



**Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Mecânica**

**Projeto de Amplificador de Baixo Ruído UWB
Integrado em Tag Passiva UHF com Coleta de
Energia para Sensoriamento e Monitoramento
de Sinais Vitais**

Ciro Barbosa Costa

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS MECATRÔNICOS**

**Brasília
2024**

**Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Mecânica**

**Projeto de Amplificador de Baixo Ruído UWB
Integrado em Tag Passiva UHF com Coleta de
Energia para Sensoriamento e Monitoramento
de Sinais Vitais**

Ciro Barbosa Costa

Dissertação de Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Brasília como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre

Orientador: Prof. Dr. Daniel Mauricio Muñoz Arboleda

Coorientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília

2024

B769p Barbosa Costa, Ciro.
Projeto de Amplificador de Baixo Ruído UWB Integrado em Tag Passiva UHF com Coleta de Energia para Sensoriamento e Monitoramento de Sinais Vitais / Ciro Barbosa Costa; orientador Daniel Mauricio Muñoz Arboleda; coorientador Wellington Avelino do Amaral. -- Brasília, 2024.
96 p.

Dissertação de Mestrado (Programa de Pós-Graduação em Sistemas Mecatrônicos) -- Universidade de Brasília, 2024.

1. Tag UHF Passiva. 2. UWB. 3. Amplificador de Baixo Ruído .
4. Monitoramento de Sinais Vitais. Coleta de Energia. I. Mauricio Muñoz Arboleda, Daniel, orient. II. Avelino do Amaral, Wellington, coorient. III. Título

**Universidade de Brasília
Faculdade de Tecnologia
Departamento de Engenharia Mecânica**

**Projeto de Amplificador de Baixo Ruído UWB Integrado
em Tag Passiva UHF com Coleta de Energia para
Sensoriamento e Monitoramento de Sinais Vitais**

Ciro Barbosa Costa

Dissertação de Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade Brasília como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre

Trabalho aprovado. Brasília, 11 de Março de 2024:

**Prof. Dr. Daniel Mauricio Muñoz
Arboleda, UnB/FT/ENM**
Orientador

Prof. Dr. Sandro Haddad, UnB/FGA
Examinador interno

Prof. Dr. André Augusto Mariano, UFPR/
Examinador externo

**Prof. Dr. Carlos Humberto Llanos
Quintero, UnB/FT/ENM**
Examinador Substituto

Brasília
2024

Este trabalho é dedicado à minha família.

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, aos meus pais, por mais uma vez terem me concedido os caminhos para estar, agora, trilhando meu próprio caminho, por providenciarem todo o apoio, amor, amizade e confiança até chegar a este momento, me desafiando e me provando mais uma vez. Aos amigos que estiveram presentes na minha vida, que me ajudaram e estiveram ao meu lado nos momentos em que precisei. Aos professores e técnicos que, de alguma forma, cederam um pouco de suas experiências e conhecimento para contribuir com o conhecimento que adquiri. Agradeço, especialmente, ao Prof. Dr. Wellington Avelino e ao Prof. Dr. Daniel Muñoz, que além de grandes doutores, são, também, grandes amigos, auxiliando não só no decorrer deste curso de mestrado, mas também dando dicas para a vida, para que eu trilhe uma boa carreira, seja acadêmica, seja na indústria, repassando seus conhecimentos da melhor forma possível. Agradeço à minha companheira, que esteve ao meu lado durante esses anos, me ajudando e incentivando, sem soltar a minha mão. Agindo sempre com extrema bondade, paciência e leveza. Por último e mais importante, agradeço à minha irmã, que não está mais aqui, mas sei que está orgulhosa e feliz, olhando e cuidando de um lugar ainda melhor. Sem vocês, o caminho seria mais árduo.

*“ All men dream; but not equally.
Those who dream by night in the dusty recesses of their minds
Awake to find that it was vanity;
But the dreamers of day are dangerous men.
That they may act their dreams with open eyes to make it possible.”
(T. E. Lawrence)*

Resumo

Neste projeto, apresenta-se o design de um amplificador de baixo ruído em tecnologia metal-óxido-semicondutor complementar (do Inglês: CMOS) 180nm, que é integrado em uma tag passiva UHF (Ultra High Frequency)/UWB (Ultra Wideband) com finalidade de monitoramento do fluxo sanguíneo cardíaco e pulmonar, de um paciente em sua residência. Considerando o quanto os circuitos integrados evoluíram nos últimos anos, cobrindo vastas aplicações nos setores da eletrônica analógica e digital, afirma-se que o padrão UWB é uma boa escolha para aplicações biomédicas não invasivas, e as mais diversas aplicações em IoT, no geral. A tag realiza medições, transmissão e recepção de dados vitais, permitindo qualquer tipo de controle e geração de alarmes. O circuito é energizado através da coleta de energia (do Inglês: energy harvesting) pela banda UHF. Adicionalmente, é integrado uma unidade de gerenciamento de potência, de forma a controlar o uso da bateria quando o recebimento dos dados está ativo, que também é energizado pela coleta de energia. A função principal do amplificador de baixo ruído (LNA), presente no receptor UWB, é aumentar a amplitude do sinal causando o mínimo de distorções ao mesmo e controlar a figura de ruído de todo o receptor. Dessa forma o projeto do LNA foi avaliado através de suas perdas por reflexão na entrada e na saída, ambas possuindo valores menores que -10 dB em toda a largura de banda, além de alcançar um alto ganho de 17.05 dB , uma figura de ruído de 3.29 dB a 4.68 dB , critérios de estabilidade cumpridos, linearidade (P1dB) de -18 dBm e uma área consumida de 0.7 mm^2 . Simulações de corners foram efetuadas com respeito a variações extremas na temperatura e na tensão de alimentação, além de simulações pós-layout após a extração de parasitas. Adicionalmente, efetuou-se simulações com dois LNAs cascadeados com finalidade de obtenção de um maior ganho, e apesar de o *design* ter sido realizado com o objetivo de cumprir uma largura de banda de 3 GHz a 6 GHz, constatou-se um funcionamento de 3 GHz a 7 GHz.

Palavras-chave: Tag UHF Passiva. UWB. Amplificador de Baixo Ruído . Monitoramento de Sinais Vitais. Coleta de Energia.

Abstract

In this project, we present the design of a low-noise amplifier in complementary metal-oxide-semiconductor (CMOS) 180nm technology. This amplifier is integrated into a passive Ultra High Frequency (UHF)/Ultra Wideband (UWB) tag with the purpose of monitoring cardiac and pulmonary blood flow in a patient's residence. Considering the significant advancements in integrated circuits over recent years, spanning a wide range of applications in analog and digital electronics, it is asserted that the UWB standard is a suitable choice for non-invasive biomedical applications and various applications in the Internet of Things (IoT) in general. The tag performs measurements, data transmission, and reception of vital information, enabling various forms of control and alarm generation. The circuit is powered through energy harvesting from the UHF band. Additionally, a power management unit is integrated to control battery usage when data reception is active, also powered by energy harvesting. The primary function of the low-noise amplifier (LNA) in the UWB receiver is to increase the signal amplitude with minimal distortion and control the noise figure of the entire receiver. Thus, the LNA project was evaluated based on reflection losses at the input and output, gain, noise figure, stability, and consumed area. Corner simulations were conducted considering extreme variations in temperature and supply voltage, along with post-layout simulations after parasitic extraction.

Keywords: Passive UHF Tag. UWB. Low Noise Amplifier. Vital Signs Measurement. Energy Harvesting.

Lista de abreviaturas e siglas

ADC	Analog-Digital Converter	9
CAP	Carrierless Amplitude Phase Modulation	9
CG	Common-Gate	9
CMOS	Complementary metal-oxide semiconductor	9
CS	Common-Source	9
DA	Distributed Amplifier	9
DAC	Digital-Analog Converter	9
DS-CDMA	Direct Sequency	9
F	Noise Factor	9
FCC	Federal Communications Commission	9
GaAs	Arseneto de Gálio	9
IF	Intermediate Frequency	9
IoT	Internet of Things	9
LDO	Low Dropout Regulator	9
LNA	Low Noise Amplifier	9
LPF	Low Pass Filter	9
MB-OFDM	Multiband Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	9
NF	Noise Figure	9
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing	9
PA	Power Amplifier	9
PG	Process Gain	9
PGA	Programmable Gain Amplifier	9
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	9
PSS	Periodic Steady State	9
RF	Radio Frequency	9
SiGe	Silício-Germanio	9
SiPs	System in Packages	9
THPM	Time Hopping Pulse Modulation	9
UHF	Ultra High Frequency	9
UWB	Ultra Wideband	9
WBAN	Wireless Body Area Network	9
WLAN	Wireless Local Area Networks	9
WPAN	Wireless Personal Area Networks	9

Lista de ilustrações

Figura 1 – Modulação On-Off (ADHYARU, 2007a)	17
Figura 2 – Topologia da Tag UHF/UWB proposta no projeto Cedro.	18
Figura 3 – Diferentes Protocolos.	24
Figura 4 – Aplicações para UWB	25
Figura 5 – Amplo Conhecimento RF	27
Figura 6 – Hexágono RF	28
Figura 7 – Transceptor RF (COSTA, 2021) Adaptada de (RAZAVI, 2011)	29
Figura 8 – Topologia de Processamento do Sinal de Transmissão UWB (COSTA et al., 2023)	30
Figura 9 – Topologia Transmissor UWB (COSTA et al., 2023)	31
Figura 10 – Topologia Receptor UWB Não-Coerente (HARSHA; MAHALAKSHMI, 2016)	31
Figura 11 – Topologia Receptor IR UWB Não Coerente (GAO; ZHENG; HENG, 2008b)	32
Figura 12 – Topologia Receptor IR UWB Não Coerente (LYU; WANG; BABAKHANI, 2020)	32
Figura 13 – Topologia Receptor UWB Coerente (ADHYARU, 2007a)	33
Figura 14 – Modelo Ruído para Circuito Duas Portas.	34
Figura 15 – Efeito de Intermodulação	36
Figura 16 – Curvas Intermodulação (BLATTENBERGER, s.d.)	36
Figura 17 – Circuito de 2 Portas Linear.	37
Figura 18 – LNA Banda Estreita (KHAVARI; MAFINEZHAD; NEJAD, 2018)	41
Figura 19 – Métodos para Conversão de Banda Estreita em Banda Ultralarga (ANDREI; JAMES, 2012)	41
Figura 20 – Rede Multissessão LC (ANDREI; JAMES, 2012)	42
Figura 21 – Esquemático LNA UWB (ANDREI; JAMES, 2012)	42
Figura 22 – Esquemático LNA UWB - Amplificador Distribuído (PICCINNI et al., 2016)	43
Figura 23 – Esquemático LNA UWB - LC Ladder (WESTSTRATE; SINHA, 2009)	44
Figura 24 – Esquemático LNA UWB - Filter Passa-Banda (ADHYARU, 2007b)	44
Figura 25 – Esquemático LNA UWB - Filtro Notch (HSU; DU; CHIU, 2012)	45
Figura 26 – Esquemático LNA UWB FBB (HALIM et al., 2020)	45
Figura 27 – Esquemático LNA UWB - Gm Impulsionado ou gm Boosted (SANKAR; MALLESHWARI; MAHAMUNI, 2018)	46
Figura 28 – Esquemático LNA UWB - Cancelamento de Ruído (KHOSRAVI et al., 2020)	47
Figura 29 – Esquemático LNA UWB - Reuso de Corrente (YOUSEF; JIA; POKHAREL; ALLAM; RAGAB; YOSHIDA, 2011)	48
Figura 30 – Fluxograma de Projeto	53

Figura 31 – LNA com Realimentação Resistiva/Capacitiva, Reuso de Corrente e Ganho Controlável.	55
Figura 32 – LNA UWB com Realimentação Resistiva/Capacitiva, Reuso de Corrente e Ganho Controlável - Modelo AC Simplificado	56
Figura 33 – Espelho de Corrente do LNA.	57
Figura 34 – LNA UWB - Modelo de Ruído.	58
Figura 35 – LNA UWB - Modelo de Pequenos Sinais.	59
Figura 36 – Testbench do LNA.	64
Figura 37 – Simulações de Design LNA - Parâmetro S11 e S22.	64
Figura 38 – Simulações de Design LNA - Parâmetros S12 e S21.	65
Figura 39 – Simulações de Design LNA - Parâmetro Figura de Ruído.	65
Figura 40 – Simulações de Design LNA - Parâmetros B1F e KF.	66
Figura 41 – <i>Corners</i> LNA-ss a 27 °C.	68
Figura 42 – <i>Corners</i> LNA-ff a 27 °C.	68
Figura 43 – <i>Corners</i> LNA-ss a 10 °C.	69
Figura 44 – <i>Corners</i> LNA-tt a 10 °C.	69
Figura 45 – <i>Corners</i> LNA-ff a 10 °C.	70
Figura 46 – <i>Corners</i> LNA-ss a 90 °C.	70
Figura 47 – <i>Corners</i> LNA-tt a 90 °C.	71
Figura 48 – <i>Corners</i> LNA-ff a 90 °C.	71
Figura 49 – Layout Final do LNA Pós-Extração de Parasitas.	72
Figura 50 – Resultados Pós-Layout S11 e S22.	73
Figura 51 – Resultados Pós-Layouts S12 e S21.	74
Figura 52 – Resultados Pós-Layout NF.	74
Figura 53 – Resultados Pós-Layout B1F e KF.	75
Figura 54 – Resultados Pós-Layout P1dB.	76
Figura 55 – Testbench LNA Cascadeado.	76
Figura 56 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetros S11 e S22.	77
Figura 57 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetros S12 e S21.	77
Figura 58 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetro NF.	78
Figura 59 – Resultado LNA Cascadeado Kf e B1f.	78
Figura 60 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetro P1dB.	79
Figura 61 – Resultado LNA Cascadeado - 1º bit VG desligado.	81
Figura 62 – Resultado LNA Cascadeado - 2º bit VG desligado.	81
Figura 63 – Resultado LNA Cascadeado - bits VG desligados.	82
Figura 64 – TAG UHF/UWB para Medições e Monitoramento de Sinais Vitais - Tape-out.	83
Figura 65 – Esquemático Final de Caracterização do LNA.	84
Figura 66 – PCB Final de Caracterização do LNA.	84
Figura 67 – Esquemático Final de Caracterização do LNA Cascadeado.	85

Figura 68 – PCB Final de Caracterização do LNA Cascadeado.	85
Figura 69 – Esquemático Final de Caracterização do Squarer.	86
Figura 70 – PCB Final de Caracterização do Squarer.	86
Figura 71 – Esquemático Completo LNA com Dummies.	94
Figura 72 – Corners LNA-ss Cascadeado a 90 °C.	94
Figura 73 – Layout Transmissor	95
Figura 74 – Layout Squarer	96

Lista de tabelas

Tabela 1 – Características de Diferentes Protocolos	25
Tabela 2 – Especificações Tecnologia 0.18 UMC	54
Tabela 3 – Especificações para LNA's UWB	55
Tabela 4 – Design LNA UWB	67
Tabela 5 – Simulação de <i>Corners</i> LNA UWB - Variando a Temperatura	67
Tabela 6 – Comparação entre LNAs UWB	75
Tabela 7 – LNA Cascadeado UWB	79

Sumário

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Justificativa	17
1.2	Objetivos	19
1.2.1	Objetivo Geral	19
1.2.2	Objetivos Específicos	19
1.3	Contribuições do Trabalho	19
1.3.1	Aceites e Publicações Realizadas	20
1.4	Organização do Documento	20
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	21
2.1	Processos CMOS	21
2.2	Ultra-Wide Band	22
2.2.1	Surgimento e Aplicações	22
2.2.2	Características Pulsos UWB	26
2.3	Transceptores	27
2.3.1	Transmissor UWB	30
2.3.2	Receptor UWB	30
2.4	LNAs	33
2.4.1	Figuras de Mérito	33
2.4.1.1	Figura de Ruído	33
2.4.1.2	Linearidade	35
2.4.1.3	Parâmetros S	37
2.4.1.4	Ganho	38
2.4.1.5	Estabilidade	39
2.4.2	Mecanismos de Extensão de Banda e Topologias	40
2.4.2.1	Realimentação Resistiva e Realimentação Capacitiva-Resistiva	42
2.4.2.2	Amplificador Distribuído	43
2.4.2.3	Rede de Filtros Passa-Banda	43
2.4.2.4	Polarização FBB	45
2.4.2.5	Gm Boosting	46
2.4.2.6	Cancelamento de Ruído	47
2.4.2.7	Reutilização de Corrente	48
2.5	Avaliação das Topologias de LNA Estudadas	48
3	METODOLOGIA	50
3.1	Materiais e Ferramentas	50

3.2	Requisitos do Sistema	50
3.3	Metodologia Geral	51
3.3.1	Bottom-Up	51
3.3.2	Top-Down	52
3.4	Metodologia de Verificação	53
3.5	Projeto do Amplificador de Baixo Ruído UWB em CMOS	54
3.5.1	Polarização	57
3.5.2	Modelo de Ruído	58
3.5.3	Pequenos Sinais	59
3.5.4	Buffer de Saída	63
3.5.5	Simulação de Design	63
3.5.6	Simulação de <i>Corners</i>	67
3.5.6.1	Temperatura de 27°C - Componentes em Estado ss e ff	67
3.5.6.2	Temperatura de 10°C - Componentes ss, tt e ff	68
3.5.6.3	Temperatura de 90°C - Componentes ss, tt e ff	69
4	RESULTADOS	72
4.1	Layout LNA UWB	72
4.2	Simulações Pós-layout do LNA	73
4.3	LNA Cascadeado	76
4.4	Demonstração Ganho Variável	80
4.5	Tape-out da TAG UHF/UWB e PCBs de Caracterização	82
4.5.1	Layout final do Chip	82
4.5.2	Layout das PCBs	82
5	CONCLUSÕES	87
5.0.1	Trabalhos Futuros	88
	REFERÊNCIAS	89
	APÊNDICES	93
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS E SIMULAÇÕES COMPLEMENTARES	94
A.1	Esquemático - LNA (Dummies)	94
A.2	Simulação do LNA Cascadeado em Estado ff a 90°C	94
	APÊNDICE B – LAYOUT COMPLEMENTARES	95
B.1	Transmissor UWB	95
B.2	Receiver Squarer	96

1 Introdução

O avanço tecnológico, permitido pelo surgimento dos microprocessadores, permitiram não só a redução do tamanho dos computadores, mas também controle de máquinas industriais, movimento de robôs, entre outros. Circuitos integrados constituídos pelos transistores, circuitos de potência, amplificadores, referências de tensão e corrente, circuitos de rádio frequência (RF), em conjunto com os diferentes padrões de comunicação utilizados para transmitir e receber informações, como o Zigbee, Ultra-Wideband (UWB), Wireless, Bluetooth, entre outros, têm permitido vastas aplicações nos setores de automação comercial, eletrônica de consumo, controle e monitoramento residencial, controle industrial, aplicações médicas, além de aplicações em localização em tempo real

Os benefícios do padrão UWB acerca da baixa potência e alta taxa de transferência de dados, possibilitam aplicações em setores militares, comerciais e civis. As aplicações UWB são categorizadas em três grandes áreas: Radar, Imagiologia e Comunicação. As aplicações mais comuns atualmente são em monitoração cardiovascular remota e na indústria automotiva para desenvolver ou aprimorar sistemas de proteção contra colisões (ADHYARU, 2007a). Destaca-se também a sua aplicação em desenvolvimento de radares (ADHYARU, 2007a). Os pulsos UWB, sendo mais estreitos que os pulsos vistos em outros padrões, possuem boas características em posicionamento, o que permite oferecer maior resolução para radares em aplicações civis ou militares, além de maior penetração em objetos devido ao seu amplo espectro de frequência. Por outro lado, a baixa potência de transmissão dos pulsos, permitem que o padrão seja aplicado em comunicações militares, dificultando a detecção ou interceptação dos pulsos. Além disso, os dispositivos UWB são produzidos em menor tamanho e com menor custo do que dispositivos de banda estreita.

Os sistemas conhecidos por identificação de rádio-frequência, ou *radio-frequency identification* (RFID), foram designados originalmente com o objetivo de identificação ou localização de dispositivos através de TAGs, na qual, busca-se identificar sinais *ultra high frequency* (UHF) de 860 a 960 MHz (LYU; WANG; BABAKHANI, 2020). O sinal UWB é definido como um sinal, na qual o alcance do fator de utilização de frequência (do inglês: *Frequency Utilization Factor*), varia de 0.25 até 1, sendo definido pela Equação 1.1,

$$n = \frac{f_{up} - f_{low}}{f_{up} + f_{low}} \quad (1.1)$$

onde f_{low} e f_{up} , são os limites de frequência, inferior e superior, respectivamente. Logo, os sinais UWB podem ser utilizados de forma eficiente (ADHYARU, 2007a), a curta duração ajudam a manter uma alta qualidade dos dados a serem transmitidos. Uma redução na duração do pulso irradiado causa uma resistência à eficiência da propagação do sinal em diversos caminhos, que pode ser produzido através do espalhamento do sinal a partir de

objetos próximos à antena de comunicação e da linha entre a fonte de sinal e o receptor. Uma modulação plausível para o sinal consiste de pulsos on-off de duração de 1 ns, como mostrado na Figura 1, dessa forma os objetos que causam espalhamento do sinal estiverem localizados a mais de 30 cm da linha do sinal, a detecção do sinal é realizada sem distorções.

