a) entrada e (b) saída de um amplificador (KEYSIGHT, 2017).

$$NF = 10 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.6)$$

No exemplo simples da Figura 9, o sinal apresenta uma SNR de 40 dB na entrada e uma SNR de 30 dB na saída. Logo, a figura de ruído do amplificador pelo qual o sinal passou é de 10 dB.

Em um LNA a figura de Ruído NF geralmente varia de 0,5 a 5 dB (BAKER, 2010).

### 2.5.2 Parâmetros S

No trabalho com micro-ondas, fazer medições de tensão em altas frequências se mostra um tarefa bastante difícil de ser realizada no laboratório. Conseqüentemente, o *design* de dispositivos e sistemas micro-ondas se baseia em parâmetros obtidos por quantidades de potência transferida. Parâmetros estes conhecidos como Parâmetros de Espalhamento, ou Parâmetros S (RAZAVI, 2011).

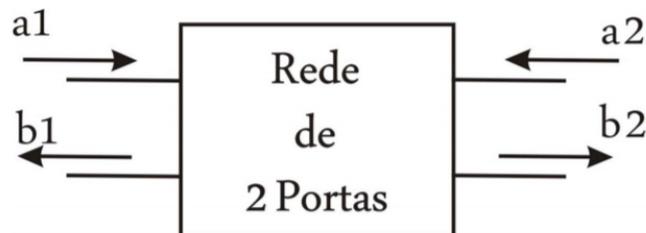


Figura 10: Rede de 2 portas para análise dos Parâmetros S.

Dispositivos ou circuitos que possuem uma entrada e uma saída podem ser interpretados como uma rede de duas portas como a figura 10, onde temos que:

- $|a_1|^2$  é a potência incidente na Porta de entrada da rede;
- $|b_1|^2$  é a potência refletida da Porta de entrada da rede;
- $|a_2|^2$  é a potência incidente na Porta de saída da rede (ou a potência refletida pela carga);
- $|b_2|^2$  é a potência refletida da Porta de saída da rede (ou a potência a incidir na carga).

Os Parâmetros S são denotados por:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.7)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.8)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.9)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.10)$$

Onde  $S_{11}$  é o coeficiente de reflexão na entrada com a porta de saída terminada por uma carga casada,  $S_{22}$  é o coeficiente de reflexão na saída com a porta de entrada terminada por uma carga casada,  $S_{21}$  é o Ganho de transmissão direto com a porta de saída terminada por uma carga casada, e  $S_{12}$  é Ganho de transmissão reverso (ou perda por inserção) com a porta de entrada terminada por uma carga casada.

Na construção de um RFFE devemos considerar que a impedância de entrada do LNA deve casar com a impedância da antena, tipicamente de  $50\Omega$ . Se a impedância de entrada do LNA for muito diferente disso, haverá perda por reflexão. Como exemplo,  $S_{11}$  ou  $S_{22}$  de -10dB significa que um décimo do sinal é refletido. Já o ganho  $S_{21}$  do LNA deve ser grande o suficiente para compensar o ruído inserido pelo próprio LNA e pelos estágios subsequentes do receptor.

### 2.5.3 Estabilidade

Outro parâmetro muito importante no projeto de um amplificador é a estabilidade. Este parâmetro é influenciado tanto pelos Parâmetros S do dispositivo quanto pelas terminações de entrada e saída, bem como suas redes de casamento. A estabilidade de um amplificador pode ser mensurada pela expressão (FALLAHNEJAD; KASHANINIYA, 2014):

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta| + |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (2.11)$$

Onde  $S_{11}^*$  representa o conjugado complexo de  $S_{11}$  e  $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$ . A condição  $\mu > 1$  é necessária e suficiente para definir um amplificador estável.

## 2.5.4 Potência dissipada

Tipicamente, há um *trade-off* entre ruído, linearidade e consumo de potência. Contudo, de modo geral, o LNA não consome uma fração relevante de potência. Ou seja, a figura de ruído do circuito se mostra muito mais crítica do que sua potência dissipada (RAZAVI, 2011).

## 2.6 ADS

O ADS (*Advanced Design System*) da Keysight<sup>1</sup> é um dos mais conhecidos softwares para projetos de sistemas de RF e micro-ondas. Vastamente utilizado na indústria de telecomunicações, aeroespacial e de defesa, oferece em sua biblioteca diversos dispositivos eletrônicos e possibilita a simulação do sistema projetado por meio de uma interface gráfica e amigável.

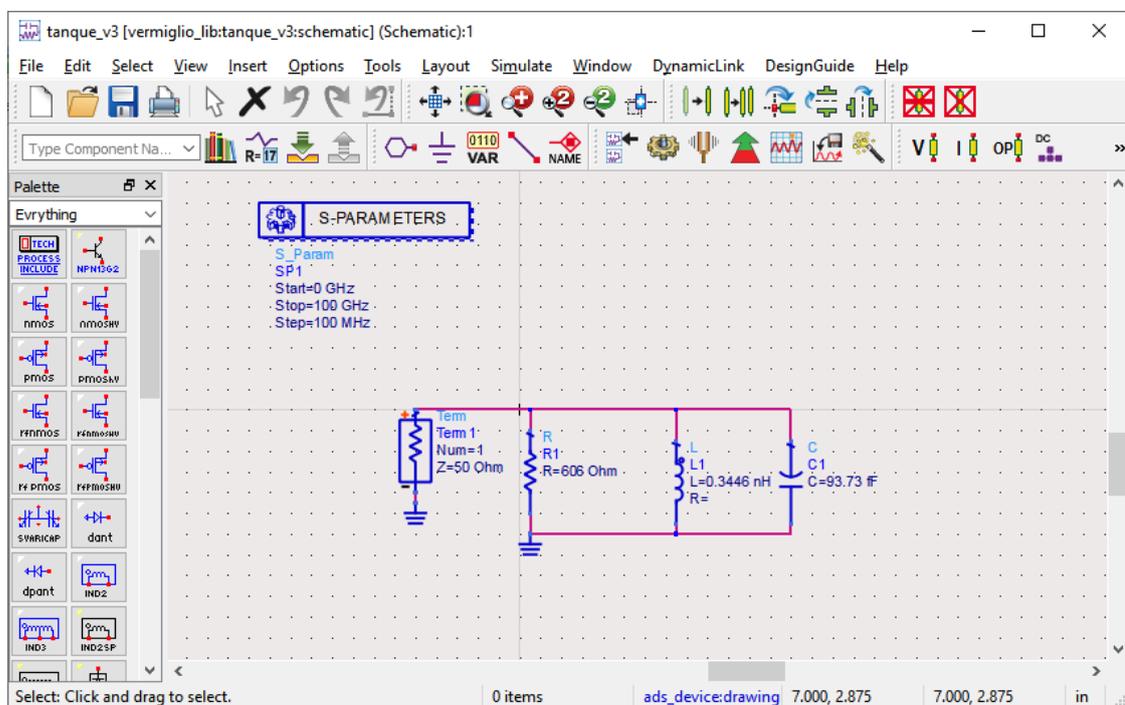


Figura 11: Ambiente de design do ADS.

<sup>1</sup> Keysight Technologies, anteriormente conhecida como Agilent's Electronic Measurement (keysight.com).

Dentre seus principais recursos destacam-se:

- Ambiente de design de projeto para criação de esquemáticos, realização de simulações e gerenciamento de projetos de design (Figura 11);
- Visualizador de Dados para manipular e plotar dados (Figura 12);
- Simulador linear para análise de Parâmetros S, Y e Z;
- Simulador de sistemas RF;
- Ferramentas de otimização de desempenho;
- *Design guide* de circuitos passivos e redes de casamento de impedâncias(Figura 13);
- Bibliotecas de modelos adicionais - sistema de RF, interconexões passivas e multicamadas de RF.