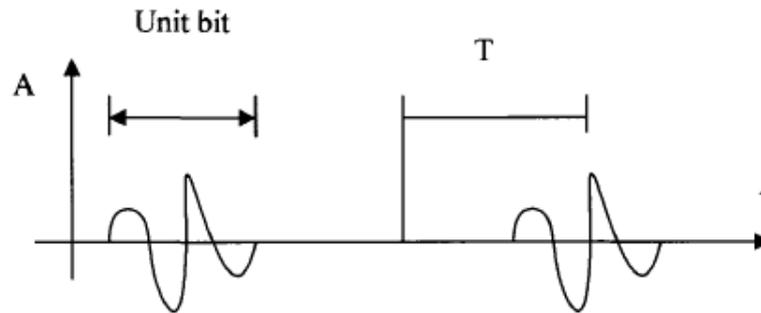


Figura 1 – Modulação On-Off (ADHYARU, 2007a)

De acordo com a abordagem atual do UWB, é visto que suas características favorecem as aplicações em redes de área corporal sem fio (do Inglês: *Wireless Body Area Network*, WBAN), recentemente sendo mais direcionado a resolução de problemas nos setores hospitalares envolvendo os sistemas de monitoramento para *healthcare*. Tais aplicações WBAN, podem ser tratadas como não médicas ou médicas e os dispositivos podem ser acoplados dentro, em cima, ou fora do corpo (TIENGTHONG; PROMWONG; DEEPUNYA, 2018). Na área médica, tratam-se de dispositivos como sensores sem fio para medição de pressão, temperatura, diabetes, frequência cardíaca, frequência pulmonar, e seu funcionamento deve possuir um baixo consumo de potência, não suscetíveis a ruído, baixa irradiação de potência e não prejudicial a saúde.

1.1 Justificativa

Um dos problemas expostos pela pandemia do Covid-19 foi a super lotação dos centros hospitalares. Uma das principais dificuldades foi identificar os casos que podiam se tornar severos e quais casos melhorariam com mais facilidade, causando uma sobrecarga de trabalho nos profissionais da área da saúde. Tal pandemia, demonstrou que há uma necessidade de avanço tecnológico de forma a auxiliar no monitoramento contínuo, tornando-o mais dinâmico e menos invasivo. A melhoria dos circuitos integrados também permitiu uma visibilidade mais frequente de procedimentos não invasivos, de forma a evitar o desconforto durante o período de aquisição de informações. Além dessa necessidade, é importante o monitoramento contínuo de diversas doenças que acometem os pacientes, provendo informações em tempo real (LYU; WANG; BABAKHANI, 2020).

O projeto Cedro, integrado por alunos e professores da Universidade de Brasília (UnB), consiste no design de uma tag Ultra High Frequency (UHF) passiva para aplicações

biomédicas. O sistema adotado para aplicação WBAN em Healthcare, deve ser capaz de medir frequência respiratória pulmonar e frequência cardíaca, sendo afixado no peito do paciente, enquanto o receptor UWB é capaz de compartilhar essas informações com determinados dispositivos favorecendo ao monitoramento remoto, portanto pacientes críticos poderiam receber cuidados mais intensivos, diminuindo a carga de trabalho nos hospitais em situações de crise, como foi na pandemia do COVID-19. Tal como a solução poderia ser aplicada em bebês recém-nascidos em incubadoras (LYU; WANG; BABAKHANI, 2020).

A topologia do chip não usa sensores dedicados para medir cada sinal vital. A antena tag receptora, que alimenta todo o chip, captura o tom UHF e também possui caráter sensorial para a medição de fluxo sanguíneo pulmonar e cardíaco. Ainda, utiliza-se a coleta de energia (energy harvesting), que tem se tornado um dos métodos mais populares de extração e vastamente utilizados em sistemas de comunicação projetados para operar em UHF, a transferência de potência wireless leva a um custo menor e uma solução menor em área no chip. A topologia final do chip pode ser observada na Figura 2.

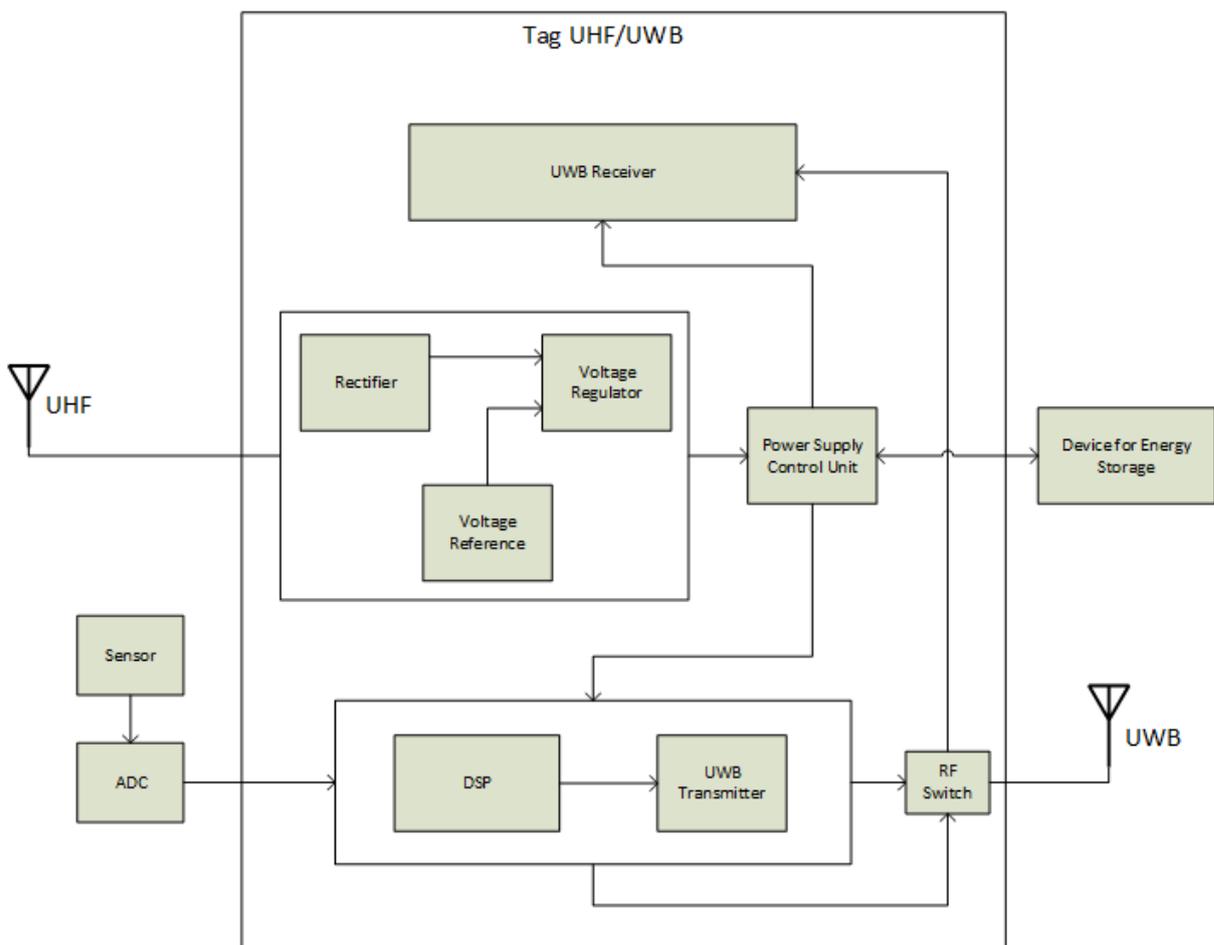


Figura 2 – Topologia da Tag UHF/UWB proposta no projeto Cedro.

Quando a tag é lida dentro da zona de leitura, a antena interna da tag RFID converte o sinal RF de volta em energia, alimentando o circuito integrado, que gera um sinal de volta para o sistema RF. A alteração eletromagnética é detectada pelo leitor, que interpreta a

informação. Já que o fluxo sanguíneo no coração interfere a impedância no médio, onde é localizado a antena, tal interferência pode ser amostrada de acordo com a frequência cardíaca, enquanto o mesmo pode ser realizado para o fluxo sanguíneo nos pulmões (COSTA et al., 2023), funcionando para o sensoriamento também.

Em tal solução, o amplificador de baixo ruído (do Inglês: *Low Noise Amplifier*, LNA) é o circuito mais importante no receptor UWB, sendo o que consome mais potência, fornecendo o maior ganho possível, e também, com uma baixa figura de ruído.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo Geral

Realizar o projeto a nível CMOS do LNA do receptor UWB para a Tag UHF com controle de ganho. O projeto deverá seguir os critérios de verificação, priorizando o ganho e a figura de ruído (NF), além de averiguar a linearidade (P1dB), casamento na entrada (S11), casamento na saída (S22), estabilidade em toda a largura de banda de 3 GHz até 6 GHz.

1.2.2 Objetivos Específicos

Os critérios de avaliação da performance do LNA foram derivados através das especificações do projeto Cedro, utilizando a linguagem de descrição de hardware Verilog-AMS no modelamento do sistema completo, fator que permite obter especificações precisas a respeito do seu funcionamento. Portanto, têm-se como objetivos específicos os seguintes itens:

- Projetar um LNA com aproximadamente 11 a 18 dB, figura de ruído menor que 6 dB, constando uma linearidade (P1dB) maior que -19 dBm, casamentos na entrada e saída menores que -9 dB, e um consumo de potência menor que 10 mW sem considerar o buffer de saída.
- Projetar no LNA um controle de ganho variável permitindo o cascadeamento de dois LNAs com a finalidade de atingir maior ganho.
- Integrar o LNA nos outros módulos da Tag UHF/UWB.
- Realizar o tape-out da Tag UHF/UWB na tecnologia UMC 180 nm.
- Projetar as placas de caracterização do receptor UWB.

1.3 Contribuições do Trabalho

A proposta original da arquitetura é focada em aplicações biomédicas, entretanto, suas especificações também permitem aplicações gerais no ramo IoT (*Internet of Things*).

Além disso, a metodologia adotada permitiu alcançar um alto ganho, um bom casamento de impedâncias, bons resultados acerca da figura de ruído do sistema, enquanto mantém um consumo de potência inferior, uma linearidade, alcance de frequência e área total suficientes, em conjunto com um controle de ganho. A respeito do estudo do cascadeamento, foi possível, então, alcançar novos resultados, principalmente, em relação ao ganho, potência consumida, e isolamento reversa do circuito, mantendo uma ótima estabilidade. O tape-out do Chip foi realizado pela processo 180 nm pelo IMEC.

Além do **design** e *layout* do LNA UWB, houveram outras contribuições, como no *layout* do squarer UWB, bloco que tem como entrada, a saída do LNA. O *layout* do transmissor UWB, incluindo o circuito modulador OOK, e também, houve a otimização de alguns *layouts* analógicos presentes no transceptor.

1.3.1 Aceites e Publicações Realizadas

- Aceite - LASCAS. Design of a UWB Shunt-Resistive Feedback Low Noise Amplifier with Current-Reuse and Variable Gain to Integrate a Passive UHF/UWB Tag for Vital Signs Measurement. Ciro Barbosa Costa; Daniel Mauricio Muñoz Aborleda; Wellington Avelino do Amaral, 2023.
- Publicação - WCNPS. Título: Design of a Passive UHF/UWB Tag for Vital Signs Measurement. Autores: Ciro Barbosa Costa; Gabriel Teixeira Brasil; Gustavo Cavalcante Linhares; Aline Rosa dos Santos Rocha; Iago de Sousa Andrade; Vitor Guedes da Silva; Wellington Avelino do Amaral; Daniel Mauricio Muñoz Arboleda. Brazil, 2023.
- Publicação - SBCCI. Título: Ultra Wide Band Transmitter Layout for a Vital Sign Monitoring Passive Tag. Autores Julia Silva; Wellington Amaral, Ciro Barbosa Costa. Brazil, 2023.

1.4 Organização do Documento

O restante deste documento se organiza da seguinte maneira. O Capítulo 2 apresenta os conceitos teóricos sobre tecnologias Ultra-Wide Band (UWB), transceptores e uma análise das topologias de LNAs encontradas na documentação científica. O Capítulo 3 detalha a proposta de topologia do LNA para o receptor UWB com ganho variável. Este capítulo ainda apresenta simulações de design avaliando os parâmetros S, figura de ruído, linearidade e estabilidade do circuito LNA, assim como simulações de *Corners*. O Capítulo 4 apresenta os resultados de layout e simulação pós-layout, incluído o efeito do ganho variável no cascadeamento de dois LNAs. Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as conclusões do trabalho e propostas de trabalhos futuros.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Processos CMOS

O avanço tecnológico permitido pela eletrônica realmente se deu início após a descoberta dos transistores. O transistor surgiu como resultado de estudos onde se desejava usar cristais de germânio e de silício como detectores de radar. Os microprocessadores e microcontroladores se tornam os grandes componentes que compõe os sistemas embarcados, e, pode-se assim dizer que esses sistemas são sintetizados por transistores. Ainda, verifica-se esse avanço em pequenos dispositivos, como celulares, chips. Entretanto, apesar dessa redução em tamanho, o número de transistores contidos nos dispositivos aumentam, tal como a capacidade de memória dinâmica (MEHL, 2013), como Gordon Moore já havia constatado.

Os transistores passaram por um longo processo de desenvolvimento ao longo dos anos, e boa parte dos transceptores de RF comerciais são implementados como módulos multi-chip (do Inglês: *multi-chip modules* ou MCMs) ou system in packages (SiPs), na qual são englobadas mais de uma tecnologia em um transceptor. A parte do circuito RF tem sido implementada em tecnologias Silício-Germanio (SiGe) ou Arseneto de Gálio (GaAs). Entretanto, a parte de sinais mistos e circuitos digitais, costumam ser desenvolvidos em semicondutor de óxido metálico complementar (do Inglês: *complementary metal-oxide semiconductor* ou CMOS). O custo do desenvolvimento em SiPs ou MCMs, é elevado, considerando que também há uma maior área envolvida. A tecnologia CMOS não era considerada apropriada para projetos de circuitos de RF ou analógicos comparado ao SiGe e o GaAs, que possuem maiores transcondutâncias e conseqüentemente maiores frequências de transito, além de melhor capacidade energizar os circuitos e uma melhor qualidade de componentes passivos dentro do chip. Contudo, o crescimento rápido da indústria devido a continua diminuição da escala do CMOS favoreceu projetos em RF e analógicos que podem ser facilmente integrados com os circuitos digitais, além de a frequência de transito e as frequências máximas do transistor terem excedido 100 GHz. Portanto, a velocidade do CMOS foi tratada como adequada para projetos aplicados no campo da rádio-frequência, principalmente no âmbito da comunicação wireless, na qual a frequência não excede muito mais que 10 GHz.

A dominancia da tecnologia CMOS é justificada pela escalabilidade, baixo custo, baixa potência de consumo e facilidade de integração em chip, quando comparado a outras tecnologias. Entretanto, alguns contras se tornam mais visíveis quando a tensão de alimentação do circuito se torna menor, sendo mais difícil de realizar projetos, tendo em vista que ao reduzir demais a escala do CMOS, enfrentam-se diversas conseqüências geradas pela diminuição do canal, como: diminuição da barreira induzida no dreno, que provoca

tensões de dreno/source menores, leakage do source para dreno, leakage no substrato por injeção de elétrons, velocidade de saturação, que degrada a mobilidade dos elétrons e reduz a corrente no dreno, sendo problemas que tem sido direcionados ao longo dos últimos anos através da reposição por tecnologias mais viáveis que o CMOS em si, tais como o FinFET e o CntFET, por exemplo, que solucionam esses problemas causados pela escalabilidade do CMOS. Conseqüentemente, a utilização dessas novas tecnologias é mais custoso, de forma geral, em termos de fabricação. O layout de um IP, por exemplo, na tecnologia FinFET, pode levar mais que o dobro do tempo do layout desse mesmo IP desenvolvido em tecnologias planares, sendo processos extremamente detalhados, mais rebuscados, que envolvem diversas etapas de fabricação, encarecendo a produção.

Neste projeto, os transistores utilizados se encontram em saturação e inversão forte, pois apesar de ser um circuito de baixa potência, ainda assim, o LNA é o circuito que mais consome potência em todo o receptor.

2.2 Ultra-Wide Band

2.2.1 Surgimento e Aplicações

As tecnologias wireless estão presentes no cotidiano durante os últimos anos com certa consolidação em nível de importância e utilização, apresentam-se a transferência dos mais diversos tipos de dados entre diversos fabricantes. O sinal UWB é definido pelo órgão *Federal Communications Commission* (FCC), como um sinal emitido que possui uma fração da largura de banda maior ou igual a 0.20 ou possui uma banda maior ou igual a 500 MHz, independente do coeficiente fracional de largura de banda. Tal coeficiente pode ser definido de acordo com a Equação 2.1.

$$Bf = \frac{B}{fc} \times 100\% = \frac{2(fv - fl)}{fv + fl} \times 100\% \quad (2.1)$$

Na qual, B representa a frequência absoluta da largura de banda, fc é o valor da frequência central, fu é o limite superior a -10 dB da frequência de borda, e fl é o limite inferior a -10 dB da frequência de borda.

Os alcances determinados de operação pelo FCC são 960 MHz, 3.1-10.6 GHz e 22 - 29 GHz, onde os valores permitidos de potência irradiada isotrópica efetiva (do Inglês: *effective isotropic radiated power* ou EIRP) são abaixo de -41.3 dBm/MHz (COSTA et al., 2023), de forma a não atrapalhar outros sistemas de rádio.

Algumas vantagens do padrão UWB podem ser percebidas através do teorema de capacidade de canal de Shannon, que descreve a capacidade do canal em bits por segundo através da Equação 2.2.

$$Ch = B \log_2(1 + SNR) \quad (2.2)$$

Na qual, B representa a largura de banda do canal em Hz e o SNR seria a relação sinal-ruído. Infere-se que a capacidade do canal cresce linearmente de acordo com a largura de banda e logaritmicamente em relação ao SNR. Logo, é mais fácil aumentar a largura de banda para aumentar o canal. Ainda, apenas uma fração da radiação de potência é necessária para adquirir uma mesma taxa de transferência de dados em um canal com maior largura de banda (COSTA et al., 2023). Adicionalmente, pode-se realizar um tradeoff entre uma quantidade de largura de banda por uma potência de sinal reduzida e com menos interferência de outras fontes.

O espectro UWB, por cobrir um grande alcance de frequências, provê uma grande resistência ao bloqueio de sinais por frequência ou *Jamming*. Isso ocorre, pois não é possível bloquear cada frequência no espectro em um momento, sempre havendo alguma frequência disponível mesmo que algumas estejam bloqueadas. Portanto, o padrão UWB é definido como uma tecnologia de Rádio-Frequência, que transmite dados binários usando baixa energia e pulsos de curta duração, em uma banda ampla de frequências, entregando dados de 15 a 100 metros sem necessitar de frequências dedicadas. Não necessita de modulação em forma de onda contínua com uma frequência específica como nas tecnologias de banda estreita (HOSSAIN, 2012).

A tecnologia também possui boa escalabilidade, tratando-se de sistemas extremamente flexíveis devido a arquiteturas comuns de softwares, que podem ser redefiníveis, realizando uma troca dinâmica entre alta taxa de dados por distância, e afins (HOSSAIN, 2012). A alta taxa de dados favorece que o UWB lide com aplicações mais intensas, como stream de vídeo, mandando dados mais rapidamente que o Bluetooth, por exemplo, chegando a uma taxa de dados de 100 Mbps com velocidades de até 500 Mbps, que são maiores que as velocidades do WiFi de 100 Mbps. É possível observar a diferença entre o UWB e alguns padrões já conhecidos através da Figura 3.

A maioria dos padrões conhecidos, como Wi-Fi, Zigbee, Wireless Local Area Networks (WLAN), Wireless Personal Area Networks (WPAN) não suprimem a demanda de aplicações que necessitam de maiores taxas de dados. Portanto, o padrão UWB consegue suprir tal requisito com mais de 100 Mbps de taxa de transmissão de dados. Os sistemas UWB também requerem menos potência, pelo fato de pulsos pequenos serem transmitidos constantemente, ao invés de ocorrer a transmissão de ondas moduladas continuamente como a maioria dos sistemas de banda estreita fazem. Não há requerimento da conversão de uma rádio-frequência para uma frequência intermediária (do Inglês: *intermediate frequency*, IF).

Dentre as diversas aplicações, o padrão UWB foi vastamente utilizado em aplicações militares, em prol de encontrar fábricas, estruturas submersas no solo através de aplicações

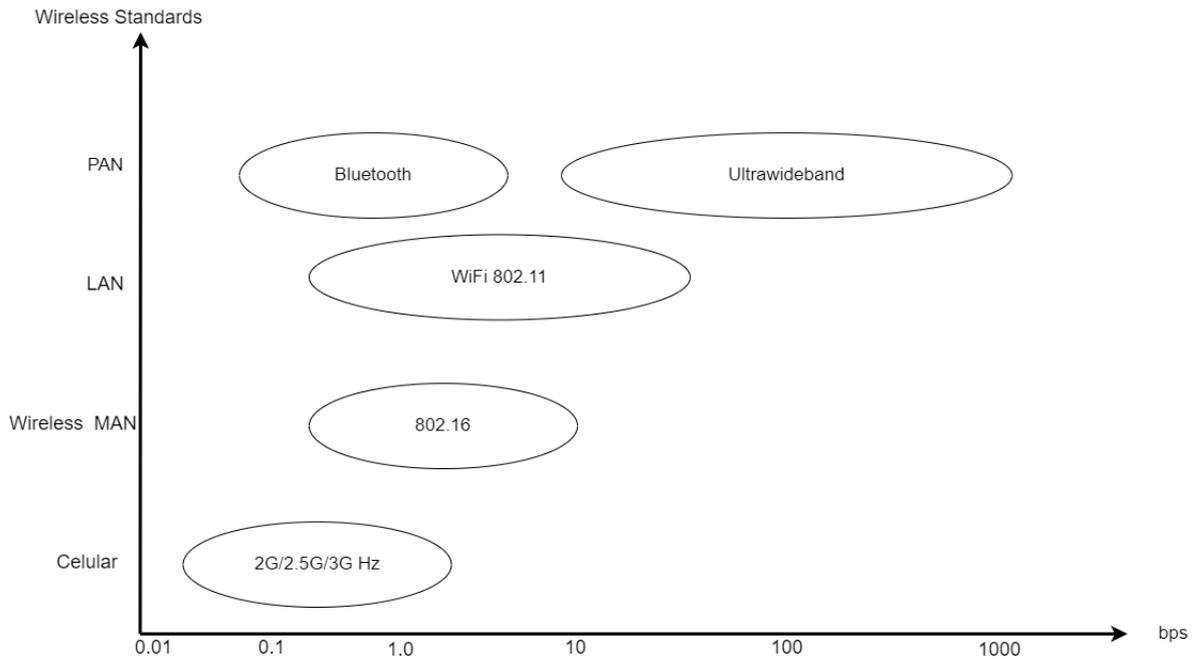


Figura 3 – Diferentes Protocolos.

em imagens e radar, considerando que as frequências menores que 1 GHz possuem alta penetração em objetos (HOSSAIN, 2012). As aplicações em imagens permitem a análise do corpo inteiro e diagnósticos avançados. Além disso, as aplicações em radar abrangem não só os veículos, permitindo um auxílio durante o ato de estacionar e evitando colisões tanto estaticamente, quanto durante viagens, mas também abrangem aplicações humanas, como sensores de alarmes que detectam entradas não autorizadas em algum território, encontrar objetos e pessoas através do movimento, e caso não haja movimento, ainda pode detectar batimentos cardíacos ou frequências pulmonares, podendo também ser utilizados em hospitais (HOSSAIN, 2012).

A rede de sensoriamentos também é uma das possíveis aplicações UWB, que operam sob requisitos restritos de performance, consumo energético e custo. Portanto, o próprio padrão beneficia tais requisitos, sendo que os sensores costumam ser menores operando sob o padrão, além de possuir um baixo consumo de potência, o que também favorece aplicações relacionadas a automação em residências, indústrias, hospitais (que é o foco do presente trabalho), além da substituição de aplicações de alta velocidade que requerem cabos (VO, 2010), como em periféricos de PCs, provendo também longevidade na operação das baterias utilizadas. Algumas possíveis aplicações são elucidadas na Figura 4.

Alguns desafios no design não tinham sido encontrados no desenvolvimento de dispositivos banda estreita. Um desafio particular é o front-end RF, que precisa ser banda larga, adicionalmente, todo o consumo de potência do sistema não é ditado pela potência de irradiação. Portanto atingir baixo consumo no amplificador de baixo ruído e no mixer é um fator de extrema importância (VO, 2010). Ainda, devido a larga banda operacional do padrão

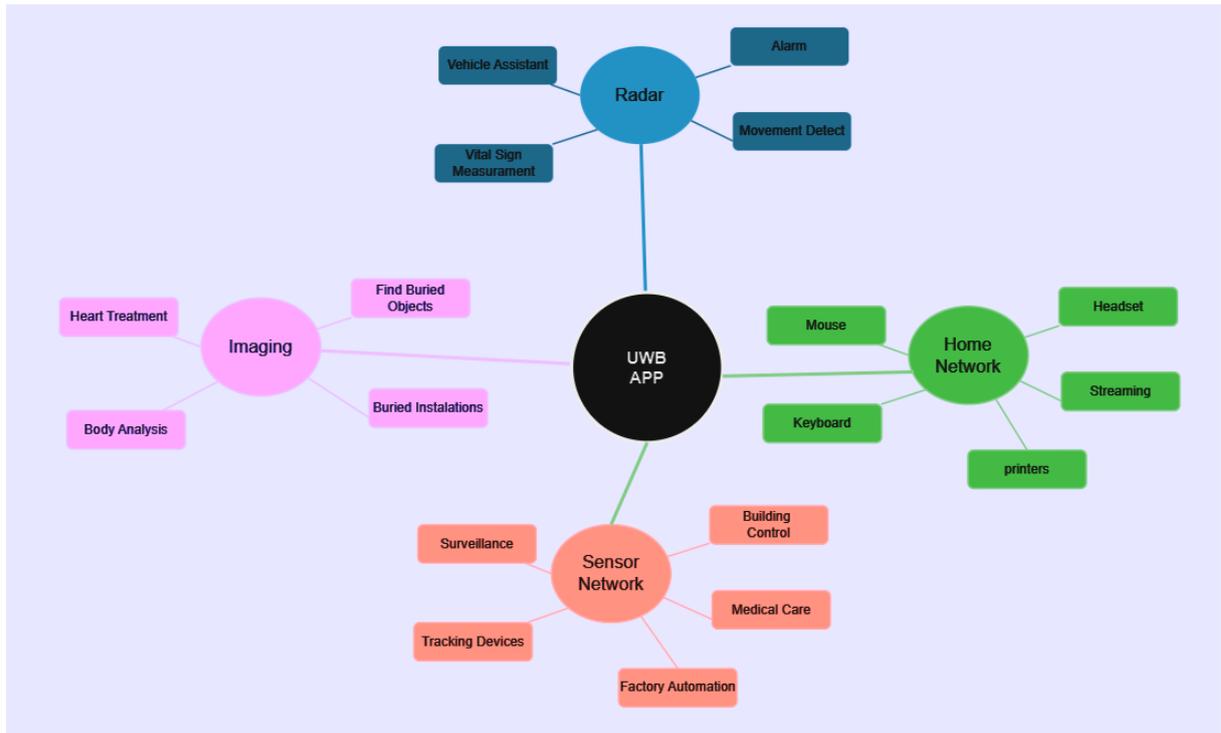


Figura 4 – Aplicações para UWB

UWB, é inevitável que ocorram interferências de outros sistemas de rádio, apesar de o UWB não causar interferência em outros sistemas wireless. Logo, transmissores de banda estreita podem saturar receptores UWB, já que possuem potência muito maior do que a permitida por transmissores UWB.

De forma a elucidar mais sobre as principais características do UWB e outros padrões, utiliza-se a [Tabela 1](#) para comparação entre diferentes padrões.

Tabela 1 – Características de Diferentes Protocolos.

Categoria	Débito	Consumo	Pilha	Vantagens	Aplicações
Wi-Fi (IEEE 802.11b/g)	54 Mbps	>400mA TX, standby 20mA	≈ 1MB+	Elevada taxa de transferência	Internet, Transferências de Ficheiros, Video/Aúdio
Bluetooth (IEEE 802.15.1)	1 Mbps	>400mA TX, standby 20mA	≈ 250KB	Interoperabilidade, substituição de cabos	Periféricos de PC e Telemóveis, PDA's
ZigBee (IEEE 802.15.4)	100 kbps	>30mA TX, standby 0.20 μ A	≈ 32KB	Latência, Número de Nós, Fiabilidade, Interoperabilidade	Controles Remotos, Sensores, Dispositivos alimentados por bateria
UWB (IEEE 802.15.4)	Até 1 Gbps	>1 μ A sleep mode, > 50 nA deep sleep	≈ +1Mb	Elevada taxa de transferência, baixa potência, maior banda de frequência.	Redes de Sensores, Home-Care, Automação, Dispositivos alimentados por bateria, Periféricos,

Modulações As implementações no surgimento do UWB em sistemas de comunicação eram baseadas na transmissão e recepção de pulsos extremamente curtos (sub nanosse-

gundos), referidos como sistemas de rádio por impulso. Sendo que cada rádio por impulso possui um amplo espectro, que consome baixa potência, como permitida pela transmissão UWB, sendo que a informação é transmitida em uma modulação sem portadora (do Inglês: *carrierless amplitude phase modulation*, CAP). Em tal modulação, não é necessário uma conversão cima/baixo do sinal transmitido no transceptor. Posteriormente, outras formas de modulação foram introduzidas, como *time hopping pulse modulation* (THPM). O regulamento de 2002 do FCC estabeleceu um novo espectro de 3.1 a 10.6 GHz para aplicações não licenciadas, e modulações *orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM) e *direct sequence* (DS-SS) poderiam ser utilizadas. A aproximação mais comum atualmente é a divisão do espectro UWB em diversas sub bandas, na qual cada uma ocupa aproximadamente 500 MHz, relaxando o requerimento em taxas de amostragem para conversores Analógico-Digital (ADC), conseqüentemente aumentando a capacidade de processamento digital. Um exemplo de modulação é a *multiband orthogonal frequency-division multiplexing* (MB-OFDM)(VO, 2010).

2.2.2 Características Pulsos UWB

O coeficiente *processing gain* (PG) relaciona a taxa de ruído da largura de banda na entrada e na saída do receptor. Pode ser calculado através da divisão da taxa de símbolo do canal R_s pela taxa de bit R_b (HOSSAIN, 2012):

$$PG = \frac{NoiseBW_{in}}{NoiseBW_{out}} = \frac{R_s}{R_b} \quad (2.3)$$

Os dispositivos UWB usam uma escala grande de largura de banda, então a maioria das aplicações podem alcançar tanto um alto ganho de processamento, quanto uma alta taxa de dados, simultaneamente (HOSSAIN, 2012).

De forma que haja a implementação de bandas mais amplas, a frequência deve aumentar, sistemas de comunicação banda estreita devem utilizar frequências mais elevadas nas portadoras. O aumento da frequência, gera maiores perdas de sinal pelas paredes e a banda se torna maior. Todavia, os sinais UWB podem alcançar maiores taxas de transmissão com frequências centrais menores.

$$fc = \frac{W}{B_{rel}} \quad (2.4)$$

Se $fc_1 < fc_2$ para $B_{rel1} > B_{rel2}$. Então, demonstra-se que a capacidade de penetração para paredes é maior do que em outros sinais convencionais, atingindo ainda maiores resoluções (KHULLAR; KAUSHAL, 2019). As vantagens, originadas dessas características, favorecem aplicações em processamento de imagens e radar, como dito anteriormente, e podem ser descritas como: Melhor acurácia na medição da distância de um alvo; Identificação

de classe e tipo, devido ao sinal portar a informação completa; Diminuição da zona morta no radar; Boa imunidade contra interferência multipercurso, que é mais forte dentro de prédios; Boa potência devido; Operação de radar oculto devido a radiação de sinais mais difíceis de serem detectados.

Em relação as perdas durante a propagação, o sinal UWB pode ser utilizado para estimar as perdas sem incorrer em um erro significativo no calculo da potência recebida, se o espectro do sinal é o $G_s(f)$, então, têm-se através da Equação 2.5

$$G_s(f) \approx \frac{Const}{W} \quad (2.5)$$

A perda durante a propagação do sinal, pode ser obtida através da frequência nominal central do sinal.

$$pr \approx const. \frac{1}{fc^2 - (\frac{w}{2})^2} = \frac{const}{f1.f2} = \frac{const}{fg^2} \quad (2.6)$$

Na qual, pr é a potência recebida, $f1$ equivale a $fc - \frac{w}{2}$, e $f2$ equivale a $fc + \frac{w}{2}$ (HOSSAIN, 2012). A constante fg é descrita como a média geométrica entre a banda inferior $f1$ e a banda superior $f2$, $fg = \sqrt{f1.f2}$. Logo a potência recebida pode ser estimada utilizando a frequência nominal.

2.3 Transceptores

Os desafios encontrados no projeto de circuitos RF e transceptores, em geral, habitam na necessidade de amplo conhecimento sobre alguns campos que acabam sendo interligados pelo processo de design desses circuitos, como mostra a Figura 5.

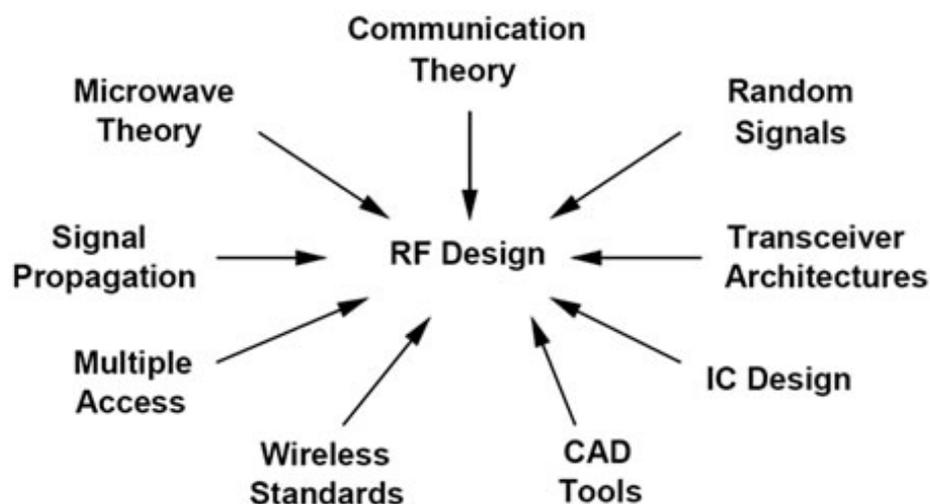


Figura 5 – Amplo Conhecimento RF (RAZAVI, 2011)

Também, ao realizar um projeto de RF, necessita-se lidar com diversos trade-offs em ganho, potência, linearidade, frequência, ruído e alimentação. Explicitados pelo hexágono na Figura 6.

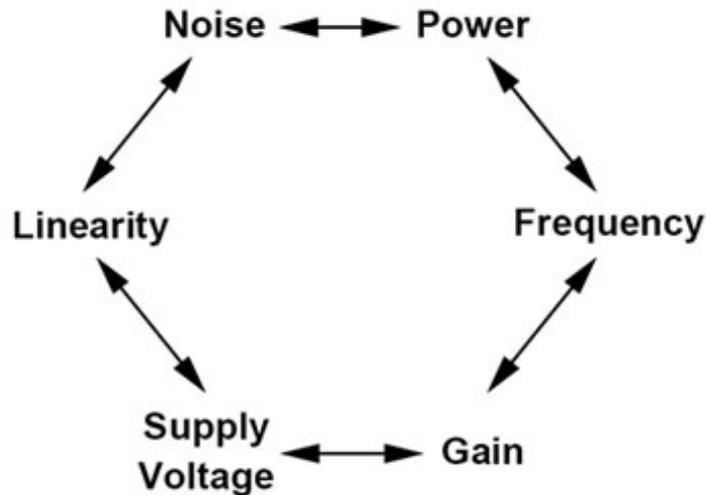


Figura 6 – Hexágono RF
(RAZAVI, 2011)

O transceptor é um único dispositivo que pode transmitir e receber uma informação em rádio frequência, podendo ser half-duplex ou full-duplex. Na arquitetura half-duplex, o transceptor ou só recebe ou só transmite dados. Já na full-duplex, a transmissão do sinal funciona de forma circular, o transceptor pode transmitir e receber informações ao mesmo tempo. Um transceptor UWB, constituído pelo transmissor, operando em conjunto com um receptor e um bloco de processamento de sinais digitais banda base, que controla a sinalização da informação e sincroniza o clock do sistema. Define-se um modelo de transceptor geral através da Figura 7, similar ao modelo apresentado por Razavi (RAZAVI, 2011).

Observa-se a constituição do bloco transmissor por um conversor DAC, onde o sinal de processamento digital em banda-base foi convertido em sinal analógico e entra em um *mixer upconverter*, que é responsável por modular o sinal em banda-base, quando o mesmo entra pela porta IF do mixer. O sinal sai pela porta RF e entra no amplificador de potência (do Inglês: *power amplifier*, PA), de forma a elevar a potência do sinal em níveis suficientes para transmissão e com bom rendimento energético pela antena, considerando que o sinal sofrerá perdas pelo meio (ar). Normalmente, é comum a adição de um filtro passa-baixas logo após o *digital-analog converter* (DAC) na arquitetura da Figura 7.

Analogamente ao bloco transmissor, o bloco receptor tem que ser constituído por blocos que irão realizar a tarefa de reconstrução do sinal de RF recebido pela antena. O receptor, então, é composto por um bloco LNA, que amplifica o sinal recebido com o objetivo de evitar que os ruídos inerentes dos circuitos posteriores alterem o conteúdo da mensagem recebida introduzindo o menor ruído possível ao sinal de entrada durante essa amplificação.

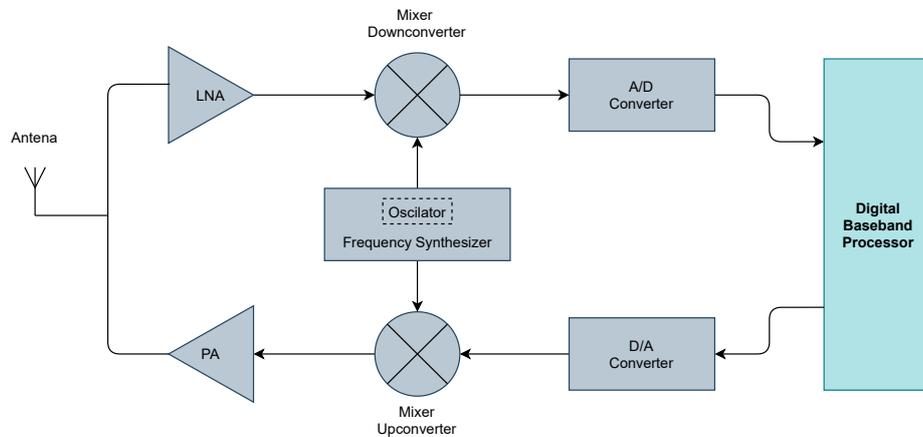


Figura 7 – Transceptor RF (COSTA, 2021) Adaptada de (RAZAVI, 2011)

Logo, é imprescindível que introduza uma baixa figura de ruído (NF). De acordo com (RAZAVI, 2011), a escolha do ganho do LNA deve ser realizada levando em consideração a relação existente entre a figura de ruído e a linearidade do receptor, quanto menor for o ganho proporcionado pelo LNA, maior será a linearidade dos estágios subsequentes do receptor. Justamente o que o hexágono do RF, na Figura 5, mostra. Esse é um dos trade-offs possíveis da qual é necessário atenção em aspectos de projeto. Em seguida, o sinal entra pela porta RF do *mixer downconversion*, que faz com que o sinal seja convertido e saia do mixer pela porta IF com frequência banda-base. Em uma análise mais profunda, é encontrado um filtro passa-baixas (do Inglês: *low pass filter*, LPF), que elimina sinais espúrios e harmônicos gerados, após o *mixer*, e um *programmable gain amplifier* (PGA), posicionado entre o *mixer* e o conversor ADC.

Um fator importante no projeto de um transceptor é o casamento de impedâncias entre os diferentes blocos designados. Já que impedâncias diferentes levam à reflexão do sinal e sua perda. Considerando um circuito complexo de RF, contendo diversos componentes passivos e circuitos integrados, o projeto seria de difícil proceder caso os engenheiros tivessem que modificar cada componente e especificar as dimensões de cada linha para conseguir a impedância escolhida como base por todos os outros. Por isso, em RF, a impedância padrão utilizada para garantir que componentes e cabos são designados da forma correta é 50Ω . Inclusive, as antenas receptoras e transmissoras de RF são projetada para ter uma impedância de saída padrão de 50Ω . Logo, os estágios precedentes ou subsequentes devem fazer um casamento correto de impedância com a antena a fim de evitar alguma significativa reflexão

ou perda de sinais.

2.3.1 Transmissor UWB

O transmissor UWB, utilizado para mensurar e transmitir os sinais cardíacos e pulmonares, desenvolvido em (COSTA et al., 2023), e o processamento do sinal de transmissão segue a topologia presente em Fig. 8.