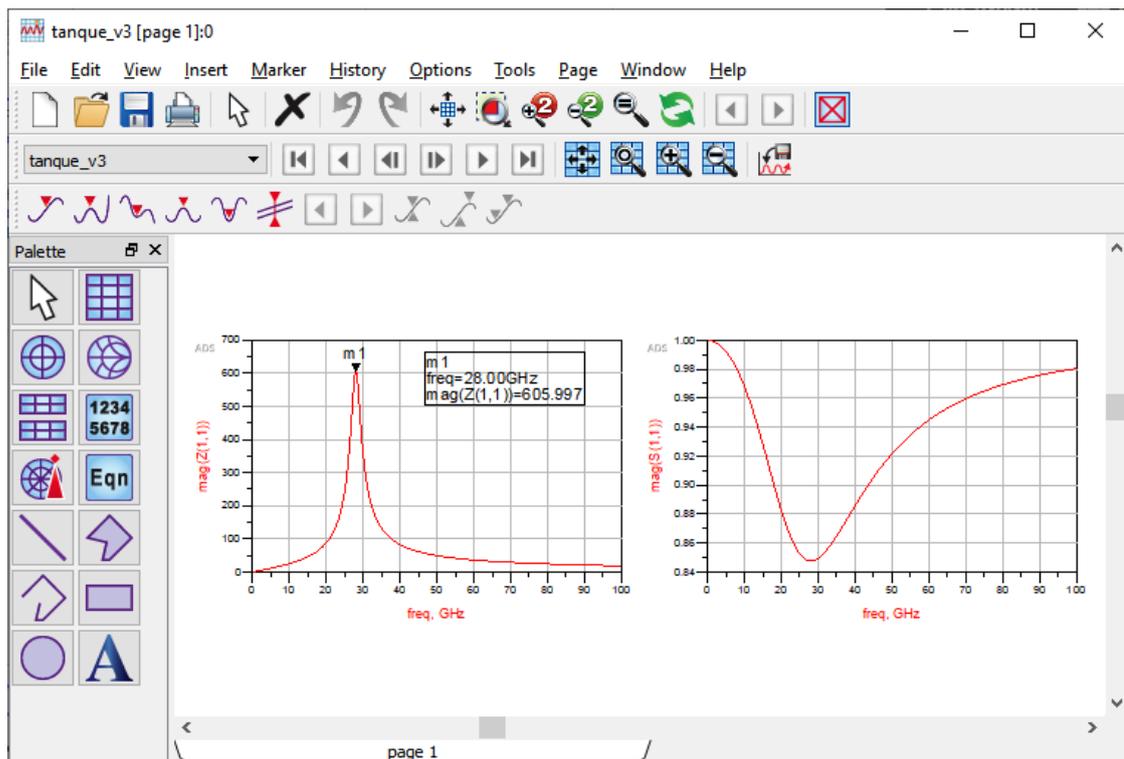


Figura 12: Janela de Visualização de dados obtidos a partir das simulações.

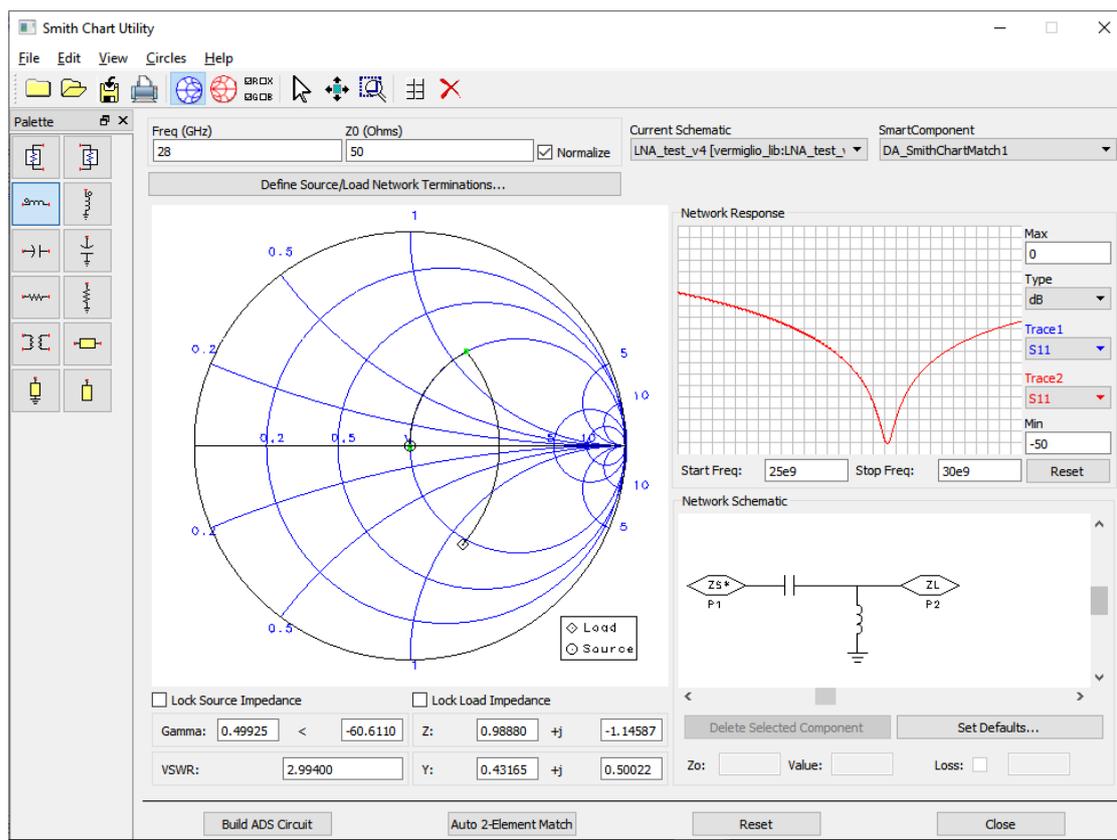


Figura 13: *Design guide* de redes de casamento de impedâncias com Carta de Smith.

## 3 PROJETO DO LNA

### 3.1 Proposta

Com base em um modelo de RFFE comercial (QORVO, 2018), foram definidos alguns parâmetros que representam um LNA de desempenho satisfatório, sendo estes os valores objetivos do projeto:

Tabela 1: Desempenho desejado para o LNA projetado

$S_{21}$	$\geq 15dB$
$S_{11}$	$\leq -10dB$
$S_{22}$	$\leq -10dB$
$NF$	$\leq 3,5dB$
$\mu$	$> 1$

Posteriormente, foram escolhidas a tecnologia e a topologia a serem utilizadas no projeto do LNA.

#### 3.1.1 Tecnologia utilizada

A tecnologia IHP SG13G2, do instituto alemão IHP<sup>1</sup>, foi escolhida considerando sua adequação para aplicações em ondas milimétricas, sua boa relação custo-benefício, além da disponibilidade de seu *design kit* compatível com o simulador ADS. Esta tecnologia oferece opções de transistores NMOS, PMOS e transistores NMOS com poço isolado, otimizados para aplicações de RF (PONCHET, 2016).

O transistor escolhido para este projeto foi o RFNMOS, que possui os seguintes parâmetros:

Tabela 2: Parâmetros do RFNMOS da tecnologia SG13G2:

Tensão de Ruptura	2,7 V
Comprimento de canal $L$	0,13 a 10 $\mu\text{m}$
Largura de <i>finger</i> $W_f$	0,39 a 10 $\mu\text{m}$
Número de <i>fingers</i>	1 a 10
Largura total $W$	0,39 a 100 $\mu\text{m}$

#### 3.1.2 Topologia

O esquemático do LNA é apresentado a seguir e é composto por um estágio cascode (A), responsável pela amplificação do sinal; um espelho de corrente (B), com a função de

<sup>1</sup> *Innovations for High Performance Eletronics* ([www.ihp-microelectronics.com](http://www.ihp-microelectronics.com)).

auxiliar na polarização do transistor; e um circuito tanque (C), para auxiliar na sintonização do amplificador na frequência desejada.