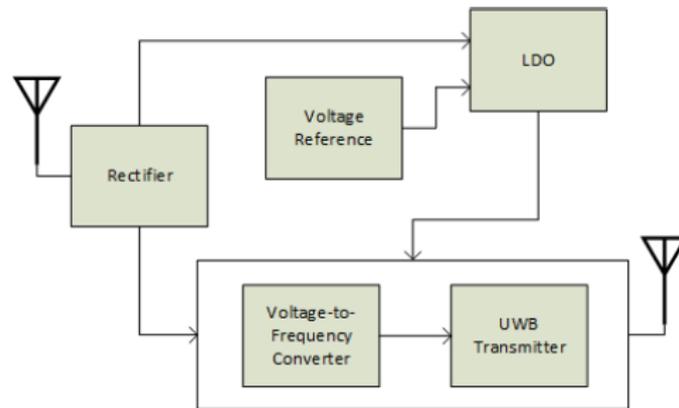


Figura 8 – Topologia de Processamento do Sinal de Transmissão UWB (COSTA et al., 2023)

O sinal de entrada do transmissor é operado desde a antena. O retificador é responsável por converter o sinal RF, capturado pela antena, para um sinal corrente direta (DC) com uma tensão de ripple (COSTA et al., 2023), que é uma tensão derivada da supressão incompleta da onda de sinal alternado e possui uma amplitude bem baixa, no caso. A referência de tensão, que segue o modelo de referência bandgap para gerar baixas tensões de saída. Um *low dropout regulator* (LDO), que funciona para regular a tensão, tornando-a mais baixa na saída. Um conversor de tensão em frequência, sendo osciladores de primeira Ordem, o qual define uma frequência de saída relacionada a um sinal analógico de entrada. Também são utilizados, geralmente, para realizar conversões entre sistemas analógicos e sistemas digitais (COSTA et al., 2023). Por fim, um transmissor UWB segue a topologia observada em Fig. 9.

Os modelos de transmissores UWB, podem ser bastante reduzidos, quando comparado a alguns outros tipos de transmissores, como o Zigbee, que envolve o design de um mixer downconversion para a conversão da frequência RF em IF, através da multiplicação pela frequência da portadora, e um PA, como o exemplo da Figura 7. Logo, a complexidade de desenvolvimento do transmissor UWB deve ser menos elevada.

2.3.2 Receptor UWB

A função principal do receptor é amplificar o sinal, sem aumentar significativamente o ruído no mesmo. Enquanto a principal função do transmissor é de turbinar o sinal usando

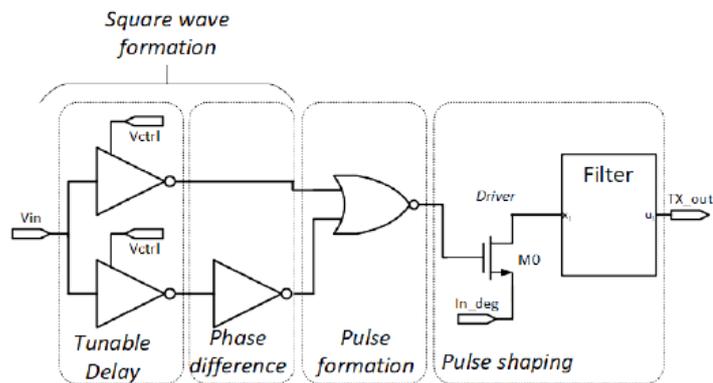


Figura 9 – Topologia Transmissor UWB (COSTA et al., 2023)

drivers de linha para que sinais com altos níveis energéticos sejam enviados (ADHYARU, 2007a). Os receptores UWB são classificados como coerentes ou não coerentes. Através do design de receptores coerentes, é possível atingir melhores performances, só que com muito mais complexidade, como, por exemplo, ao lidar com o timing de sincronização (HARSHA; MAHALAKSHMI, 2016). Os receptores coerentes possuem uma imunidade menor a ruído e são mais custosos, mas permitem esquemas de modulações mais complexos. A menor complexidade e menor custo dos receptores não coerentes são características atrativas, mas há casos em que apenas o coerente vai entregar a performance desejada. O receptor não coerente pode ser acompanhado pela Figura 10.

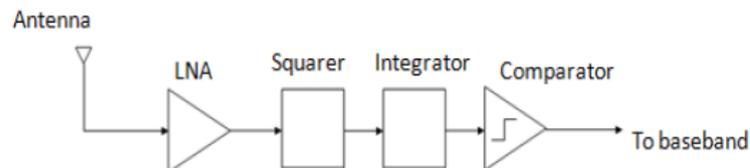


Figura 10 – Topologia Receptor UWB Não-Coerente (HARSHA; MAHALAKSHMI, 2016)

Nesse caso de receptor, visto na Figura 10, o sinal da antena é enviado ao LNA, onde ocorre a amplificação. Tal sinal, é então enviado ao squarer, responsável pela conversão do sinal RF em sinal DC, que é integrado e comparado com uma referência para a obtenção da saída. Portanto, se trata de uma arquitetura mais digital, na qual o receptor é composto em sua maior parte por circuitos de chaveamento, sem a necessidade de filtros, DAC ou osciladores locais, e o mesmo funciona em uma banda designada de 3 a 5 GHz, possuindo baixa potência e baixo custo.

Similarmente, o receptor observado na Figura 11, também funciona de 3 a 5 GHz (GAO; ZHENG; HENG, 2008b), possuindo apenas alguns componentes diferentes do observado na Figura 10, incluindo filtro passa-baixa e o amplificador com ganho programável

(do Inglês: *variable gain amplifier* ou VGA), de forma que o sinal resultante seja convertido para digital em um ADC. A abordagem também trata um o receptor não coerente, tal como o elucidado na Figura 12.

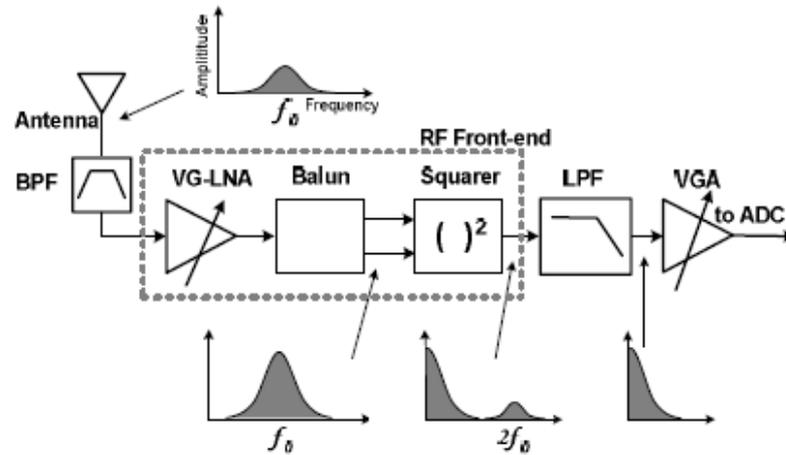


Figura 11 – Topologia Receptor IR UWB Não Coerente (GAO; ZHENG; HENG, 2008b)

Essa estrutura de receptor, trata o pulso recebido pelo gerador de pulsos UWB, como uma aproximação do pulso Gaussiano modulado por uma portadora (GAO; ZHENG; HENG, 2008b), sendo expressado como:

$$S_{tx} = A \cdot e^{-\pi(\frac{t}{\tau})} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t), \quad (2.7)$$

Na qual f_c é a frequência da portadora, A é a amplitude do pulso, τ é o período do mesmo. O LNA aumenta a força do sinal e sua amplitude (GAO; ZHENG; HENG, 2008b). Após a passagem pelo squarer, o sinal é descrito por:

$$S_{rx} = k \cdot [A_1 \cdot e^{-\pi(\frac{t}{\tau})} \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t)]^2 = \frac{k \cdot A_1^2}{2} \cdot e^{-2\pi(\frac{t}{\tau})} + \frac{k \cdot A_1^2}{2} \cdot e^{-2\pi(\frac{t}{\tau})} \cdot \cos(4\pi \cdot f_c \cdot t). \quad (2.8)$$

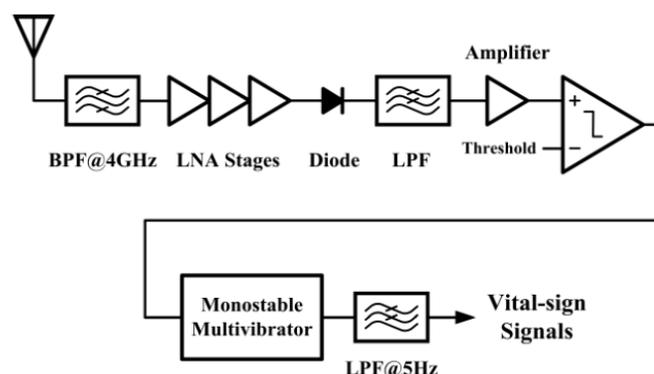


Figura 12 – Topologia Receptor IR UWB Não Coerente (LYU; WANG; BABAKHANI, 2020)

O receptor UWB pode ser trabalhado de diferentes formas, o que afeta o desempenho, custo, área e complexidade. Um exemplo de receptor coerente, configurado pela presença dos misturadores de frequência (do inglês: Mixers), como é observado na Figura 13.

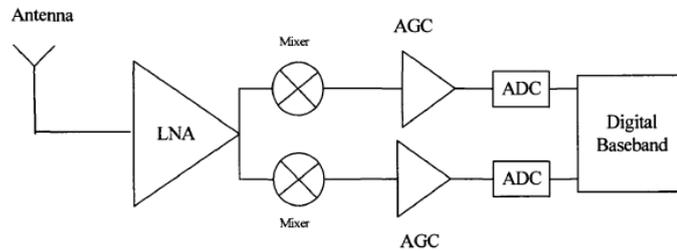


Figura 13 – Topologia Receptor UWB Coerente (ADHYARU, 2007a)

O receptor, no geral, reconstrói o sinal transmitido de forma a enviar para utilizá-lo da maneira desejada, realizando o envio para outras plataformas, favorecendo o monitoramento dos dados transmitidos, gerando alarmes. Seu desempenho pode ser mensurado pela área ocupada, taxa de dados, frequências centrais, delay, sensibilidade e consumo de potência.

2.4 LNAs

2.4.1 Figuras de Mérito

As figuras de mérito são formas de avaliar o desempenho do LNA ou diferentes blocos projetos, e no caso do LNA, os critérios mais importantes são os vistos a seguir.

2.4.1.1 Figura de Ruído

Em um projeto de receptor, o LNA é um dos componentes mais críticos, devido o fato de a figura de ruído do LNA acarretar em um grande impacto na figura de ruído do sistema, sendo necessário, também, um alto ganho (RAZAVI, 2011), considerando que o LNA é o primeiro bloco do receptor, em um circuito com vários estágios conectados em cascata. O fator de ruído pode ser calculado pela fórmula de Friis:

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (2.9)$$

A figura de ruído é, então, calculada utilizando a Equação 2.10.

$$NF = 10 \log_{10}(F). \quad (2.10)$$

Onde F_n é o fator de ruído do estágio referenciado, e G é o ganho do estágio. O fator de ruído em amplificadores de baixo ruído indica uma relação sinal-ruído entre a entrada e a saída, determinado pela Equação 2.11.

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}}. \quad (2.11)$$

Há, então, um mínimo valor de NF alcançável, caso a impedância no source do LNA seja igual a impedância ótima de ruído. Tratando o LNA como um circuito de 2 portas, visto em Figura 14, qualquer fonte de ruído pode ser transferida de volta para a sua entrada e ser representada pelo modelo de 2 fontes de ruídos principais. Tais fontes são v_n e i_n , representando o ruído gerado pela fonte de tensão na entrada e o ruído gerado pela corrente de entrada, respectivamente (SABZI., s.d.).

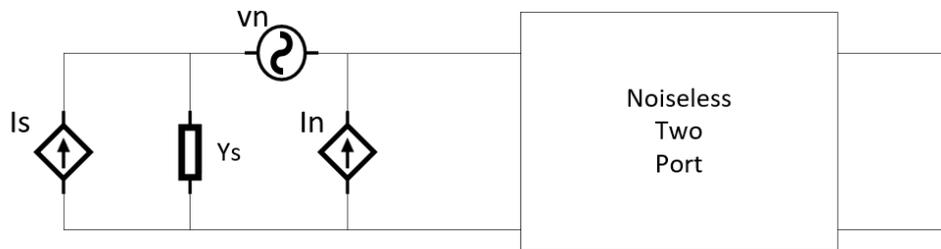


Figura 14 – Modelo Ruído para Circuito Duas Portas.

Logo, se o amplificador é alimentado por uma fonte de corrente modelada a partir de uma fonte de corrente ideal associada com sua admitância de saída equivalente $Y_s = G_s + jB_s$, a corrente de entrada do amplificador, tratado como uma rede de 2 portas sem ruído, é calculada de acordo com Equação 2.12.

$$i_i = I_s \cdot \frac{Y_{in}}{Y_{in} + Y_s} + I_n \cdot \frac{Y_{in}}{Y_{in} + Y_s} + v_n \cdot Y_s \cdot \frac{Y_{in}}{Y_{in} + Y_s}. \quad (2.12)$$

Sendo que, Y_{in} representa o valor da admitância vista na entrada da rede de 2 portas. O fator de ruído para uma rede de 2 portas, é calculado de acordo com Equação 2.13.

$$F = \frac{\overline{i_i^2}}{\overline{i_i^2}|_{i_n=0, v_n=0}} = 1 + \frac{\overline{(I_n + Y_s \cdot v_n)^2}}{I_s^2}. \quad (2.13)$$

A variável i_n é dividida em duas partes, a parte correlacionada a variável v_n , por uma admitância de correlação, formando $i_c = v_n \cdot Y_c$, e a parte não correlacionada, i_u . Considera-se, $\overline{v_u^2} = 4kTR_n\Delta_f$ e $\overline{i_u^2} = 4kTG_u\Delta_f$ (RAZAVI, 2011), (SABZI., s.d.), onde k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura, R_n é resistência equivalente de ruído ($1/G_n$), G_u é a condutância não correlacionada do modelo de ruído e Δ_f é o range de frequência. Desenvolvendo a Equação 2.13, têm-se:

$$F = 1 + \frac{G_n}{G_s} + |Y_c + Y_s|^2 \cdot \frac{R_n}{G_s} = F_{min} + |Y_c + Y_s|^2 \cdot \frac{R_n}{G_s}. \quad (2.14)$$

Logo, deriva-se F em relação a admitância da fonte Y_s para encontrar a admitância ótima na qual obtém-se o mínimo valor para F , sendo $B_{opt} = -Bc$ e $G_{opt} = \sqrt{\frac{G_u}{R_n} + G_c^2}$. Portanto, o valor de F_{min} é descrito como:

$$F = 1 + 2G_c \cdot R_n + 2 \cdot \sqrt{R_n \cdot G_u + (R_n \cdot G_c)^2}. \quad (2.15)$$

Por conseguinte, o fator de ruído também pode ser representado utilizando os coeficientes de reflexão, de acordo com Equação 2.16 (SABZI., s.d.):

$$F = F_{min} + \frac{4R_n Y_0 |\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) \cdot |1 + \Gamma_{opt}|^2}. \quad (2.16)$$

Finalmente, o ruído do LNA também pode ser representado pela carta de Smith, na qual, apontam-se ruídos constantes posicionado para impedâncias de cargas de determinadas figuras de ruído, em função da frequência. A equação básica é descrita por Equação 2.17, sendo $N = \frac{F - F_{min}}{4R_n Y_0} \cdot |1 + \Gamma_{opt}|$:

$$|\Gamma_s - \frac{\Gamma_s}{N+1}| = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N+1}. \quad (2.17)$$

Conclui-se que, no design de um LNA, a figura de ruído deve ser a mais baixa possível para que não agregue em mais NF quando houver um cascadeamento de estágios e a impedância na fonte deve ser otimizada, por exemplo, com o uso da carta de Smith. Entretanto, deve-se achar o ponto de trade-off entre outras especificações (ganho, matching, linearidade) e o NF.

2.4.1.2 Linearidade

A linearidade de um amplificador traduz o comportamento do mesmo, onde, espera-se que o sinal de saída varie em proporção direta ao sinal aplicado na entrada em toda a sua largura de banda. Portanto, o amplificador deve conseguir promover ganhos sem que ocorra a distorção do sinal, e no geral, costuma ser mensurada pelo critério P1dB ou pelo critério referente ao ponto de interceptação de terceira ordem (IIP3). O critério do P1dB é um fator que determina uma indicação de potência, na qual o ganho do amplificador decresce 1 dB do seu ganho constante na região linear, diz-se que possuindo o valor do ponto IIP3, é possível subtrair aproximadamente 10 dB para atingir um valor aproximado de P1dB.

O ponto IIP3, é medido adicionando 2 tons de entrada (frequências distintas) no amplificador, observando, então, o espectro da saída. Os sinais amplificados serão encon-

trados na saída, e adicionalmente, seus produtos harmônicos. Portanto, tal efeito, gera na saída componentes de frequências resultantes da intermodulação de terceira ordem. Essas frequências são $2\omega_1 \pm \omega_2$ e $2\omega_2 \pm \omega_1$. Observa-se os efeitos de intermodulação através da Figura 15.

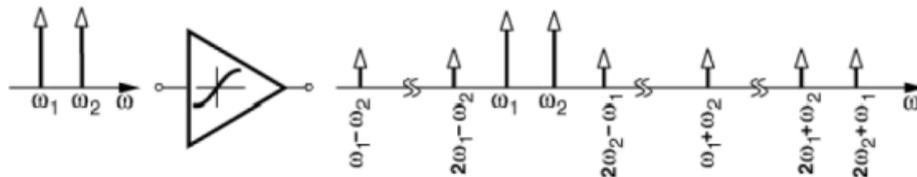


Figura 15 – Efeito de Intermodulação
(RAZAVI, 2011)

Os efeitos de intermodulação resultam em frequências que distorcem o sinal, o ponto em que a curva real começa a se afastar da curva da ideal de 1 dB é chamado de ponto de compressão de 1 dB. Esse ponto costuma ser representado no eixo da potência de entrada como IP_{1dB} e no eixo da potência de saída como OP_{1dB} , como elucidado pela Figura 16, onde também é possível acompanhar a interceptação em 3ª ordem pelo efeito de intermodulação.

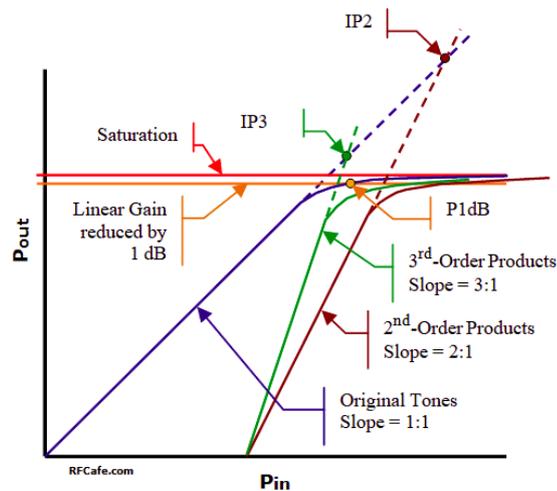


Figura 16 – Curvas Intermodulação (BLATTENBERGER, s.d.)

De acordo com Razavi (RAZAVI, 2011), para determinar o IIP3, equacionam-se as amplitudes IM:

$$A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4 |a_1|}{3 |a_3|}}. \quad (2.18)$$

Na qual, a_1 e a_3 são variáveis de amplitude relacionadas ao ganho de ordem 1, do sinal de interesse e de ordem 3, dos harmônicos gerados. Essas variáveis se originam da aproximação por série de Taylor para sistemas não lineares:

$$Y(t) = a_1.x(t) + a_2.x^2(t) + a_3.x^3(t) + a_4.x^4(t)... + a_n.x^n(t). \quad (2.19)$$

2.4.1.3 Parâmetros S

Primeiramente, os parâmetros S serão detalhados levando em conta um circuito qualquer 2 portas e linear, como o observado em Figura 17, possuindo impedância da fonte e impedância de carga.

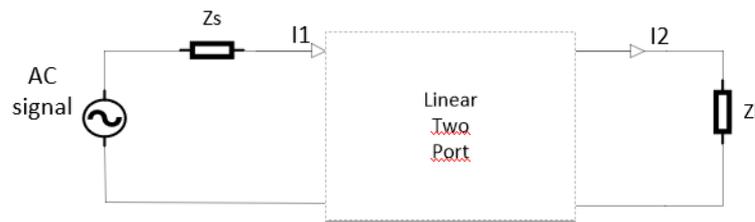


Figura 17 – Circuito de 2 Portas Linear.

Os parâmetros S ou parâmetros de espalhamento, são utilizados vastamente no campo RF, ainda mais durante a caracterização de um circuito n-portas linear. Tais parâmetros são descritos linearmente, para uma rede de 2 portas, da seguinte maneira:

$$b_1 = S_{11}.a_1 + S_{12}.a_2, \quad (2.20)$$

$$b_2 = S_{21}.a_1 + S_{22}.a_2. \quad (2.21)$$

Onde, b_1 , b_2 , a_1 e a_2 representam ondas originadas de sinais elétricos de tensão, que se afastam da saída do circuito (b_1 , b_2) ou se aproximam da entrada do mesmo (a_1 , a_2). Além disso, os parâmetros de espalhamento S_{11} , S_{22} , S_{21} e S_{12} , traduzem o casamento de impedância na entrada, o casamento de impedância na saída, o ganho de potência, e a isolamento do sinal da saída para a entrada, respectivamente. Esses parâmetros podem ser encontrados de acordo com as seguintes equações:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, a_2 = 0, \quad (2.22)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, b_1 = 0, \quad (2.23)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, a_2 = 0, \quad (2.24)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, a_1 = 0, \quad (2.25)$$

Ademais, as variáveis b_1 , b_2 , a_1 e a_2 , também podem ser relacionadas por tensões e correntes na porta, V_1 e V_2 , I_1 e I_2 , respectivamente, que são observados na Figura 17. Além de incluir uma impedância de referência Z_0 , sendo que cada porta pode haver a mesma impedância de referência ou não (ADHYARU, 2007b). Portanto, desenvolvendo as variáveis, é possível encontrar as seguintes equações:

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}}, \quad (2.26)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}}, \quad (2.27)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}}, \quad (2.28)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}}. \quad (2.29)$$

Portanto, o cálculo direto dos parâmetros S, desenvolve-se da seguinte maneira (ADHYARU, 2007b):

$$|S_{11}|^2 = \frac{Power_{reflected-input}}{Power_{incident-input}}, \quad (2.30)$$

$$|S_{22}|^2 = \frac{Power_{reflected-input}}{Power_{incident-output}}, \quad (2.31)$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{Power_{delivered-load}}{Power_{available-source}}, \quad (2.32)$$

$$|S_{12}|^2 = Power_{reverse-gain}, [(Z_0 load - source)]. \quad (2.33)$$

2.4.1.4 Ganho

Um fator muito importante, como apontado anteriormente, é o ganho do amplificador de baixo ruído, que deve ser o mais alto possível, gerando o mínimo de distorção no sinal. O ganho é afetado pelo transistor de RF e pela rede de casamento na entrada do circuito. Considerando os coeficientes de reflexão do sinal na entrada e na saída como índices de casamento S_{11} e S_{22} , respectivamente, é fundamental que haja um bom casamento entre a entrada do amplificador e a fonte de sinal, de forma que não haja perdas severas por reflexão do sinal. O casamento da rede de saída não é necessário quando há estágios seguintes, como o misturador de frequências, pois a impedância de entrada seria alta. Entretanto, ao mirar uma caracterização do bloco, na qual ocorrerão medições por instrumentos externos ao chip, requisita-se a presença de uma rede de casamento na saída do LNA também.

Ao tratar o LNA como uma rede de duas portas, tem-se que o coeficiente de reflexão na porta de entrada é:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_2} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \Gamma_{load}}{(1 - S_{22} \cdot \Gamma_{load})}, \quad (2.34)$$

ademais, o coeficiente de reflexão na porta de saída é tratado como:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \Gamma_{source}}{(1 - S_{11} \cdot \Gamma_{source})}, \quad (2.35)$$

onde, os coeficientes de reflexão, na carga Γ_{load} , e na fonte Γ_{source} , podem ser calculados com as seguintes equações, respectivamente (LEE, 2004). Considerando que Z_0 seria a impedância de referência:

$$\Gamma_{load} = \frac{Z_{source} - Z_0}{Z_{source} + Z_0} \quad (2.36)$$

$$\Gamma_{source} = \frac{Z_{load} - Z_0}{Z_{load} + Z_0} \quad (2.37)$$

Logo, o ganho de tensão é descrito por:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{S_{21} \cdot (1 - \Gamma_{load})}{(1 - S_{22} \cdot \Gamma_{load})(1 + \Gamma_{in})}. \quad (2.38)$$

O casamento é realizado quando, os coeficientes de reflexão na entrada e na saída, são iguais ao complexo conjugado dos coeficientes refletidos na fonte e na carga, respectivamente. Tal condição, ocorre quando há a máxima transferência de potência (RAZAVI, 2011), e o ganho possui máxima eficiência.

2.4.1.5 Estabilidade

A estabilidade é um critério que deve ser medido de acordo com o alcance em frequência. A instabilidade pode acarretar em oscilações caóticas, sem amplitudes ou frequências fixas, afetando o ganho e a suavidade do circuito. A constante Kf é calculada de acordo com a Equação 2.39, e precisa resultar em um valor acima de 1 para que seja considerado incondicionalmente estável (AL., 2019).

$$Kf = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} * S_{21}|}, \quad (2.39)$$

onde $\Delta = S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}$. Além disso, a constante de estabilidade $B1f$ pode ser calculada de acordo com a Equação 2.40, e precisa que o valor resultante seja abaixo de 1 para que atinga uma condição de incondicionalmente estável (AL., 2019).

$$B1f = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2. \quad (2.40)$$

2.4.2 Mecanismos de Extensão de Banda e Topologias

O LNA pode seguir diversas topologias, de acordo com o método proposto para acomodar uma banda larga de operação em frequência, em conjunto com o casamento de impedância, de 50Ω , na entrada e na saída. As topologias diferenciais para o LNA agregam em maior ganho, maior estabilidade, um bom PSRR, maior banda de operação, menor figura de ruído, devido a inclusão de arquiteturas emissor comum em cascata (common source cascode) diferencial com degeneração no emissor. Também, em projetos de LNA UWB, utilizam-se de cargas indutivas para promover melhor performance no ruído de saída e diminuir a degradação do ganho em altas frequências (ADSUL; BODHE, 2011), além da conexão de um capacitor em série com a malha de realimentação para evitar que a tensão de saída interfira na polarização do circuito. Os LNAs single-ended também podem ser utilizados no sistema UWB, entretanto, as desvantagens principais são observadas acerca da corrente nos transistores, onde na topologia single-ended, possui valor do dobro da corrente da topologia diferencial, ainda, a frequência de transito, sendo uma figura de mérito que mensura o ganho de corrente do transistor de acordo com uma capacitância parasita no gate, na topologia diferencial é menor, causando diminuição da figura de ruído (ADSUL; BODHE, 2011).

Deve-se considerar, que receptores na qual o LNA é construído para ressoar em uma frequência específica, operando em banda estreita, utiliza de circuitos LC tanque para prover o alto ganho na frequência destinada, o que não pode ser utilizado em um LNA UWB, pelo fato de não promover um ganho plano em toda banda de frequência utilizada, causando grandes atenuações no sinal. Consequentemente, cargas resistivas, *shunt peaking* e *series peaking*, são técnicas utilizadas para permitir bandas de operação em frequência maiores (ADSUL; BODHE, 2011) em modelos de pequenos sinais, geralmente ao dispor um resistor de carga em série com um indutor, onde mais corrente é utilizada por um longo período, para carregar a capacitância na carga.

Topologias direcionadas a modelos fonte-comum, podem ser utilizadas mirando o design de LNAs UWB, desde que seja feito o uso das redes de casamento necessárias. Entretanto, a topologia fonte-comum prejudica o ganho e a figura de ruído, que pode ser solucionado com a degeneração de fonte-comum para diminuir significativamente o NF (SINGH, V.; ARYA; KUMAR, 2018). Observa-se na Figura 18, um simples LNA cascode com degeneração indutiva no emissor, utilizado em banda estreita, sendo que os indutores L_s e L_g , reduz a figura de ruído e casa a impedância de entrada, respectivamente.

Além do mais, configurações do tipo emissor-comum (do Inglês: *Common-Emitter* ou CE) e porta-comum (do Inglês: *Common-Gate* ou CG) podem ser utilizadas no primeiro estágio, sendo o modo emissor-comum não tão usual em LNAs UWB. Já a configuração porta-comum é uma das formas mais comuns, atualmente, de se projetar LNAs UWB, tais estruturas promovem casamento em toda a banda de frequência desejada, boa isolamento

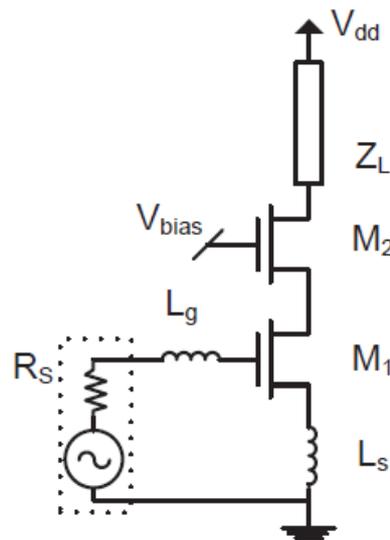


Figura 18 – LNA Banda Estreita (KHAVARI; MAFINEZHAD; NEJAD, 2018)

reversa e ótima linearidade e performance em relação ao ruído. Embora, o ganho planar em toda a banda de frequência é difícil de ser alcançado com apenas um estágio (DEHRIZI; HADDADNIA, 2011), e existe um trade-off entre o casamento na entrada e o alto ganho na configuração CG.

De forma a tornar o LNA operante em banda ultralarga, é possível, também, aplicar os circuitos explicitados em Figura 19, sendo que a aplicação de uma rede multisessão LC para casamento de impedâncias, que pode seguir a topologia demonstrada em Figura 20, contendo impedâncias com diferentes características e comprimentos elétricos, sendo capazes de providenciar uma entrada banda larga (ANDREI; JAMES, 2012).

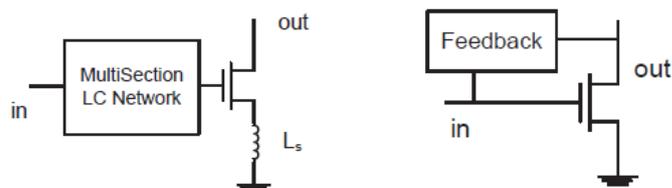


Figura 19 – Métodos para Conversão de Banda Estreita em Banda Ultralarga (ANDREI; JAMES, 2012)

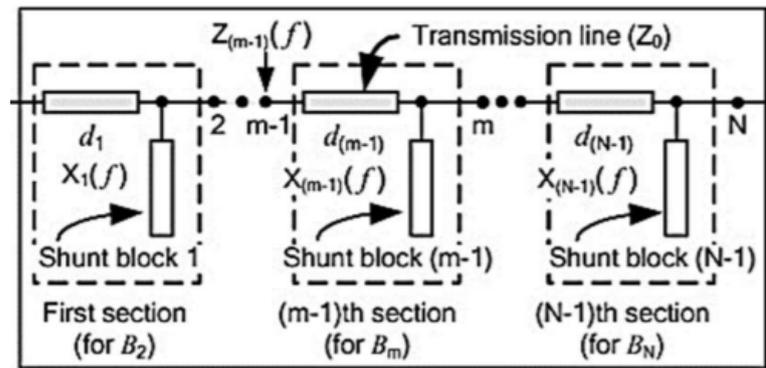


Figura 20 – Rede Multissessão LC (ANDREI; JAMES, 2012)

Ademais, a rede de realimentação, pode ser tanto indutiva, quanto capacitiva, ou até mesmo capacitiva-resistiva (capacitor e resistor em paralelo) (KHAVARI; MAFINEZHAD; NEJAD, 2018), sendo que a realimentação fornece maior banda de operação e maior estabilidade, especialmente em altas frequências.

2.4.2.1 Realimentação Resistiva e Realimentação Capacitiva-Resistiva

Um dos esquemáticos possíveis para o LNA-UWB é o apresentado em Figura 21, que se trata de uma topologia cascode, que possui duas redes de realimentação capazes de casar o circuito em ampla largura de banda com menos indução na entrada, degradando menos a figura de ruído do LNA devido ao baixo fator de qualidade do indutor em chip, além de um terceiro estágio de ganho e um buffer de saída. Na entrada, o indutor L_g é responsável por realizar o casamento.

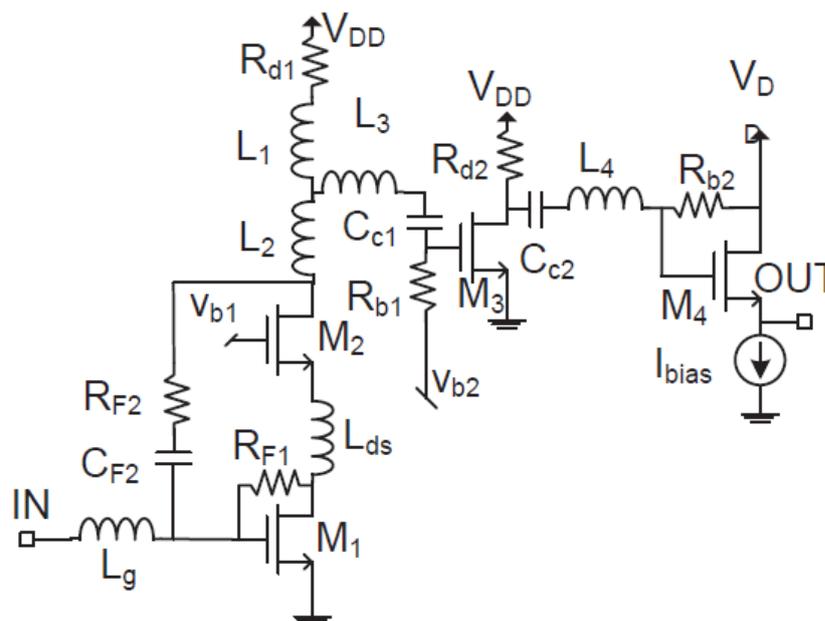


Figura 21 – Esquemático LNA UWB (ANDREI; JAMES, 2012)

A realimentação capacitiva-resistiva pode agrupar os componentes em série ou em paralelo. Logo, a realimentação em paralelo segue o mesmo propósito de obter uma banda de frequência mais ampla com um bom casamento e reduzir significativamente a figura de ruído. A rede é responsável por suprimir ruídos em altas frequências (HE et al., 2010).

2.4.2.2 Amplificador Distribuído

Os LNAs designados como amplificadores distribuídos (do Inglês: Distributed Amplifier ou DA) já foram massivamente utilizados em projetos UWB, devido a alta absorção de capacitâncias parasitas do transistor e formação de linhas de transmissão (KHOSRAVI et al., 2020), alcançando uma boa performance banda larga nos quesitos linearidade (IIP3 ou P1dB), casamento, mas com um grande custo de área, alto NF, alta potência e ganho relativamente baixo em relação à potência de operação gasta. Uma espécie de LNA DA, diferencial e com 4 estágios, pode ser observado na Figura 22.

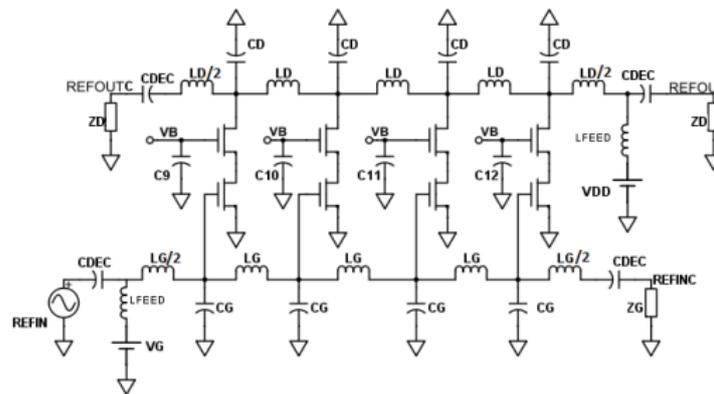


Figura 22 – Esquemático LNA UWB - Amplificador Distribuído (PICCINNI et al., 2016)

2.4.2.3 Rede de Filtros Passa-Banda

Uma das técnicas utilizadas anteriormente em diferentes projetos, consiste na utilização de filtros LC, Butterworth, Chebyshev, Notch, no design de LNAs para aplicação em baixa potência. Tais métodos podem resultar em um bom casamento na entrada em banda larga e um bom NF (SINGH, V.; ARYA; KUMAR, 2018). Contudo, o NF sobe rapidamente em altas frequências, além de ser necessário um bom número de indutores com alto fator de qualidade no nó de entrada, dificultando a fabricação em menores áreas. Ainda, é possível que o uso de filtros passivos diminuam a performance do LNA devido a perdas indutivas. Acompanha-se, na Figura 23, uma topologia de LNA que faz uso de uma configuração emissor-comum com filtro LC na entrada, e uma das vantagens é a possibilidade de incorporar componentes parasitas na rede de casamento, exceto pelo capacitor de realimentação, que mescla a técnica de realimentação capacitiva para ampliar a banda de operação.

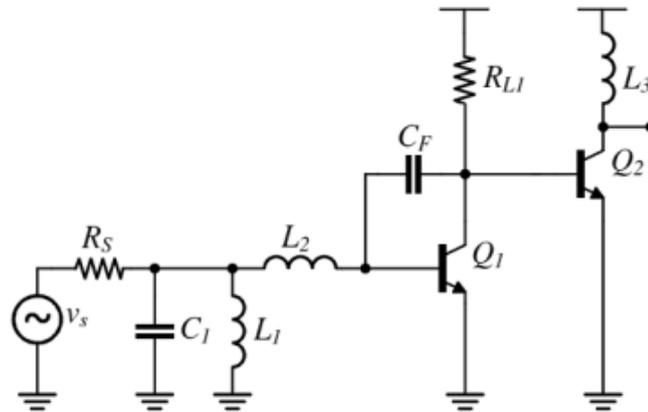


Figura 23 – Esquemático LNA UWB - LC Ladder (WESTSTRATE; SINHA, 2009)

Além disso, observa-se um LNA configuração fonte-comum, com um filtro passivo na entrada, na Figura 24, a fim de que a reatância total seja ressoada por uma banda mais ampla, contendo, também, uma capacitância C_p , em paralelo com a capacitância parasita entre o drain e o source do transistor M_1 , através dessa capacitância em paralelo, é possível controlar a capacitância parasita com o objetivo do circuito obter uma melhor performance.

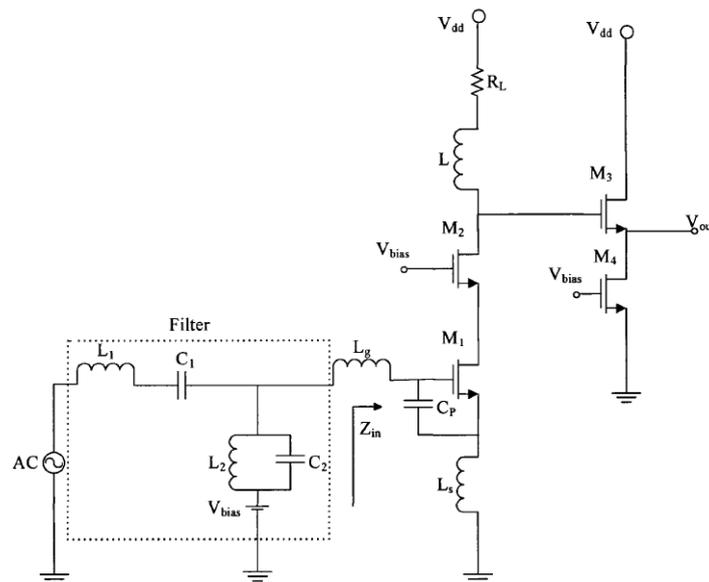


Figura 24 – Esquemático LNA UWB - Filter Passa-Banda(ADHYARU, 2007b)

A aplicação de filtros, pode ocorrer até mesmo entre diferentes estágios, por exemplo, na Figura 25, percebe-se que é utilizado um estágio de entrada common-gate acoplado com um estágio current-reuse, que faz a utilização da corrente do próprio estágio anterior, amplificando o ganho, além de um filtro entre o segundo e o terceiro estágio. O filtro notch, nesse caso, tem a função de rejeitar a frequência de 5.5 GHz, realizando uma breve atenuação

durante o espectro de frequência de 5 a 6 GHz, que se diz ser o espectro onde ocorrem mais interferências causadas por outros protocolos. Portanto, a aplicação dos filtros varia com a funcionalidade do circuito.

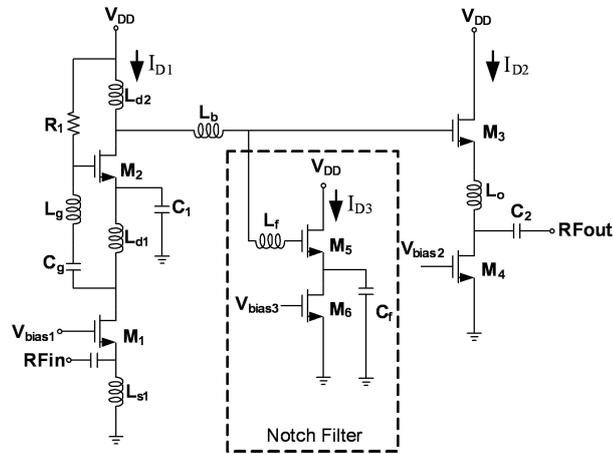


Figura 25 – Esquemático LNA UWB - Filtro Notch (HSU; DU; CHIU, 2012)

2.4.2.4 Polarização FBB

O LNA pode conter estágios cascode que utilizam polarização FBB (do inglês: *forward body bias*), prática que consiste em conectar o substrato (*bulk*) em nós de tensão separados para cada transistor, de forma a reduzir a tensão de alimentação e potência consumida do circuito, considerando o efeito de corpo causado, também diminuindo a tensão de limiar necessária para polarização dos transistores, como no esquemático demonstrado na Figura 26.