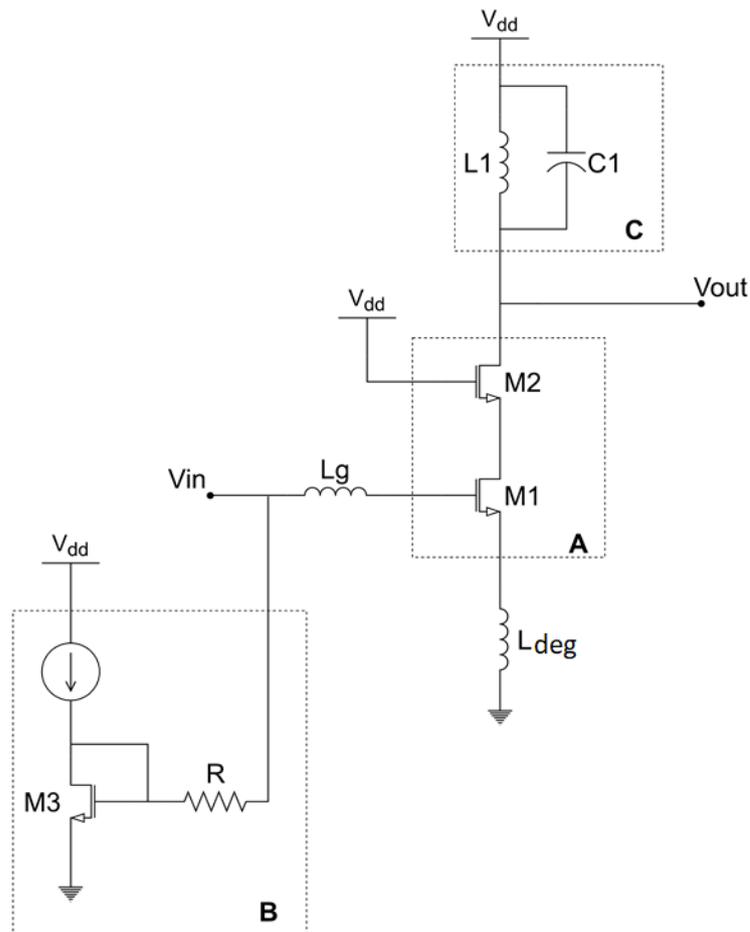


Figura 14: Topologia do LNA a ser projetado.

## 3.2 Desenvolvimento

### 3.2.1 Dimensionamento dos Indutores de *gate* e de degeneração

Foi utilizada a abordagem do professor (PERROTT, 2003), que considera dois indutores no cascode. O indutor de *gate*  $L_g$  e o indutor de degeneração  $L_{deg}$ , que ajudam a casar a impedância de entrada do circuito e atuam na sintonização do mesmo.

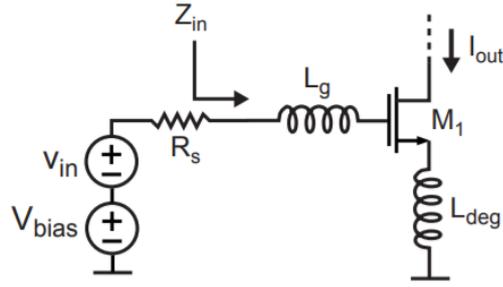
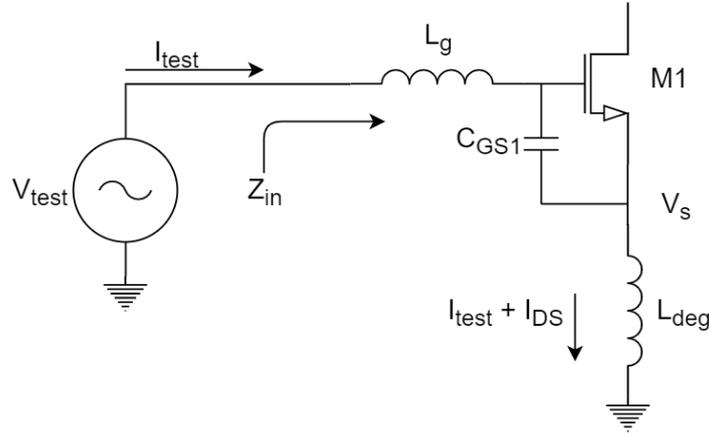


Figura 15: Exemplo analisado para definição dos indutores (PERROTT, 2003)

Para esta configuração, foi estudada a impedância de entrada a partir do esquema da figura 16, desprezando-se a resistência série dos indutores, a capacitância  $C_{GD}$ , a resistência  $r_0$  e a influência da carga  $Z_L$ :


 Figura 16: Circuito para o cálculo de  $Z_{in}$ .

A corrente  $I_{test}$  flui através de  $L_g$  e  $C_{GS1}$  gerando uma tensão  $V_{GS1}$ :

$$V_{GS1} = I_{test} Z_{C_{GS1}} = \frac{I_{test}}{sC_{GS1}} \quad (3.1)$$

A tensão  $V_{GS1}$  gera uma corrente de dreno no transistor M1:

$$I_{DS} = g_{m1} V_{GS1} = g_{m1} \left( \frac{I_{test}}{sC_{GS1}} \right) \quad (3.2)$$

Logo, a tensão  $V_s$  é dada por:

$$V_s = (I_{test} + I_{DS}) Z_{L_{deg}} = \left[ I_{test} + g_{m1} \left( \frac{I_{test}}{sC_{GS1}} \right) \right] sL_{deg} \quad (3.3)$$

Com a tensão da fonte de teste:

$$V_{test} = sI_{test}L_g + V_{GS1} + V_s = sI_{test}L_g + \frac{I_{test}}{sC_{GS1}} + sI_{test}L_{deg} + \frac{I_{test}g_{m1}L_{deg}}{C_{GS1}} \quad (3.4)$$

Pode-se aproximar a impedância de entrada:

$$Z_{in}(s) = \frac{V_{test}}{I_{test}} \approx \underbrace{\left( \frac{g_{m1}L_{deg}}{C_{GS1}} \right)}_{Re[Z_{in}(s)]} + \underbrace{\left[ \frac{1}{sC_{GS1}} + s(L_{deg} + L_g) \right]}_{Im[Z_{in}(s)]} \quad (3.5)$$

A impedância de entrada deve estar casada com a impedância da fonte, ou seja,  $Z_{in}(s) = R_s$ . Portanto:

$$Re[Z_{in}(s)] = R_s \quad (3.6)$$

$$Im[Z_{in}(s)] = 0 \quad (3.7)$$

Então:

$$\frac{g_{m1}L_{deg}}{C_{GS1}} = R_s \quad (3.8)$$

$$\frac{1}{sC_{GS1}} + s(L_{deg} + L_g) = 0 \quad (3.9)$$

Portanto temos que:

$$L_{deg} = \frac{R_s C_{GS1}}{g_{m1}} = \frac{R_s}{\omega_T} \quad (3.10)$$

$$L_g = \frac{1}{\omega_o^2 C_{GS1}} - L_{deg} \quad (3.11)$$

### 3.2.2 Cálculo do $C_{GS1}$

Com o fator de qualidade de  $Z_{in}$  denotado por (PONCHET, 2019):

$$Q_{Z_{in}} = \frac{\omega_0(L_G + L_{deg})}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C_{GS1} R_s} \quad (3.12)$$

Então, considerando  $Q = 3$ ,  $f_o = 28GHz$  e  $R_s = 50\Omega$ :

$$C_{GS1} = \frac{1}{\omega_0 Q R_s}$$

$$C_{GS1} = \frac{1}{(2\pi 28GHz)(3)(50\Omega)}$$

$$C_{GS1} \approx 37,9fF$$

### 3.2.3 Caracterização do transistor unitário

Para dimensionar o transistor, o comprimento do canal  $L$  foi ajustado para o mínimo permitido na tecnologia utilizada: 130nm. Para a largura  $W$  escolheu-se o maior número de *fingers*, visto que esta configuração minimiza a resistência do *gate* (PONCHET, 2016). Foram então definidos:

- Comprimento do canal  $L$ : 130 nm
- Largura de *finger*  $W_f$ : 2  $\mu\text{m}$
- Número de *fingers*  $N_f$ : 10
- Largura total  $W$  ( $W_f \times N_f$ ): 20  $\mu\text{m}$

A figura 17 apresenta o *test bench* para a caracterização do transistor da tecnologia e nas figuras de 18 a 20 são apresentadas as curvas características levantadas pela simulação no ADS.

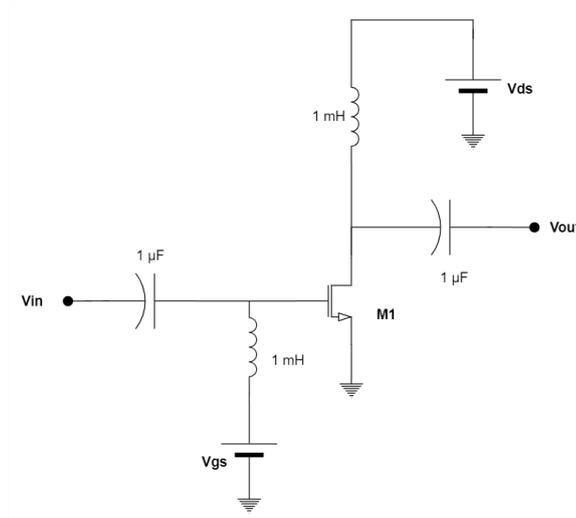


Figura 17: *Test bench* para caracterização do transistor.

Para restringir a simulação na região de saturação do transistor, foi considerada a condição  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ . Assim, a varredura foi feita para o intervalo  $V_{TH} < V_{GS} < V_{DS}$ , ou seja, com  $V_{GS}$  variando entre os valores de 0,4 e 2,7 V.

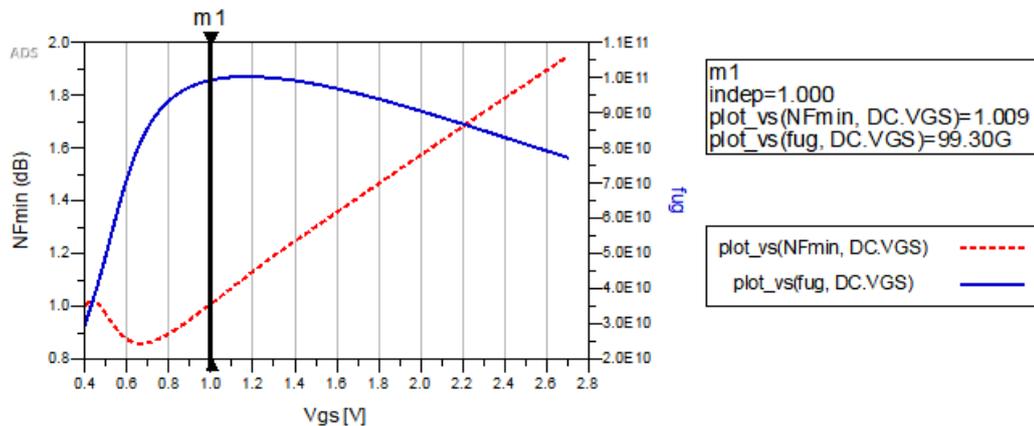


Figura 18: Curvas de figura de ruído mínimo  $NF_{min}$  e frequência de corte  $f_T$  do transistor utilizado.

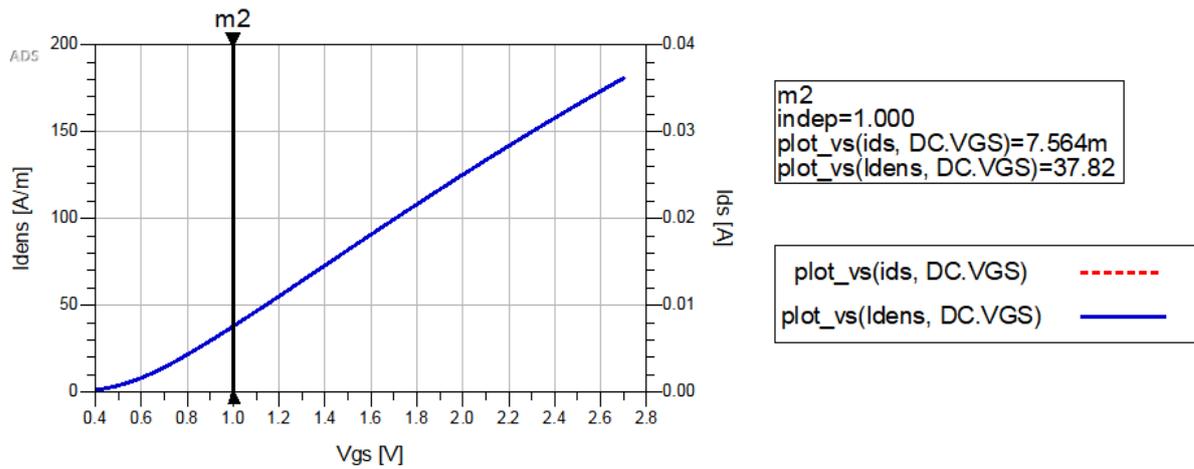


Figura 19: Curvas de densidade de corrente  $I_{dens}$  e corrente drenó-fonte  $I_{ds}$  do transistor utilizado.

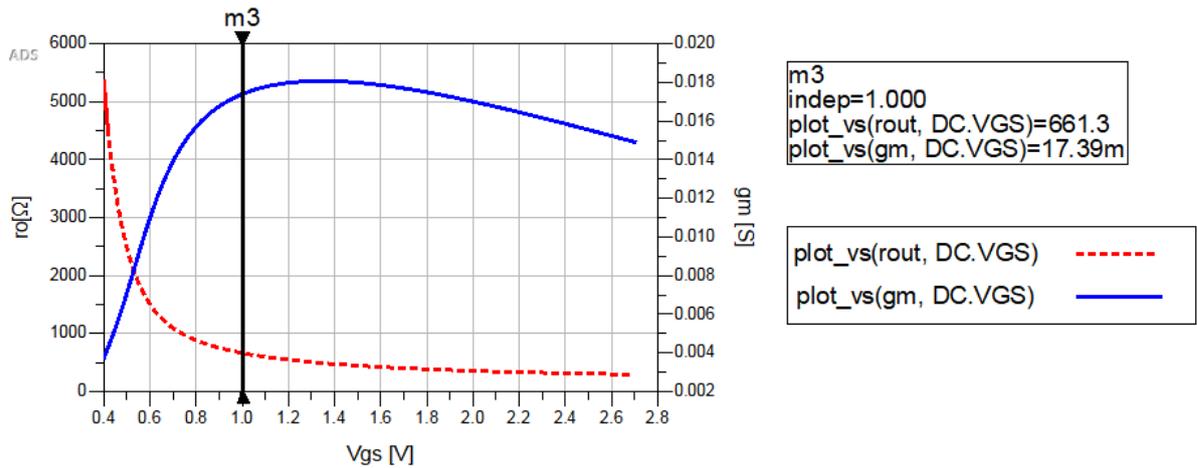


Figura 20: Curvas de resistência de saída  $r_o$  e transcondutância  $g_m$  do transistor utilizado.

Levando-se em conta as curvas das figuras 18 a 20, foi definida a tensão de porta a ser utilizada na polarização  $V_{GS} = 1V$ .

Considera-se que as correntes dos transistores do circuito  $I_{DS}$  e a corrente no transistor unitário  $I_{DS_u}$  estão relacionadas pelo fator  $\alpha$ . Pelo gráfico da figura 19, temos que  $I_{DS_u} = 7,564mA$ . Como o valor desejado da corrente nos transistores é de  $15mA$ :

$$\alpha = \frac{I_{DS}}{I_{DS_u}} = \frac{15mA}{7,564mA} \approx 2$$

Do gráfico da figura 20, temos que  $g_{m_u} = 17,39mS$ . A relação da transcondutância e da largura dos transistores do circuito com a transcondutância e largura do transistor unitário é dada pelo mesmo fator  $\alpha$ . Ou seja:

$$g_m = \alpha \times g_{m_u} = 2 \times 17,39mS \approx 34,78mS \quad (3.13)$$

$$W = \alpha \times W_u = 2 \times 20\mu m \approx 40\mu m \quad (3.14)$$

### 3.2.4 Cálculo dos indutores

Da equação 3.10 temos que:

$$L_{deg} = \frac{R_s C_{GS1}}{g_m}$$

$$L_{deg} = \frac{(50\Omega)(37,9fF)}{34,78mS}$$

$$L_{deg} \approx 55pH$$

E da equação 3.11 temos:

$$L_g = \frac{1}{\omega_o^2 C_{gs}} - L_{deg}$$

$$L_g = \frac{1}{(2\pi 28GHz)^2 (37,9fF)} - 55pH$$

$$L_g \approx 0,8nH$$

### 3.2.5 Dimensionamento do circuito tanque

Para operar na faixa dos 28 GHz foi definido um indutor de 2nH e, a partir da equação 2.4, encontrou-se o capacitor que compõe o circuito:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$28GHz = \frac{1}{2\pi\sqrt{2nH * C}}$$

$$C \approx 16,15fF$$

O *test bench* da figura 21 foi montado para simular o funcionamento do tanque responsável pela sintonização do amplificador.