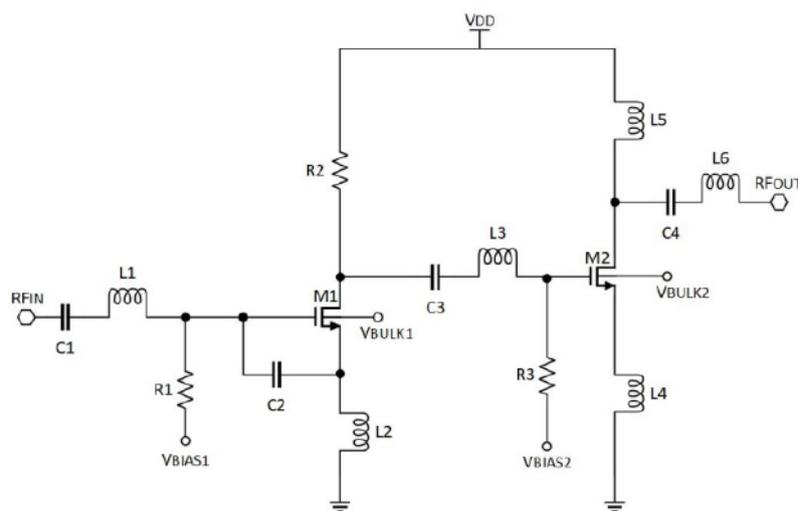


Figura 26 – Esquemático LNA UWB FBB (HALIM et al., 2020)

De acordo com a Figura 26, os capacitores $C1$, $C4$ são capacitores de acoplamento. $L1$, $L2$ e $C3$ são conjunto do circuito para casamento de impedância na entrada do LNA para

50 Ω . O capacitor $C2$ serve para aprimorar o casamento na entrada do circuito como um todo. $L2$ é um indutor para degeneração do emissor de forma a conseguir boa linearidade e redução de ruído, como já constatado. Um valor alto de transcondutância gm pode ser obtido, caso a largura do transistor $M1$ não seja muito pequena. Entretanto, caso o valor de gm seja pequeno, ocorre deturpação da largura de banda alcançada (HALIM et al., 2020). Contudo, a medida que a largura do transistor $M1$ é aumentada, também, aumenta-se a capacitância parasita presente, limitando a largura de banda. Logo, utiliza-se o indutor $L3$ para estender a largura de banda. No segundo estágio, a partir do transistor $M2$, o indutor $L5$ age como indutor de carga para compensar o ganho, já que o mesmo diminui significativamente no meio da banda (HALIM et al., 2020), o $L4$ é um indutor de degeneração do emissor para o segundo estágio, enquanto $L5$ e $C5$ ressoam para ceder um ganho mais plano em frequência. Por fim, o indutor $L6$ funciona como parte da rede de casamento de impedância para a saída.

2.4.2.5 Gm Boosting

A topologia gm boost, analisada na Figura 27, refere-se a uma técnica, que consiste na implementação de uma primeira configuração CG, seguida por uma configuração CS, de tal forma que, através de uma mesma corrente de polarização do estágio CG, o circuito atinga maiores transcondutâncias, diminuindo a potência total consumida, a figura de ruído, e também, a variação da figura de ruído drasticamente, durante toda a banda da frequência de operação UWB.

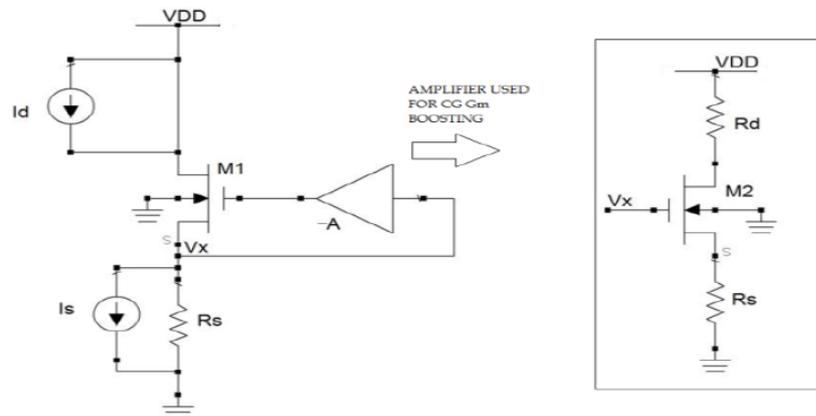


Figura 27 – Esquemático LNA UWB - Gm Impulsionado ou gm Boosted (SANKAR; MALLESHWARI; MAHAMUNI, 2018)

Portanto, entre o terminal gate e source, um ganho A invertido é inserido, por consequência, resulta-se uma transcondutância efetiva g_{efc} , calculada de acordo com a Equação 2.41 (VO, 2010):

$$g_{m_{eff}} = g_{m_1} \cdot (1 + A), \quad (2.41)$$

ainda, em um casamento perfeito, onde $gm_{eff} = 1/R_s$, a transcondutância gm_1 pode ser representada como (VO, 2010):

$$gm_1 = \frac{1}{R_s(1 + A)}, \quad (2.42)$$

além do mais, o fator ruído, pode ser calculado de acordo com a Equação a seguir (VO, 2010):

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha(1 + A)}. \quad (2.43)$$

2.4.2.6 Cancelamento de Ruído

O cancelamento de ruído se trata de uma técnica aplicada à LNAs-UWB projetados na configuração CG, com a finalidade de reduzir ainda mais a figura de ruído. Acompanha-se um exemplo na Figura 28.

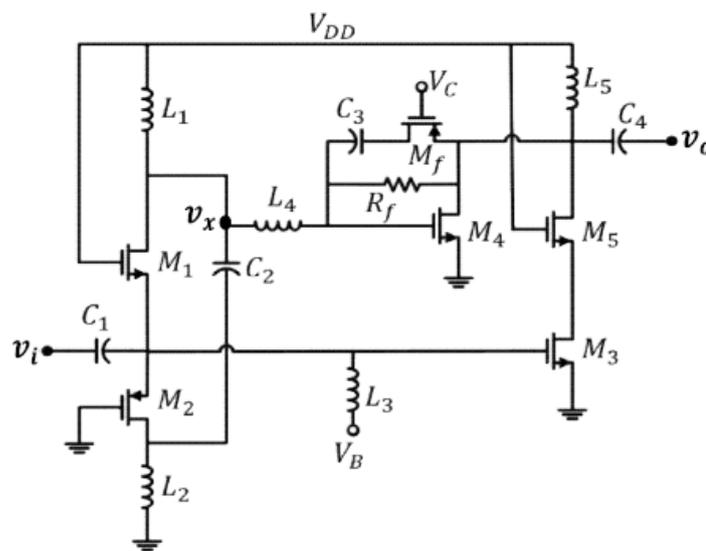


Figura 28 – Esquemático LNA UWB - Cancelamento de Ruído (KHOSRAVI et al., 2020)

Primeiramente, a configuração CG observada (transistores M1 e M2), reduz o consumo de potência e cria uma rede de casamento no range de frequência desejado. A configuração CS é adicionada como segundo estágio, incluindo uma realimentação resistiva e circuito de ganho variável, para promover maiores ganhos. O capacitor C2 cancela o ruído no transistor M1, mas a ausência de uma rede de casamentos apropriada, corrobora em um cancelamento não tão eficiente, necessitando, então, da estrutura de cancelamento de ruído formada pelos transistores M3 e M5. Por fim, os indutores estendem a banda de operação (KHOSRAVI et al., 2020).

2.4.2.7 Reutilização de Corrente

A topologia de reutilização de corrente (do Inglês: *Current-Reuse*) agrega um baixo NF e um alto ganho, além de um baixo consumo de potência, já que o seu principal mecanismo é a utilização da corrente de algum estágio antecedente. Portanto, não é uma técnica que possa ser utilizada unicamente, de forma a realizar o design de um LNA, mas sim como complementação. Ademais, como observado anteriormente, é uma técnica recorrente em diferentes configurações de LNA, seja o estágio antecedente CG ou CS. A topologia pode ser acompanhada na Figura 29.

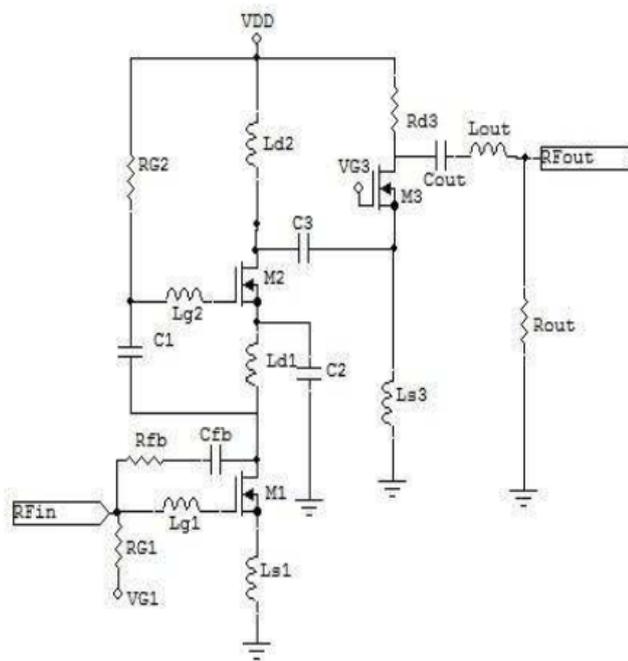


Figura 29 – Esquemático LNA UWB - Reuso de Corrente (YOUSEF; JIA; POKHAREL; ALLAM; RAGAB; YOSHIDA, 2011)

2.5 Avaliação das Topologias de LNA Estudadas

Há, então, diversas topologias que já foram propostas para o design de LNAs UWB cumprindo especificações convenientes. As topologias common-source podem ser utilizadas em combinação com as redes de casamento apropriadas (como por exemplo na entrada), porém, degrada o ganho e a figura de ruído (SINGH, V.; ARYA; KUMAR, 2018), sendo que a utilização da degeneração no source por indutor, pode diminuir significativamente o NF.

Ainda, topologias que acomplam filtros são comuns, como Chebyshev, Butterworth (SLIMANE; TRABELSI; SI MOUSSA, 2011), Notch, filtros LC em geral, são estruturas vistas para operar em baixa potência, que permitem um bom casamento na entrada e um bom desempenho acerca do NF. Contudo, o NF pode subir rapidamente em altas frequências (SLIMANE; TRABELSI; SI MOUSSA, 2011), considerando que tais topologias demandam

mais área ainda, devido aos altos fatores de qualidade Q dos indutores presentes. Ademais, tais topologias podem prejudicar a performance considerando as possíveis perdas indutivas. Outrossim, a topologia amplificadores distribuídos em projetos UWB, podem absorver a capacitância parasita dos transistores e transformar em linhas de transmissão, alcançando uma banda larga de operação, e uma boa performance ao custo de uma área bem maior, maior NF e um médio a um alto consumo de potência (KHOSRAVI et al., 2020).

As configurações mais comuns atualmente são as baseadas em common-gate, já que é mais fácil realizar o casamento de impedância em toda a banda de operação, além de possuir isolamento reversa suficiente, uma alta linearidade e uma boa performance na figura ruído. Entretanto, é difícil alcançar um ganho alto e planar com apenas um estágio (DEHRIZI; HADDADNIA, 2011). A técnica gm-boosting pode ser utilizada para reduzir ainda mais o NF e subir a transcondutância em uma configuração CG (SANKAR; MALLESHWARI; MAHAMUNI, 2018). Ainda, a configuração CS com realimentação resistiva ou resistiva-capacitiva (PAN et al., 2018a),(YOUSEF; JIA; POKHAREL; ALLAM; RAGAB; KANAYA, 2014), possui diversas vantagens em relação a amplificação em banda larga, promovendo uma alta estabilidade, bom casamento, ganho e linearidade suficientes, mas facilmente podem apresentar problemas de alto consumo de potência e o ganho não tão planar, apresentando ondulações, devido ao resistor de realimentação (SINGH, J.; PANDEY, 2015). Logo, estágios como o current-reuse, podem diminuir o NF, aumentar o ganho consideravelmente, sem gastar muito mais potência (LI et al., 2019). Além de técnicas como o cancelamento de ruído, com o objetivo de reduzir o NF, que podem ser aplicadas a diversos tipos de configurações diferentes.

No seguinte capítulo, apresentará a topologia escolhida, incluindo a função de cada componente projetado.

3 Metodologia

3.1 Materiais e Ferramentas

As ferramentas computacionais utilizadas no projeto se resumem ao softwares Cadence Virtuoso para criação dos esquemáticos de topo do chip, incluindo o esquemático do LNA, além de todas as simulações referentes a sua caracterização. O Calibre foi utilizado com a finalidade de realizar as verificações DRC e LVS. Star RC para extração de parasitas. Além disso, utilizou-se do software Altium para criação da pcb de testes do receptor. Este projeto utilizou a tecnologia CMOS, no design dos circuito de rádio frequência e nos circuitos analógicos, e foi fabricado pelo nó 180 *nm* UMC.

3.2 Requisitos do Sistema

Define-se duas características para o sistema proposto:

- [CA01] A arquitetura deve ser capaz de realizar a amplificação do sinal sem atribuir um ruído considerável.
- [CA02] A topologia do LNA deve incluir o controle de ganho variável.
- [CA03] A arquitetura do receptor é não coerente.

Quanto aos requisitos funcionais, temos:

- [RF01] O sistema deve operar a uma tensão de 1.8V.
- [RF02] O módulo de recepção deve operar em uma faixa de frequência de 3 GHz a 6 GHz.
- [RF03] Os transistores devem operar em inversão forte, isso devido ao consumo de corrente de cada transistor ($I_{ds} > 1 \text{ mA}$).
- [RF04] O LNA deve fornecer um ganho de no mínimo 11 dB a 18 dB.
- [RF05] O LNA deve possuir uma baixa dissipação de potência, menor que 10 mA (sem Buffer).
- [RF06] O LNA deve possuir uma figura de ruído de no máximo 6 dB.
- [RF07] O LNA deve incluir um buffer para caracterização externa, além de um bom casamento na entrada e saída.

Quanto aos requisitos não funcionais, têm-se que:

- [RNF01] O sistema deve conter simulações de *Corners*, simulações DC, parâmetros S.
- [RNF02] O sistema deve conter verificações completas de DRC e LVS, relacionadas ao Layout do bloco.
- [RNF03] O sistema deve conter simulações de Pós-Layout.
- [RNF04] O sistema deve conter simulações relacionados ao cascadeamento de 2 LNAs fabricados.

3.3 Metodologia Geral

A cadeia de metodologias de projeto de circuitos integrados, consiste em dois grandes métodos. A reconhecida como Bottom-Up, e a Top-Down. Cada uma possui seus prós e contras, mas a tendência é que a Top-Down sobreescreva completamente a Bottom-Up, a ponto de sua extinção, com o passar do tempo. Os motivos são detalhados nessa seção, explicando o por quê da escolha da metodologia Top-Down ([COSTA, 2021](#)).

3.3.1 Bottom-Up

Diversas empresas de chips já utilizaram ela antes de migrarem para a Top-Down, e muitas ainda a utilizam. O método consiste na divisão do chip em vários blocos, onde cada projetista trabalha em cima de um determinado número de blocos individualmente. As simulações são realizadas individualmente, comprovado o funcionamento, os projetistas juntam os blocos em um projeto final e simulam o todo.

Em projetos de pequena escala, a metodologia é eficiente. Entretanto, em larga escala, segundo Kundert ([ZINKE; KUNDERT, 2004](#)), os problemas começam a aparecer. Problemas devido ao grande número de blocos sendo simulados a nível de transistores, o que deixa o projeto muito denso e leva aos seguintes contras:

- Quando os blocos são combinados, a simulação se torna lenta, de difícil verificação. A quantidade de verificações costumam ser reduzidas, a fim de serem computacionalmente realizadas.
- Em projetos complexos, o nível de arquitetura provê grande impacto na performance, no custo e na funcionalidade. O contra é, que na metodologia em questão, há pouca exploração em níveis de arquitetura, por isso tais melhorias acabam sendo deixadas de lado.

- Qualquer problema, erro, encontrado quando é feita a junção dos blocos gera custos altos, pois deve-se refazer o projeto dos blocos.
- A comunicação entre os projetistas não é tão eficaz nesse tipo de projeto, onde o profissional fica designado a um bloco e não tem um acesso constante ao resto do circuito. Para que os blocos funcionem quando ocorrido a junção, é necessário que os projetistas estejam em constante contato entre si. As falhas de comunicação podem acarretar na necessidade de adquirir mais componentes para os protótipos.
- Diversos passos importantes e custosos devem ser processados, cumpridos. O que acaba gerando atrasos na entrega final, isso devido as fases de simulação já exigirem bastante do tempo de projeto.

Como explicado, o maior problema é que a densidade dos blocos a nível de transistor exige grande esforço computacional. Esse esforço acaba limitando o número de simulações feitas para achar os problemas no circuito. Além da comunicação ineficaz, que traz problemas na junção final de todos os blocos. Consequentemente, os erros são encontrados depois de uma ou mais levas de chips já terem sido produzidas, o que é bem custoso em um projeto desse nível de complexidade.

3.3.2 Top-Down

A metodologia Top-Down exige que os projetistas se comuniquem mais entre si e tenham acesso a todo o trabalho do chip, não apenas a um bloco. Dessa forma, o engenheiro projeta seu bloco a nível de transistores e simula com o restante dos blocos, geralmente em Verilog-A ou Verilog-AMS. Nenhuma das duas linguagens realiza síntese de circuito, mas permitem a verificação de funcionalidade. A principal diferença entre ambas é a velocidade do AMS, permitindo também simulações mistas com blocos digitais e analógicos. Ainda assim, são ferramentas extremamente semelhantes em eficiência. A metodologia Top-Down acaba tratando os problemas encontrados pela Bottom-Up. De acordo com Kundert ([ZINKE; KUNDERT, 2004](#)), o método age eliminando problemas de descontinuidade, melhorando a verificação de erros, melhorando a efetividade do design, reorganizando os desafios de projeto, tornando-os mais paralelos e eliminando dependências, além de reduzir a necessidade de uma simulação final com o projeto todo a nível de transistor e eliminar a necessidade de reprojeto de chips.

A metodologia top-down foi utilizada no projeto com o objetivo de extrair as especificações de cada bloco. O *project leader* realizou as simulações de topo no início do projeto, utilizando a linguagem de descrição de hardware Verilog-AMS, e de acordo com as formas de onda resultantes, extraiu-se as especificações mínimas. As mesmas simulações são aplicadas posteriormente, substituindo o circuito Verilog-AMS ou Verilog-A pelo circuito a nível de CMOS.

3.4 Metodologia de Verificação

Apesar de receptores UWB, na maioria das vezes, serem fabricados de 3.1 GHz a 10.6 GHz, existem outras possibilidades referentes as bandas, um exemplo é o receptor fabricado pela Qorvo (QORVO, 2017), na qual os módulos são customizados em diferentes bandas, como 6 GHz a 8 GHz ou de 3.5 GHz a 6.5 GHz. A caracterização do LNA, em sua banda de frequência RF, definida de 3 GHz a 6 GHz, ocorre através da verificação dos parâmetros ganho S21, potência, linearidade, figura de ruído, casamento na entrada S11, casamento na saída S22, a isolação reversa S12 e a área consumida. O processo de verificação dos resultados segue o fluxograma na Figura 30.

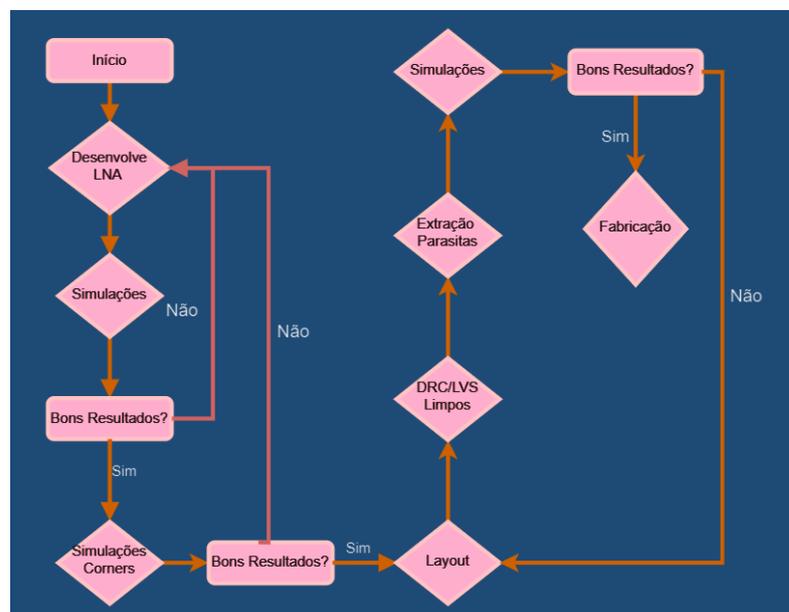


Figura 30 – Fluxograma de Projeto

Como apontado pelo fluxograma anterior, primeiramente, o dimensionamento do LNA é realizado, através de cálculos ou graficamente pela metodologia gm/Id (FIORELLI; PERALIAS; SILVEIRA, 2012). Uma possibilidade de design, é projetar o LNA para uma frequência central específica e, então, combinar com a metodologia gm/Id, utilizando recursos de extensão de banda mostrados anteriormente, de forma a chegar nos valores ótimos para os componentes.