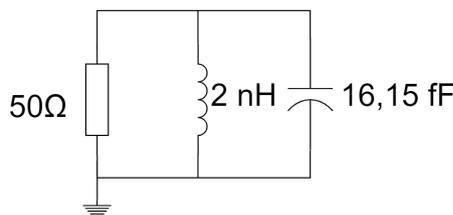


Figura 21: *Test bench* para dimensionamento do circuito tanque.

De acordo com o exposto na seção 2.3, a impedância do oscilador LC tende a infinito na frequência desejada:

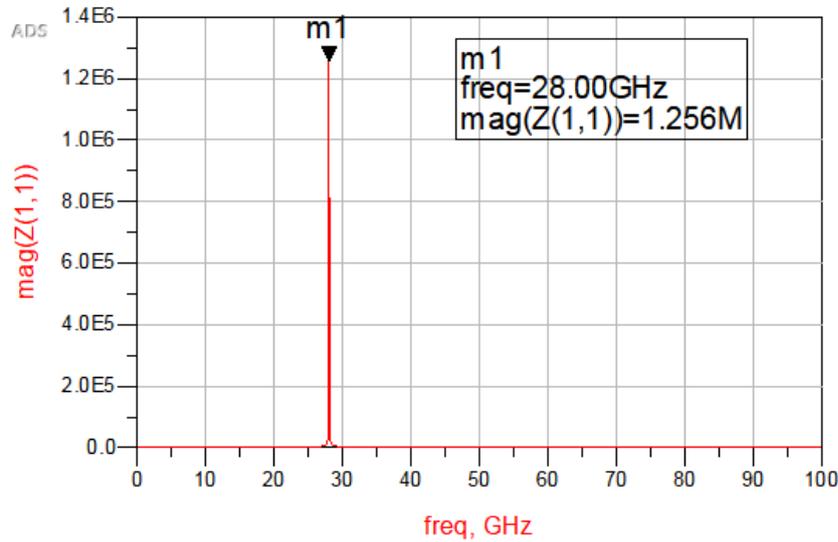


Figura 22: Parâmetro  $Z_{11}$ , ou impedância de entrada do circuito tanque.

### 3.2.6 Dimensionamento do espelho de corrente

Utilizando um transistor de mesmas dimensões que os transistores do estágio cascode e com multiplicidade  $M = 1$ , de acordo com a equação 2.5 podemos encontrar qual a corrente deve ser gerada como referência para manter o transistor do cascode polarizado. Isto é, com  $I_{DS} = 15\text{mA}$ .

$$I_{Ref} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{Ref}}{\left(\frac{W}{L}\right)_1} I_{Esp}$$

Como  $L$  é igual para ambos e  $W_1 = 2W_{Ref}$ , temos que:

$$I_{Ref} = \frac{1}{2} I_{Esp}$$

Ou seja, se a corrente desejada é  $15\text{mA}$ , basta adicionar uma fonte de corrente de aproximadamente  $7,5\text{mA}$  no circuito do espelho de corrente.

### 3.2.7 Teste do LNA proposto

Com o dimensionamento dos transistores do estágio cascode, do oscilador LC e do espelho de corrente, foi montado o *test bench* da figura 23. Um resistor foi adicionado entre o *gate* de M3 e a entrada do cascode para aumentar a impedância do espelho de corrente e forçar que o sinal RF da entrada flua apenas para M1.

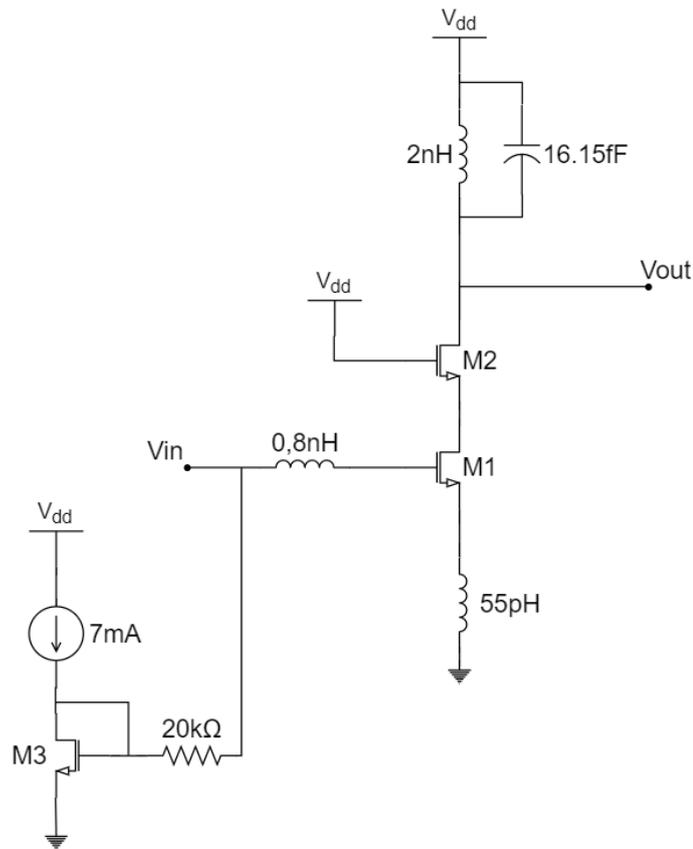


Figura 23: *Test bench* do LNA proposto.

Na tabela 3 são apresentadas as dimensões dos transistores do estágio cascode e do espelho de corrente.

Tabela 3: Parâmetros dos transistores

Transistor	L	W ( $W_f \times N_f$ )	Multiplicidade $\alpha$	$W_T$
M1	130 nm	$20\mu m$	2	$40\mu m$
M2	130 nm	$20\mu m$	2	$40\mu m$
M3	130 nm	$20\mu m$	1	$20\mu m$

Como resultado, foi verificada a necessidade de ajuste no casamento das impedâncias de entrada e saída do circuito proposto, visto que os índices de reflexão na entrada e saída se mostraram distantes do desejado.

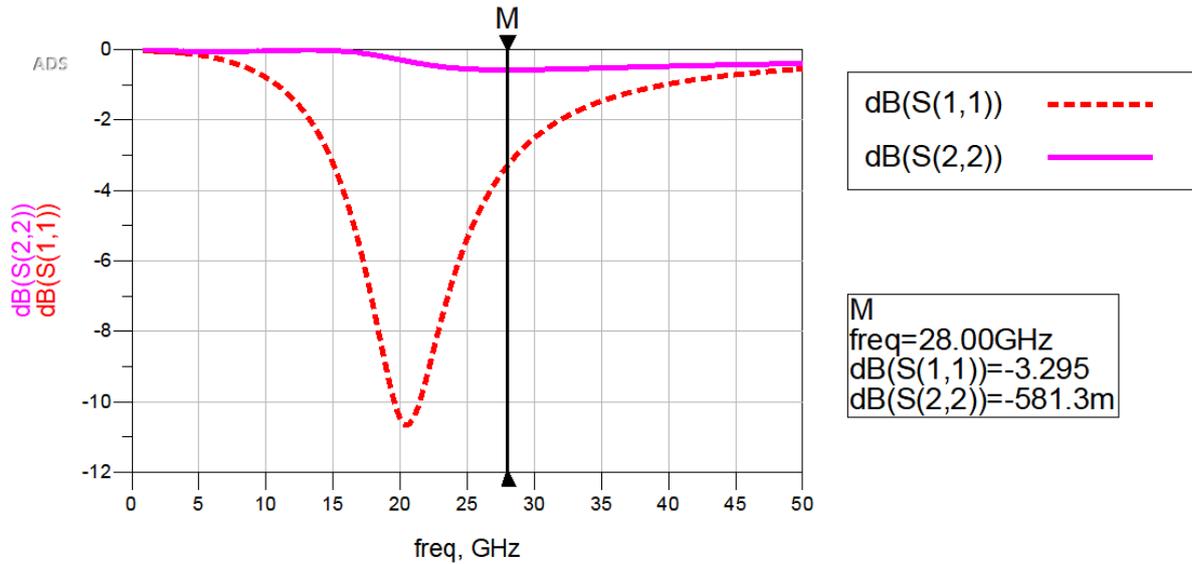


Figura 24: Reflexão na entrada e saída do LNA proposto.

Com o auxílio da ferramenta de casamento de impedâncias disponibilizada no *ADS*, inseriu-se um indutor na saída do circuito (apresentado na figura 26). O casamento da saída piorou o casamento da entrada, como pode ser verificado no gráfico da figura 25:

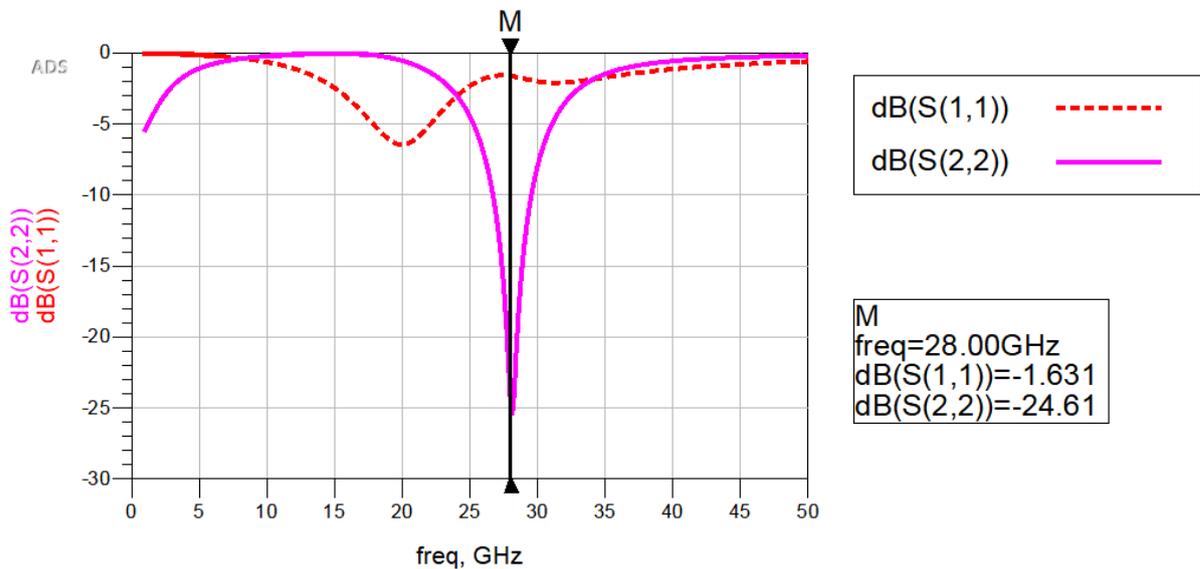


Figura 25: Reflexão na entrada e saída do LNA proposto após inserção de indutor na saída do circuito.

Como a impedância de saída influencia na sintonia no circuito, foi necessário alterar os valores de  $L_g$  e  $L_{deg}$  até as condições  $S_{11} \leq -10dB$  e  $S_{22} \leq -10dB$  serem satisfeitas. Por fim, na figura 26 é apresentada a configuração final:

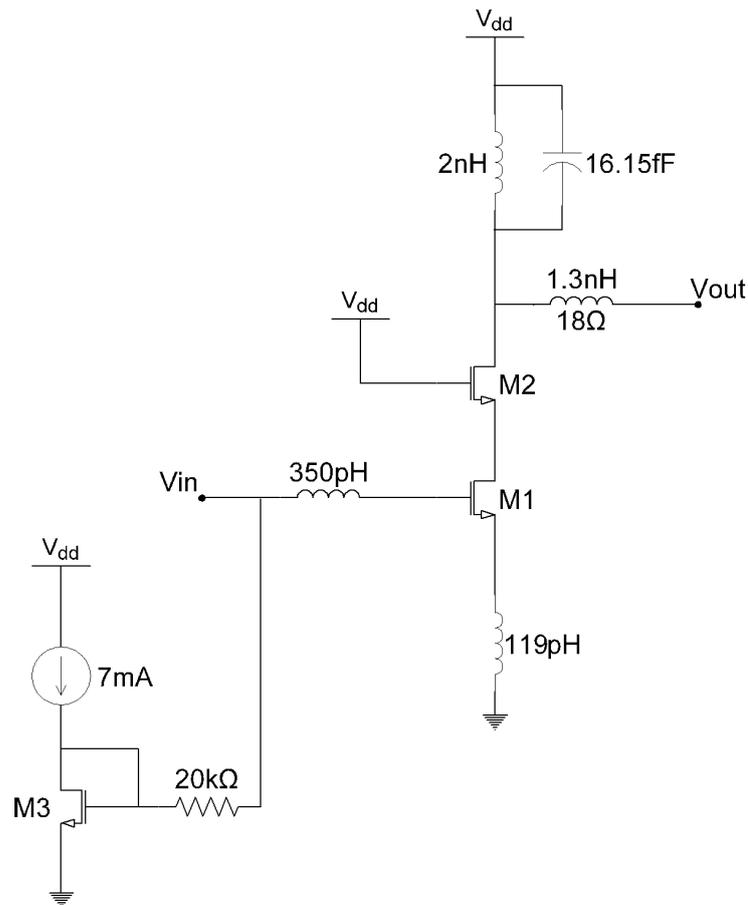


Figura 26: *Test bench* do LNA proposto após casamento de impedâncias.

### 3.3 Análise dos resultados

A seguir, são expostos os resultados obtidos da simulação após todos os ajustes. Foram analisados a estabilidade do circuito proposto, a figura de ruído e os parâmetros  $S$ , que trazem informações sobre o ganho obtido e do casamento de impedâncias de entrada e saída do LNA.

A partir da figura 27 observa-se que o circuito proposto é estável, uma vez que na frequência de 28GHz a condição  $\mu > 1$  é satisfeita.

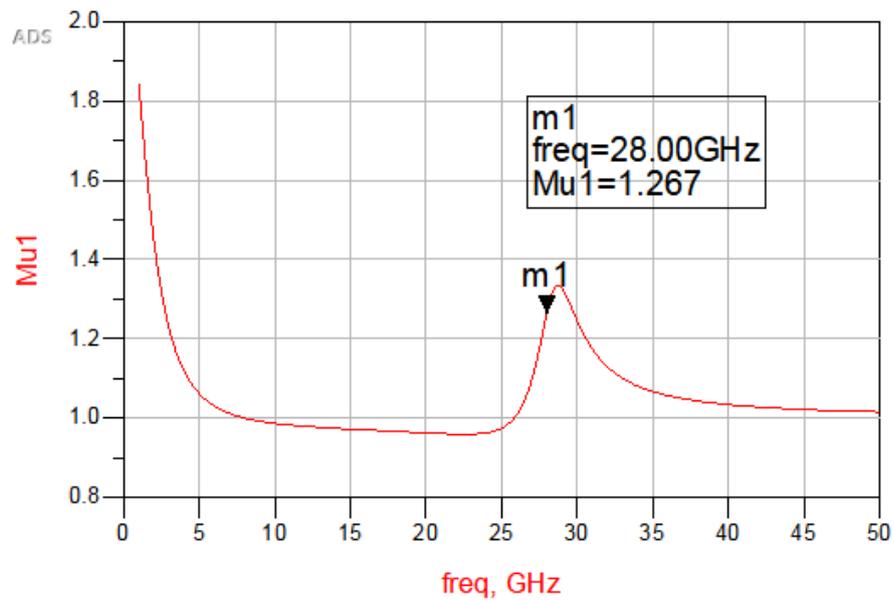


Figura 27: Coeficiente de estabilidade.