Sequencialmente, os parâmetros de avaliação mencionados, são simulados para que se obtenha uma noção de funcionamento. Caso o funcionamento seja o esperado, são conduzidas as simulações de *Corners* para verificação em condições extremas de temperatura e tensão de alimentação, o que costuma alterar alguns parâmetros. Logo, ao finalizar a parte do design, inicia-se o layout do bloco, na qual tanto o DRC e o LVS devem permanecer sem erros para a fabricação final. Além disso, realiza-se a extração de parasitas com o objetivo de substituir a vista de esquemático no testbench produzido para a condução dos testes, que é padronizado em uma vista de config, no Virtuoso. Dessa forma, é possível comparar os

resultados esperados de design com o resultante após o layout do bloco. Com a comparação realizada dos resultados pós-layout, é possível ter uma noção das mudanças necessárias, como por exemplo, em quais setores do layout deve-se reduzir a resistência ou capacitância parasita para que os resultados fiquem mais próximos do circuito projetado.

Neste projeto, também, realiza-se a caracterização do LNA cascadeado para operar em certas aplicações com maior ganho. Na placa do receptor, não faz diferença a área consumida, pois a principal função será embarcar algum sistema para controle e monitoramento dos dados médicos gerados e transmitidos pela cadeia de transmissão, posteriormente. Já extrapolando que para essa função, a área consumida seria maior que a permitida em fabricação, já que a área do chip em si é bem restrita no projeto.

Simulações mistas foram realizadas em uma metodologia top-down, de forma a obter precisamente as especificações do sistema. A simulação em PSS é a mais utilizada para o LNA e enxerga o circuito como um quadrípolo, entregando os parâmetros de espalhamento S , que relaciona a potência incidida nas portas da rede com a potência refletida. É um parâmetro importantíssimo em estudos de altas frequências. Afinal, em frequências elevadas as indutâncias e capacitâncias parasitas, associadas aos curtos e abertos, devem ser anulados com o auxílio de tocos de sintonia nas portas, os tocos devem ser ajustados em cada frequência e o dispositivo tende a oscilar, anulando a validade das medidas e, por assim dizer, os parâmetros mais utilizados como Z (Impedâncias). Os parâmetros S acabam sendo muito utilizados devido a capacidade de caracterizar os dispositivos em faixas de frequências.

Logo, considerando a tabela a seguir, sobre as características do nó 180 nm UMC, essencial para os cálculos de projeto de LNA, tem-se a [Tabela 2](#):

Tabela 2 – Especificações Tecnologia 0.18 UMC

Parâmetro	NMOS	Unidade
Lmin	0.18	μm
tox	4.2	nm
Cox	8.22	$f \frac{F}{\mu m^2}$
K	258.19	$\mu \frac{A}{V^2}$

3.5 Projeto do Amplificador de Baixo Ruído UWB em CMOS

De forma a finalizar o modelo em esquemático, realiza-se alguns cálculos de projeto, de forma a definir valores iniciais, que possam ser testados em simulação. Ocorrem possíveis alterações nos valores finais para que se obtenham ótimos resultados nas figuras de mérito essenciais para um bom funcionamento do LNA no módulo receptor da tag designada. As especificações comuns de figuras de méritos utilizadas em projetos de LNA, na tecnologia

0.18 μ m, operando em UWB, encontram-se inseridas na Tabela 3. As especificações precisas desse projeto foram detalhadas anteriormente nos requisitos e objetivos específicos.

Tabela 3 – Especificações para LNA's UWB

Especificações	Valor	Unidade
Tecnologia	0.18	μ m
Tensão de Alimentação	1.8	V
Faixa de Operação	3.1 - 10.6	GHz
Potência Dissipada	5 - 30	mW
Figura de Ruído	2 - 6	dB
Ganho	10 - 20	dB
P1dB	-10 a -20	dBm

Seguindo as informações providas pela Tabela 3, considera-se também que a respeito do casamento na entrada S_{11} e do casamento na saída S_{22} , devem ser menores que -9 dB (LIAO; LIU, 2007) para que o amplificador seja funcional, a isolamento reversa S_{12} deve ser < -30 dB. A topologia utilizada para o design do LNA foi a CS com realimentação resistiva-capacitiva e um segundo estágio de reuso de corrente, além disso, acompanha um buffer de saída para caracterização externa do bloco. A topologia é acompanhada na Figura 31. Uma versão do esquemático em software com os dummies utilizados em layout pode ser acompanhada na seção Apêndice. A, na Figura 71.

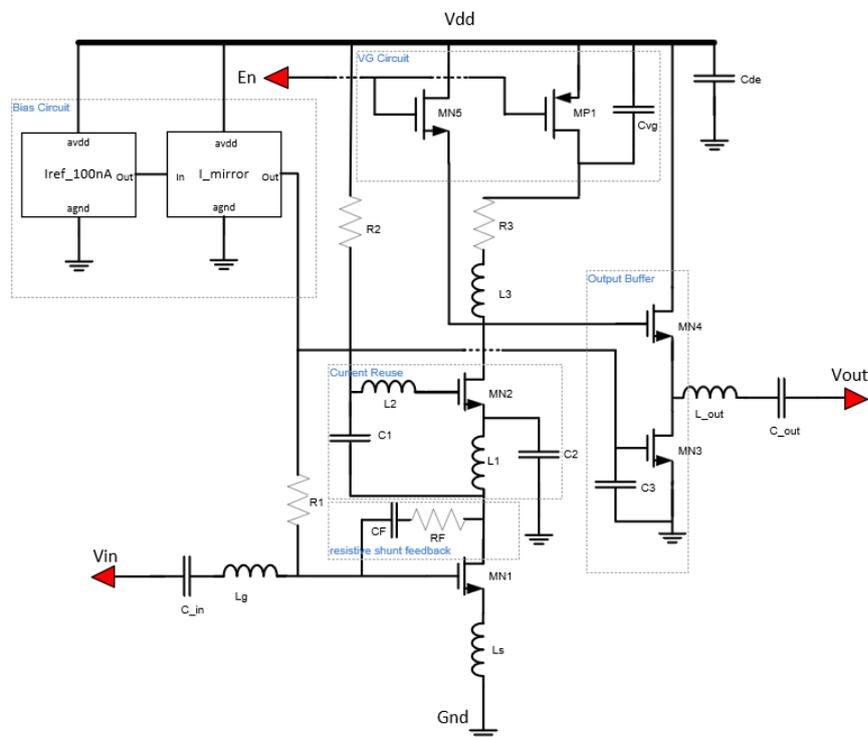


Figura 31 – LNA com Realimentação Resistiva/Capacitiva, Reuso de Corrente e Ganho Controlável.

O funcionamento do circuito depende de certas variáveis, gm_1 , gm_2 , C_{gs1} , C_{gs2} , que são as transcondutâncias dos transistores MN1 e MN2, e as capacitâncias parasitas

entre o gate e o source de MN1 e MN2, respectivamente. O indutor degenerativo L_s possui a função de diminuir a figura de ruído do LNA no geral e aumentar o ganho, em junção com os componentes de realimentação RF e CF, são utilizados para estender a banda de operação do circuito e realizar um casamento na entrada. O indutor L_1 e o capacitor C_2 formam um filtro passa baixa que promove ganho em baixas frequências e aumenta a isolação entre os transistores principais MN1 e MN2. Além disso, o componente L_1 barra o vazamento do sinal para o ground virtual, sendo um caminho de alta impedância, levando o sinal para o gate do transistor MN2. O indutor L_2 promove um ganho em alta frequência. Já o indutor L_3 e o resistor R_3 geram um ganho amplo total, sendo que o resistor R_3 pode reduzir o fator de qualidade do indutor L_3 , gerando um ganho planar no meio da banda de frequência (LI et al., 2019). Adicionalmente, os resistores R_1 e R_2 são grandes o suficiente para bloquear a passagem do sinal RF nesses ramos.

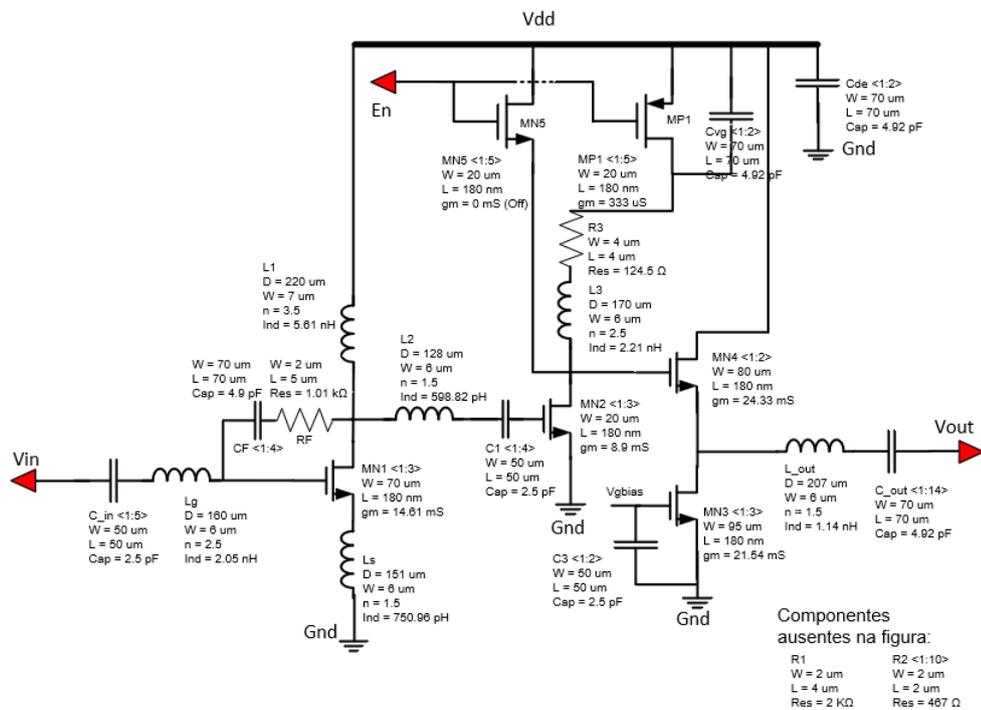


Figura 32 – LNA UWB com Realimentação Resistiva/Capacitiva, Reuso de Corrente e Ganho Controlável - Modelo AC Simplificado

O entendimento do circuito pode ser aprimorado, através de Figura 32. É possível observar um virtual ground no source do transistor MN2, já que o capacitor C_2 realiza um curto no modelo AC. Portanto, a nova visualização do circuito permite um equacionamento mais eficiente das impedâncias de entrada e de saída do circuito. Os circuitos responsáveis apenas pela polarização foram abstraídos nessa simplificação na Figura 32. Considerando que o sinal recebido pela antena de RF é pequeno, o LNA deve garantir um bom ganho ao sinal e submeter, no sistema, a menor quantidade de ruído possível. O LNA precisa ter um bom desempenho, principalmente, por ser o primeiro bloco do receptor e o que mais influencia em toda a figura de ruído da cadeia de recepção, de acordo com a fórmula de Friss

apresentada na Equação 2.9.

3.5.1 Polarização

A polarização do LNA ocorre através de uma fonte de corrente de 100 nA . Tal corrente percorre o caminho por um espelho de corrente inserido na entrada do circuito, como demonstra a Figura 31. A corrente necessária para a polarização do LNA é de $19.04\text{ }\mu\text{A}$, logo, a corrente de 100 nA é amplificada através de 2 espelhos de corrente, em sequência. A equação é dada por:

$$\frac{I_{ds_o}}{I_{ds_{ref}}} = \frac{(W_o/L_o)}{(W_{ref}/L_{ref})}, \quad (3.1)$$

sendo que, I_{ds_o} referente ao transistor de saída do espelho e $I_{ds_{ref}}$, corrente do transistor de referência, que será copiada. Tal relação é possível, pois as tensões Gate-Source (V_{gs}), dos transistores envolvidos pelo espelho de corrente, são iguais. Portanto, para que a corrente aumente de 100 nA para $19.04\text{ }\mu\text{A}$, a razão W/L do transistor do bloco I_{mirror} para o transistor de referência deve ser 190.4 vezes maior, sendo que o L dos transistores é fixado em $0.18\text{ }\mu\text{m}$.

Logo, foram necessários 2 ramos de espelho de corrente para chegar na razão demandada. Os valores obtidos, foram otimizados no software, o primeiro ramo do espelho aumenta a corrente de 100 nA para $1.474\text{ }\mu\text{A}$, sendo uma razão de aproximadamente 14.74, percorrendo 245 nA em um transistor com multiplicador igual a 6. O segundo ramo de corrente, espelha e aumenta a corrente para $19.04\text{ }\mu\text{A}$, essa corrente é espelhada mais uma vez pela razão do primeiro transistor de estágio de ganho do LNA com a saída do segundo espelho, que pode ser acompanhada na Figura 33. Esse último estágio do espelho fornece a corrente de saturação de 3.76 mA para o primeiro estágio do LNA e para o estágio de reuso de corrente. Todos os transistores possuem W igual a $1\text{ }\mu\text{m}$, alterando apenas o *multiplier*.

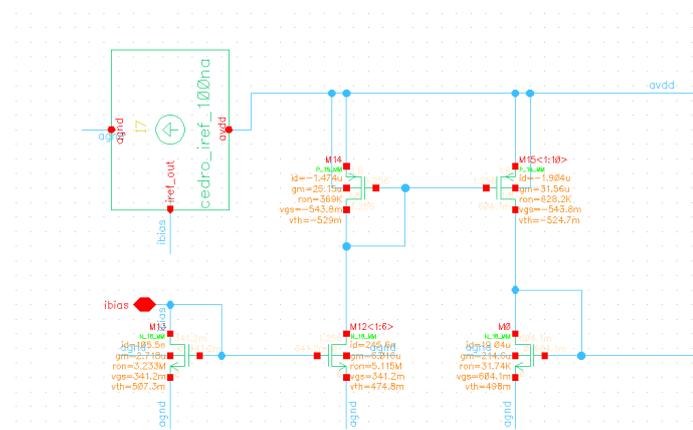


Figura 33 – Espelho de Corrente do LNA.

3.5.2 Modelo de Ruído

A priori, o modelo de ruído do LNA é encontrado para o primeiro estágio da topologia, na qual o indutor degenerativo do source e a malha de realimentação são os que mais contribuem para o ruído, levando em consideração que o estágio de reuso de corrente não possui contribuição relevante (PAN et al., 2018a). O casamento entre potência e o ruído podem ser otimizados ajustando o valor L_s do indutor, o modelo pode ser observado na Figura 34.

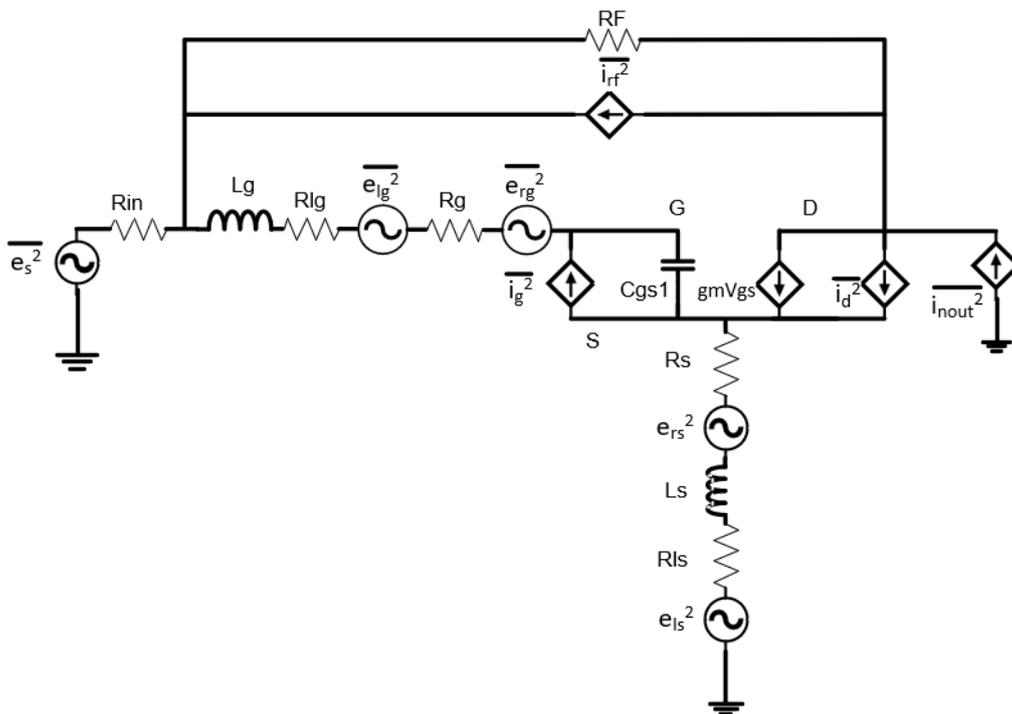


Figura 34 – LNA UWB - Modelo de Ruído.

O fator de ruído é necessário para encontrar o NF total, sendo que $NF = 10 \log_{10}(f)$, f é desenvolvido da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 f = 1 + & \frac{R_g + R_{lg} + R_s + R_{ls}}{R_s} + \frac{\delta \cdot \alpha \cdot \omega^2 \cdot C_{gs1}^2 \cdot R_s}{5gm_1} + \frac{R_f(L_{g1} + L_{s1})C_{gs1}}{R_s(gm_1 \cdot R_f - 1)} + \\
 & + \frac{R_f(L_{g1} + L_{s1})C_{gs1}}{R_s(gm_1 \cdot R_f - 1)} \cdot |s^2 + s \frac{\omega_{o,rfn}}{Qrfn} + \omega_{o,rfn}^2|^2 + \\
 & + \frac{\gamma \cdot gm_1((R_f + R_{s1})(L_{g1} + L_{s1})C_{gs1})^2}{\alpha R_s(gm_1 \cdot R_f - 1)} \cdot |s^2 + s \frac{\omega_{o,dn}}{Qdn} + \omega_{o,dn}^2|^2
 \end{aligned}$$

$$(3.2) \quad f = 1 + \frac{R_g + R_{lg} + R_s + R_{ls}}{R_s} + f_{gn} + f_{rfn} + f_{dn}.$$

Assume-se que f_{gn} , f_{rfn} , f_{dn} são os fatores de ruído originados do gate MN1, do resistor de realimentação e do dreno MN1, respectivamente. Adicionalmente, as constantes α , γ , δ são equivalentes a 0.85, 2.21, 4.1, respectivamente (YOUSEF; JIA; POKHAREL; ALLAM; RAGAB; YOSHIDA, 2011).

Além disso, desenvolvem-se as seguintes equações a respeito das frequências na fonte de ruído e do resistor de realimentação RF e do dreno do componente MN1, e a respeito dos fatores de qualidade, respectivamente:

$$\omega_{o,rfbn} = \sqrt{\frac{1 + gm_1 R_s}{(Lg_1 + Ls_1) \cdot Cgs_1}} \quad (3.3)$$

$$Q_{rfbn} = \frac{1}{R_s \cdot \omega_{t_1} Ls_1} \cdot \sqrt{\frac{1 + gm_1 R_s \cdot (Lg_1 + Ls_1)}{Cgs_1}} \quad (3.4)$$

$$\omega_{dn} = \sqrt{\frac{1}{(Lg_1 + Ls_1) \cdot Cgs_1}} \quad (3.5)$$

$$Q_{dn} = \frac{1}{(R_s // R_{fb}) \cdot \omega_{t_1} Ls_1} \cdot \sqrt{\frac{(Lg_1 + Ls_1)}{Cgs_1}}. \quad (3.6)$$

3.5.3 Pequenos Sinais

O modelo de pequenos sinais do LNA é ilustrado pela Figura 35.

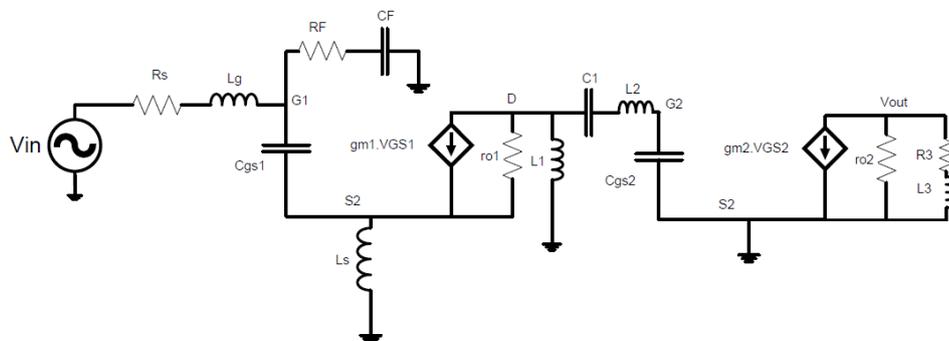


Figura 35 – LNA UWB - Modelo de Pequenos Sinais.