A figura de ruído se manteve num nível bastante satisfatório, bem abaixo do valor máximo desejado de  $3,5\text{dB}$  como exposto no gráfico da figura 28:

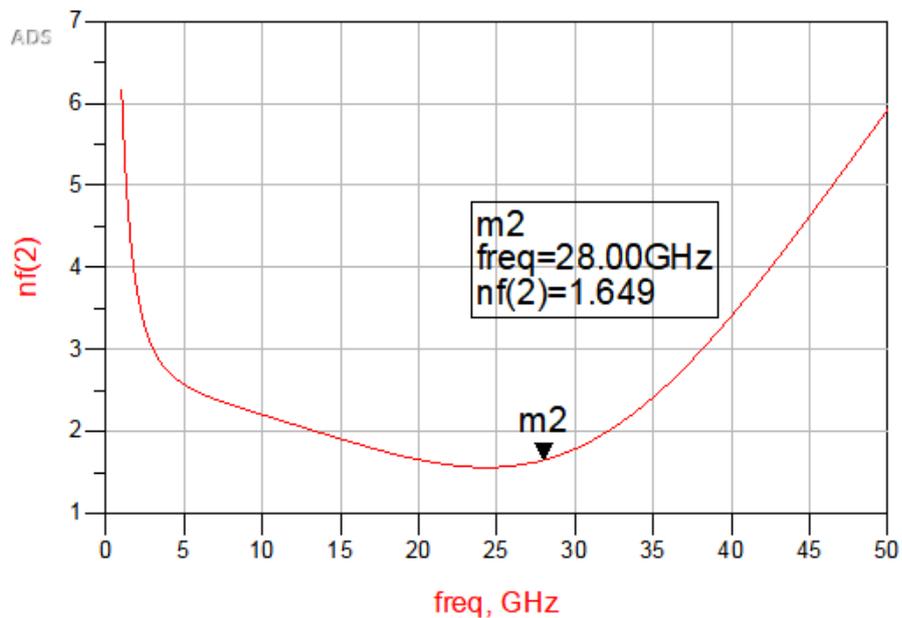


Figura 28: Figura de ruído.

Outro parâmetro atingido de forma razoável foi o Ganho. A partir do gráfico do ganho da figura 29 também pode-se verificar a sintonia do LNA proposto, uma vez que o ganho é acentuado apenas na região de operação, ou seja, dos 28GHz:

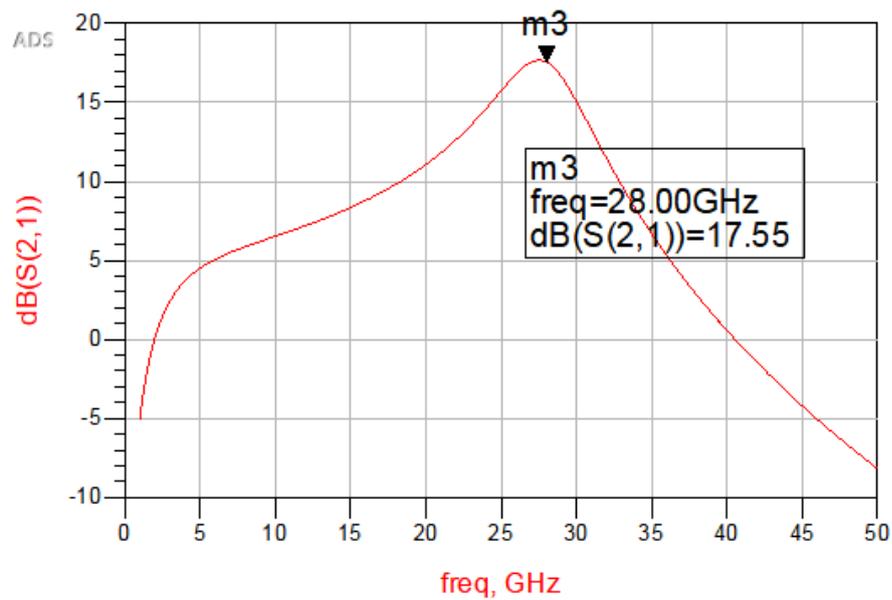


Figura 29: Ganho (S21).

Por fim, verifica-se da Figura 30 que as impedâncias de entrada e saída estão razoavelmente casadas, visto que as condições  $S_{11} \leq -10dB$  e  $S_{22} \leq -10dB$  são satisfeitas na frequência de operação:

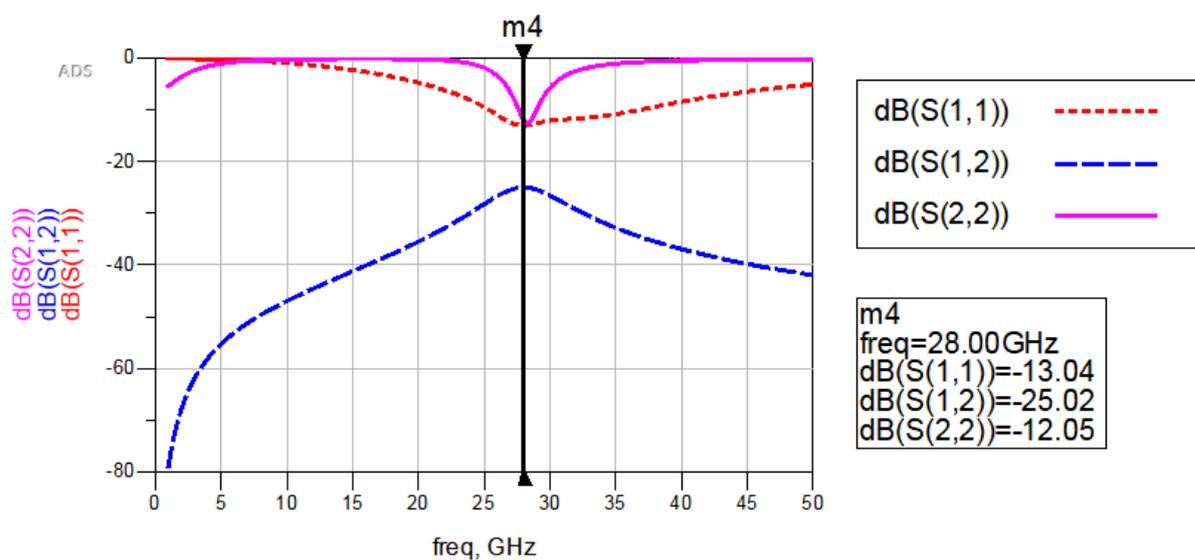


Figura 30: Reflexão na entrada (S11) e saída (S22) e isolamento entre as portas (S12).

Em resumo, por meio da tabela 4 pode-se comparar os resultados obtidos a partir da simulação do LNA proposto com os valores da Tabela 1, onde foram apresentados os objetivos deste trabalho:

Tabela 4: Desempenho do LNA projetado com relação ao desempenho desejado.

<b>Parâmetro</b>	<b>Desejado</b>	<b>Obtido</b>
$S_{21}$	$\geq 15$ dB	17,55 dB
$S_{11}$	$\leq -10$ dB	-13,04 dB
$S_{22}$	$\leq -10$ dB	-12,05 dB
$NF$	$\leq 3,5$ dB	1,649 dB
$\mu$	$> 1$	1,267

Nota-se que todos os parâmetros fixados inicialmente como objetivos deste trabalho foram alcançados de maneira satisfatória. Mas não antes de serem feitas correções, como o casamento de impedância exposto anteriormente, e várias simulações a fim de se encontrar o dimensionamento que proporcionaria o desempenho desejado.

A interdependência entre os parâmetros do circuito torna sua otimização uma tarefa complexa e, por vezes, empírica. Ao se trabalhar com altas frequências, alguns comportamentos são difíceis de se prever antes da simulação computacional, apenas com os cálculos teóricos.

## 4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 4.1 Conclusão

Com o advento da quinta geração da telefonia celular e com a crescente demanda por tráfego de dados, se torna cada vez mais indispensável explorar melhor o espectro de frequências. Com aplicações que exigem maiores bandas, o uso de frequências mais altas se mostra como uma melhor alternativa, em vista das inúmeras aplicações que já fazem uso de frequências mais baixas.

O domínio das ondas milimétricas nos reserva grande potencial, porém muitos desafios. Desde um ponto de vista macro, acerca da infraestrutura de rede, até o ponto de vista micro, no design de dispositivos eficientes para operar em altas frequências. A exemplo disso, este trabalho foi dedicado ao projeto de um dispositivo essencial para circuitos receptores, o LNA.

Fundamentais para o projeto deste dispositivo, alguns conceitos da microeletrônica e topologias básicas foram apresentados no Capítulo 2. O ponto de partida foi o circuito cascode, largamente utilizado na construção de amplificadores devido ao seu alto ganho e à sua eficiência na operação de frequências mais altas, possibilitadas pela minimização do Efeito Miller e pela maximização da impedância de saída.

Tomando como referência um dos poucos RFFE disponíveis comercialmente, no Capítulo 3 foram definidos os parâmetros a serem alcançados para que o desempenho do LNA projetado fosse considerado satisfatório. Também foram apresentadas a tecnologia a ser utilizada no projeto, bem como a topologia proposta. Em seguida, foi exposto como foram feitos o desenvolvimento do circuito e o dimensionamento de seus componentes. Por fim, foram demonstrados os resultados obtidos por meio de simulação em ambiente computacional.

A forte correlação entre os parâmetros do LNA trouxe um grande desafio em seu dimensionamento uma vez que, ao ajustar um parâmetro, um outro facilmente saía de seu intervalo satisfatório. Foram necessárias várias simulações para encontrar o dimensionamento apresentado que, por fim, satisfizesse todos os parâmetros de desempenho desejados.

De qualquer forma, ainda existem investigações a serem feitas, com espaço para uma otimização do LNA proposto.

## 4.2 Trabalhos futuros

Pode-se sugerir os seguintes trabalhos como forma de continuação e aprofundamento deste:

- Análise de linearidade do LNA;
- Otimização do esquemático do LNA proposto, por meio da investigação das capacidades parasitas no circuito;
- Extração do layout;
- Projeto da parte transmissora do *front-end*, integrando o LNA com o Amplificador de Potência e o *switch*.

Conforme discutido anteriormente, a demanda por aplicações que fazem uso do espectro na faixa das ondas milimétricas se torna cada vez mais evidente, o que justifica a continuidade dos trabalhos nessa área.

# REFERÊNCIAS

- ANATEL. *Aprovada destinação de faixas de frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz*. 2019. Acessado em: 11/10/2019. Disponível em: <<https://www.anatel.gov.br/institucional/noticias-destaque/2278-aprovada-destinacao-de-faixas-de-frequencias-de-2-3-ghz-e-3-5-ghz>>. Citado na página 16.
- BAKER, J. *CMOS: circuit design, layout, and simulation*. 3. ed. [S.l.]: John Wiley Sons, 2010. (IEEE Series on Microelectronic Systems). ISBN 9780470881323. Citado na página 25.
- COSTANZO, S. et al. Augmented RAN with SDN Orchestration of Multi-tenant Base Stations. *Wireless Personal Communications*, Springer, v. 96, n. 2, p. 2009–2037, 2017. Citado na página 18.
- DIAS, J. A. S. *Configurações Básicas de Amplificadores*. 2014. <[http://www.demic.fee.unicamp.br/~siqueira/IE725/IE\\_725\\_Part1\\_AmpCircuits.pdf](http://www.demic.fee.unicamp.br/~siqueira/IE725/IE_725_Part1_AmpCircuits.pdf)>. Acessado em: 28/04/2018. Citado na página 22.
- ERICSSON. 5G Systems - Enabling the Transformation of Industry and Society. *Ericsson White Paper*, Ericsson AB, January 2017. Citado na página 16.
- ERICSSON. *Ericsson Mobility Report*. 2019. Acessado em: 11/08/2019. Disponível em: <[www.ericsson.com/mobility-report](http://www.ericsson.com/mobility-report)>. Citado na página 16.
- FALLAHNEJAD, M.; KASHANINIYA, A. Design of Low Noise Amplifiers at 10 GHz and 15 GHz for Wireless Communication Systems. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)*, v. 9, n. 5, p. 47–53, 2014. Citado na página 26.
- FRENZEL JR., L. E. *Eletrônica Moderna*. [S.l.]: Mcgraw Hill, 2010. Citado na página 22.
- GOTTLIEB, I. *Practical oscillator handbook*. [S.l.]: Elsevier, 1997. Citado na página 23.
- GREENEMEIER, L. Will Millimeter Waves Maximize 5G Wireless? *Scientific American*, Scientific American, a division of Nature America, Inc., June 2015. Citado na página 16.
- KEYSIGHT. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements. *Application Note*, Keysight Technologies, September 2017. Citado 3 vezes nas páginas 9, 24 e 25.
- LU, L. et al. An Overview of Massive MIMO: Benefits and Challenges. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, v. 8, n. 5, p. 742–758, Oct 2014. ISSN 1932-4553. Citado na página 18.
- MARSCH, P. et al. 5G Radio Access Network Architecture: Design Guidelines and Key Considerations. *IEEE Communications Magazine*, v. 54, n. 11, p. 24–32, November 2016. ISSN 0163-6804. Citado na página 17.
- NAKATANI, K. et al. A highly integrated RF frontend module including Doherty PA, LNA and switch for high SHF wide-band massive MIMO in 5G. In: IEEE. *RF/Microwave*

- Power Amplifiers for Radio and Wireless Applications (PAWR), 2017 IEEE Topical Conference on*. [S.l.], 2017. p. 37–39. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 19.
- PARK, S.; KIM, W. Design of a 1.8 GHz low-noise amplifier for RF front-end in a 0.8/spl mu/m CMOS technology. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, IEEE, v. 47, n. 1, p. 10–15, 2001. Citado na página 24.
- PERROTT, M. 6.976 High Speed Communication Circuits and Systems. *Massachusetts Institute of Technology: MIT OpenCourseWare*, 2003. Disponível em: <<https://ocw.mit.edu/courses/electrical-engineering-and-computer-science/6-976-high-speed-communication-circuits-and-systems-spring-2003>>. Citado 3 vezes nas páginas 9, 31 e 32.
- PONCHET, A. d. F. Projeto de Amplificadores de Transimpedância de Baixo Ruído para Redes Ópticas de Longa Distância. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2016. Disponível em: <<http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/304985>>. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 33.
- PONCHET, A. d. F. Tópico 2: Amplificadores De Baixo Ruído. *ESZIO36-17 Projeto De Alta Frequência - Universidade Federal do ABC*, 2019. Citado na página 33.
- QORVO, I. *QPF4001: 26 – 30 GHz 1W GaN Front End Module*. 2018. Acessado em: 18/10/2018. Disponível em: <<https://www.qorvo.com/products/p/QPF4001>>. Citado na página 30.
- QUALCOMM. Making 5G NR a reality. *Qualcomm White Paper*, Qualcomm Technologies, December 2016. Citado na página 16.
- RAZAVI, B. *RF Microelectronics*. 2. ed. [S.l.]: Prentice Hall New Jersey, 2011. (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series). ISBN 9780137134731. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.
- RAZAVI, B. *Fundamentals of Microelectronics*. 2. ed. [S.l.]: Wiley, 2013. ISBN 9781118156322. Citado 5 vezes nas páginas 9, 21, 22, 23 e 24.
- ROESSLER, A. Pre-5G and 5G: Will The mmWave Link Work? *Microwave Journal*, Horizon House Publications, Inc., p. 56–66, December 2017. Citado na página 16.
- TECHPLAYON. *What is Active Antenna System (AAS) and its 3D Aspect, Why AAS for 5G ?* 2017. Acessado em: 13/04/2018. Disponível em: <<http://www.techplayon.com/active-antenna-system-aas-3d-aspect-aas-5g/>>. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 18.
- TELE.SÍNTESE, P. *Anatel pensa em licitar frequência de 3,5 GHz em 2019, para acelerar 5G no país*. 2018. Acessado em: 18/10/2018. Disponível em: <<http://www.telesintese.com.br/anatel-pensa-em-licitar-frequencia-de-35-ghz-em-2019-para-acelerar-5g-no-pais/>>. Citado na página 16.
- VOINIGESCU, S. *High-frequency integrated circuits*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2013. Citado na página 19.
- ZTE. 5G-oriented Optical Transport Network Solution. *ZTE White Book*, ZTE Corporation, June 2017. Citado na página 17.