As seguintes aproximações foram realizadas para desenvolver a fórmula final do ganho no primeiro estágio:

$$\frac{V_{out}}{RL} + gm * V_{gs} = \frac{Vg - V_{out}}{Zfb} \quad (3.7)$$

$$(Vg - Vs) * sCgs + gm * V_{gs} = \frac{Vs}{sLs}, \quad (3.8)$$

desenvolvendo Equação 3.7, temos que

$$\frac{V_{out}}{ZL} + \frac{V_{out}}{Zfb} = \frac{Vg}{Zfb} - gm * V_{gs}, \quad (3.9)$$

ao desenvolver a Equação 3.8, conclui-se que:

$$V_{gs} * (gm + s * Cgs) = \frac{Vs}{sLs}, \quad (3.10)$$

Vs pode ser substituído por (Vg - Vgs). Portanto, tem-se:

$$(s * Lsgm + s^2 * LsCgs + 1) * V_{gs} = Vg \quad (3.11)$$

$$\frac{(Zl + Zfb)}{Zl * Zfb} * V_{out} = \frac{Vg}{Zfb} - gm * V_{gs}, \quad (3.12)$$

substituindo Vgs por Vg através da substituição Equação 3.11 na Equação 3.12, obtém-se:

$$\frac{(Zl + Zfb)}{Zl * Zfb} * V_{out} = \frac{Vg}{Zfb} - \frac{gm * Vg}{s * Lsgm + s^2 * LsCgs + 1}, \quad (3.13)$$

logo, a tensão de saída pode ser expressa por:

$$V_{out} = \frac{[(sLsgm + s^2LsCgs + 1) - gm * Zfb] * Zl.Zfb}{Zfb * (sLs.gm + s^2LsCgs + 1) * (Zl + Zfb)} * Vg, \quad (3.14)$$

de forma a encontrar a impedância equivalente vista através de Zf, considera-se a corrente $ix = \frac{Vg}{Zf}$, sendo que $ix = \frac{(Vg - V_{out})}{Zfb}$. Portanto, tem-se que:

$$ix = \frac{Vg}{Zf} = \frac{Vg - V_{out}}{Zfb}, \quad (3.15)$$

substituindo Vout em Equação 3.14, obtém-se:

$$Zf = \frac{(sLsgm + s^2 * LsCgs + 1)(Zl + Zfb)}{gm.Zl + (sLsgm + s^2LsCgs + 1)}, \quad (3.16)$$

considerando que a corrente de entrada de todo o circuito é dado por $I_{in} = V_{in}/Z_{in}$, deriva-se a seguinte Equação 3.17:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_g}{sLg} = \frac{V_g - V_{out}}{Zfb}, \quad (3.17)$$

a corrente de entrada do circuito I_{in} equivale a $I_{in} = i_x + i_{gs}$, sendo i_x a corrente que passaria pela impedância equivalente vista por Z_f e a corrente i_{gs} a que passa pelo capacitor C_{gs} . Portanto, tem-se que:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_g}{sLg} = \frac{V_g}{Z_f} + V_{gs} * sC_{gs}, \quad (3.18)$$

substituindo V_{gs} por V_g , obtido anteriormente na Equação 3.11, tem-se que:

$$\frac{V_{in} - V_g}{sLg} = \frac{V_g}{Z_f} + \frac{V_g \cdot sC_{gs}}{1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm} \quad (3.19)$$

$$\frac{V_{in}}{sLg} = \frac{V_g}{sLg} + \frac{V_g}{Z_f} + \frac{V_g \cdot sC_{gs}}{1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm} \quad (3.20)$$

$$\frac{V_{in}}{sLg} = \frac{(sLg + Z_f) \cdot V_g}{s \cdot Lg \cdot Z_f} + \frac{V_g \cdot sC_{gs}}{1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm} \quad (3.21)$$

$$V_{in} = \frac{(sLg + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s^2 \cdot Lg \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}{Z_f \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm)} * V_g \quad (3.22)$$

É possível substituir V_g em $I_{in} = (V_{in} - V_g)/s \cdot Lg$, resultando em:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - \frac{Z_f \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm)}{(sLg + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s^2 \cdot Lg \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}}{sLg} \quad (3.23)$$

$$\frac{I_{in}}{V_{in}} = \frac{(sLg + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s^2 \cdot Lg \cdot C_{gs} \cdot Z_f) - Z_f \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm)}{(sLg + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s^2 \cdot Lg \cdot C_{gs} \cdot Z_f)} \quad (3.24)$$

$$Z_{in} = \frac{(sLg + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s^2 \cdot Lg \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}{(1 + s^2 \cdot LsC_{gs} + s \cdot Ls \cdot gm) + (s \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}, \quad (3.25)$$

além disso, é possível inserir a Equação 3.14 na Equação 3.22, de forma a substituir o V_g por v_{out} e dessa forma, achar o ganho do primeiro estágio. Logo, obtém-se:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(Z_f \cdot Z_l) \cdot (1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m) - g_m \cdot Z_{fb}}{(Z_l + Z_{fb})[(1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)(Z_f + s \cdot L_g) + s^2 \cdot L_g \cdot C_{gs} \cdot Z_f]}, \quad (3.26)$$

ao substituir Z_f através da Equação 3.16, encontra-se:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m \cdot (Z_{fb} \cdot Z_l) + Z_l(1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)}{[s \cdot L_g \cdot g_m \cdot Z_l + (s \cdot L_g + \frac{1}{Z_l + Z_{fb}}) \cdot (1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)]}. \quad (3.27)$$

Portanto, de forma a resumir as equações mais importantes, têm-se que:

Considerando os componentes na realimentação, a impedância de entrada encontrada é demonstrada pela Equação 3.28:

$$Z_{in}(s) = \frac{(sL_g + Z_f) \cdot (1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m) + (s^2 \cdot L_g \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}{(1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m) + (s \cdot C_{gs} \cdot Z_f)}, \quad (3.28)$$

na qual, Z_f é a impedância equivalente vista pelo nó de entrada da realimentação, definida pela Equação 3.29. Ademais, Z_{fb} é a impedância equivalente da associação em série dos componentes R_f e C_f . Por fim, Z_l é a impedância da carga vista na saída do primeiro estágio, que é definida por $Z_l(s) = (sL_1) / (sL_2 + \frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_{gs2}})$, sendo então, o paralelo do indutor L_1 com a impedância de entrada do segundo estágio.

$$Z_f(s) = \frac{(sL_s g_m + s^2 * L_s C_{gs} + 1)(Z_l + Z_{fb})}{g_m \cdot Z_l + (sL_s g_m + s^2 L_s C_{gs} + 1)}, \quad (3.29)$$

o ganho do primeiro estágio é descrito pela Equação 3.30.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{(Z_f \cdot Z_l) \cdot (1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m) - g_m \cdot Z_{fb}}{(Z_l + Z_{fb})[(1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)(Z_f + s \cdot L_g) + s^2 \cdot L_g \cdot C_{gs} \cdot Z_f]}, \quad (3.30)$$

ao substituir Z_f com o uso da Equação 3.29, o ganho é descrito pela Equação 3.31:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{-g_m \cdot (Z_{fb} \cdot Z_l) + Z_l(1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)}{[s \cdot L_g \cdot g_m \cdot Z_l + (s \cdot L_g + \frac{1}{Z_l + Z_{fb}}) \cdot (1 + s^2 \cdot L_s C_{gs} + s \cdot L_s \cdot g_m)]}, \quad (3.31)$$

o ganho do segundo estágio é descrito pela Equação 3.32.

$$\frac{V_{out_2}}{V_{in_2}}(s) = \frac{-g_{m_2} \cdot (sL_3 + R_3)}{(s^2 C_{gs_2} L_2 + 1)}, \quad (3.32)$$

tendo a equação da impedância de entrada do circuito, é possível estimar o coeficiente S_{11} pela Equação 3.33, derivada das expressões mostradas no capítulo anterior:

$$S_{11}(s) = \frac{Z_{in}(s) - R_o}{Z_{in}(s) + R_o}, \quad (3.33)$$

R_o é uma resistência da linha de transmissão, com valor igual a 50Ω . Ainda, o coeficiente de transmissão direta S_{21} e o ganho $A_v(s)$, são relacionados por $S_{21}(s) = (S_{11} + 1) \cdot A_{v_{total}}(s)$. Portanto, para um match ideal, $S_{11} = 0$, o parâmetro S_{21} , torna-se o próprio ganho de tensão do circuito. Através das equações mostradas, define-se quais parâmetros alterar de forma a alcançar os resultados para funcionamento, a critério de simulação. Uma estratégia que pode ser utilizada para auxiliar no casamento, é a verificação das cartas de Smith relacionadas a entrada e a saída.

3.5.4 Buffer de Saída

Com o objetivo de calcular as dimensões do buffer de saída, foi necessário utilizar os parâmetros vistos na Tabela 2. O transistor MN3 serve para continuar o espelho de corrente (sem a presença do capacitor C3), portanto, a razão W/L , controla a quantidade de corrente no ramo do buffer. Logo, estimou-se inicialmente uma corrente de 5.3 mA. Dessa forma, desejando alcançar um R_{out} de 50Ω , utiliza-se as seguintes equações:

$$R_{out} = \frac{1}{g_{m_4}} \quad (3.34)$$

$$g_{m_4} = \sqrt{2 \cdot I_{d_{mn4}} \cdot K_n \cdot \frac{W_{mn3}}{L_{mn3}}}. \quad (3.35)$$

A corrente final do ramo do buffer, otimizada através do software, resulta em 4.5 mA, o que é bem próximo da corrente inicial estimada. Considerando um W de $95\mu m$ com multiplicador de 3, totalizando $285\mu m$. Logo, o g_m do transistor é de 21.54 mS . A potência total consumida pelo buffer de saída foi de 8.73 mW. Um capacitor foi adicionado entre o gate e o source de forma a melhorar o parâmetro S_{22} .

3.5.5 Simulação de Design

O testbench do circuito é demonstrado na Figura 36, pela qual, retiram-se os resultados relacionados a casamento de impedância, ganho, NF, p1dB, e figuras de mérito relacionadas a estabilidade, que são os critérios fundamentais de funcionamento para o LNA deste projeto.

A simulação do LNA em função da frequência foi realizado aplicando um sinal single-ended na entrada, possuindo $\pm 1\text{ mV}$ e 1 MHz . Os primeiros parâmetros observados,

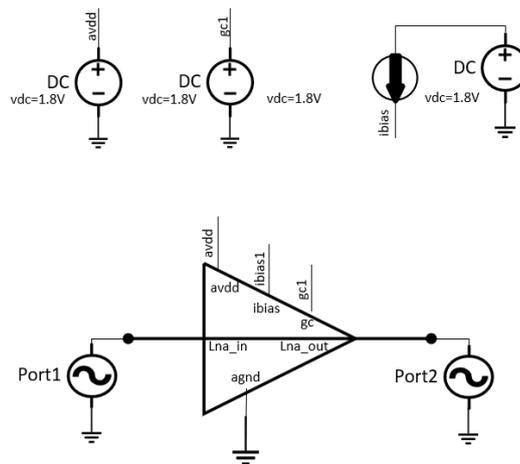


Figura 36 – Testbench do LNA.

foram os relacionados ao casamento na entrada e na saída, o S11 e o S22, respectivamente. Tais parâmetros são demonstrados na figura 37.

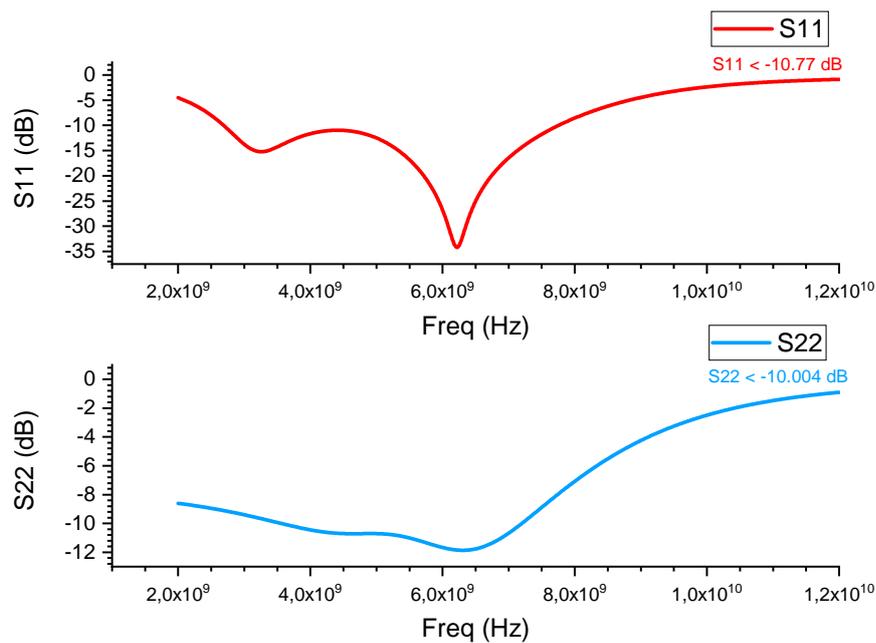


Figura 37 – Simulações de Design LNA - Parâmetro S11 e S22.

o parâmetro S11 possui um valor abaixo de -10.77 dB em toda a largura de banda (3 GHz a 6 GHz), atingindo -33.82 dB em seu vale mais acentuado, e o S22 é visto abaixo -10.004 dB, atingindo o menor valor de -12.27 dB. Tanto o S11 e o S22 são menores que -10 dB, logo foi possível alcançar um bom casamento nas frequências desejadas (ZHAO, 2016).

Além disso, o parâmetro S12, relacionado a isolamento reversa entre a saída e a entrada do circuito, tal como o parâmetro S21, relacionado ao ganho, foram mensurados e podem ser observados na Figura 38. A transmissão reversa S12, possui um valor abaixo de -48.77

dB, que é uma faixa suficiente. Ainda, o ganho S_{21} varia de 15.26 dB em 3 GHz, até 15.18 dB em 6 GHz, considerando seu valor de pico 18.655 dB em 4.6 GHz. Ademais, o valor é acima de 10 dB em 7.3 GHz, e então começa a cair rapidamente.

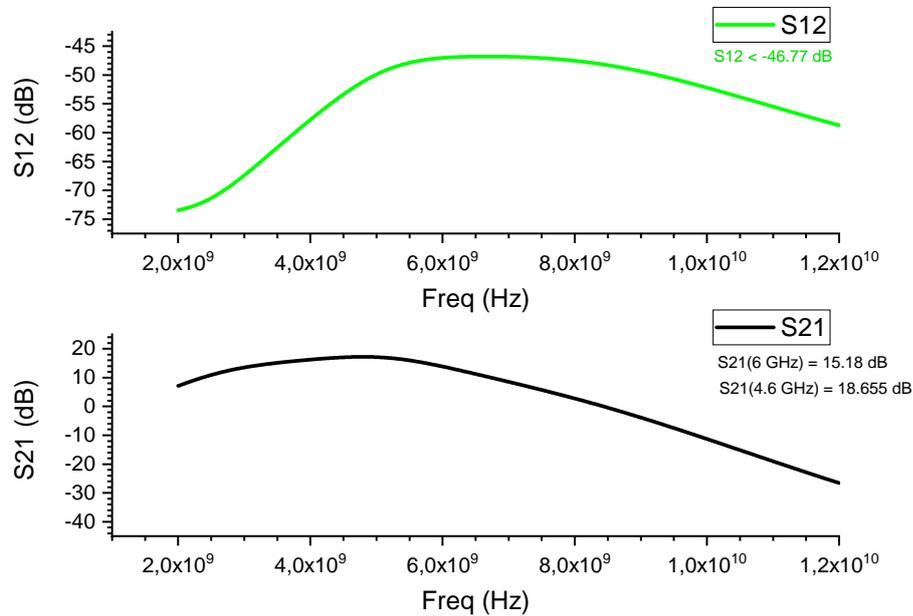


Figura 38 – Simulações de Design LNA - Parâmetros S_{12} e S_{21} .

A respeito da figura de ruído, a simulação pode ser vista na Figura 39. O NF possui um valor de 3.024 dB em 3 GHz, 4.22 dB em 6GHz e 4.72 dB em 6.5 GHz, levando em consideração que é aproximadamente 5 dB em 7 GHz. Após isso, o valor cresce rapidamente.

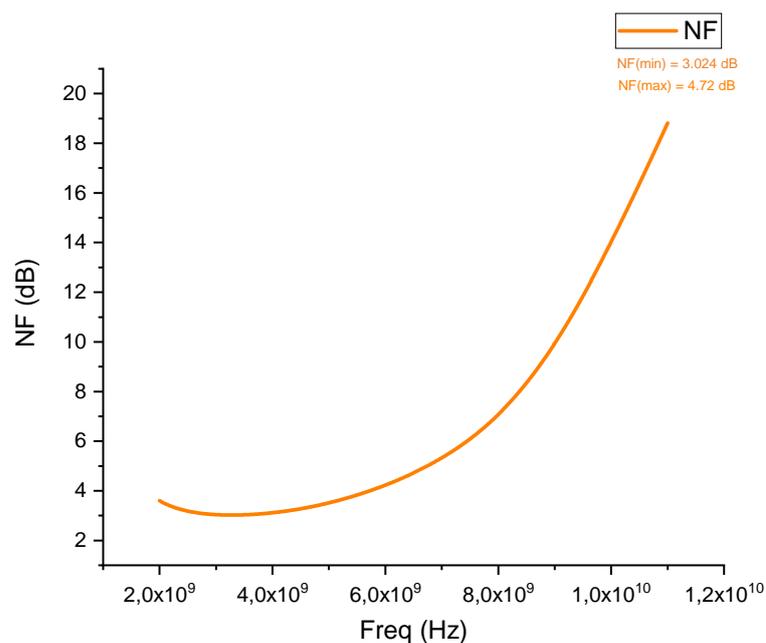


Figura 39 – Simulações de Design LNA - Parâmetro Figura de Ruído.

Em relação a estabilidade do circuito, no alcance de frequência operacional, que normalmente é bem amplo no padrão UWB, mede-se a constante de estabilidade Kf , que é calculada de acordo com a Equação 2.39, e para atingir estabilidade incondicional, precisa possuir valor acima de 1 (AL., 2019). Além do mais, a constante de estabilidade $B1f$ é calculada de acordo com a Equação 2.40, e de forma a atingir a estabilidade incondicional, precisa possuir valor abaixo de 1 (AL., 2019). As constantes observadas em simulações de design são demonstradas na Figura 40. O valor mais baixo obtido para Kf na frequência operacional foi de 17.498 em 5.37 GHz, enquanto o valor mais alto obtido $B1F$ foi de 0.998 em 4.45 GHz

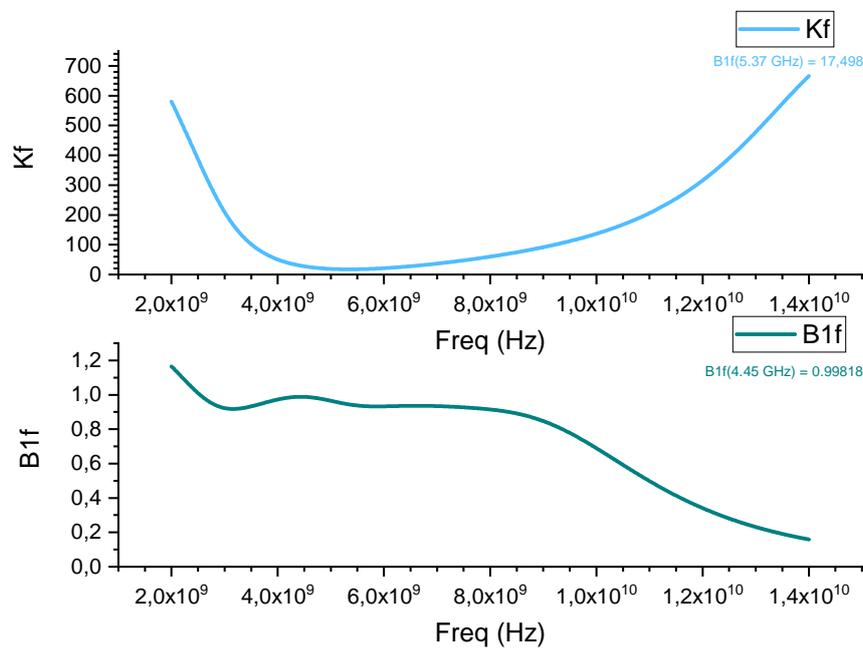


Figura 40 – Simulações de Design LNA - Parâmetros B1F e KF.

O critério p1db foi analisado, de forma a conferir a linearidade do circuito. O valor obtido durante o design foi de -19.78 dBm, que é suficiente para a topologia selecionada, além de que o buffer de saída consome 8.3 mW, considerando que o primeiro estágio com o estágio de reuso de corrente consomem 6.7 mW. Portanto, a potência total do LNA é de 15 mW.

Os dados obtidos através de simulação para o LNA podem ser acompanhados pela Tabela 4:

Tabela 4 – Design LNA UWB

Parâmetro	Valor	Unidade
Tecnologia	0.18	um
Tensão de Alimentação	1.8	V
Faixa de Operação	3 - 6	GHz
Potência Dissipada	6.7	mW
Figura de Ruído	3.024 - 4.22	dB
Ganho de Conversão	18.655	dB
S11	< -10.77	dB
S22	< -10.004	dB
S12	< -48.77	dB
P1db	-19.78	dBm

3.5.6 Simulação de *Corners*

As simulações de *Corners*, foram efetuadas levando em consideração, tanto o pior, quanto o melhor caso. As variáveis incluídas em simulação foram: A temperatura, de 15 °C a 90 °C; O estado que cada componentes inclui em seu modelo SPECTRE, composto pelo estado típico (*flag tt*), em conjunto com as *flags ss* e *ff*, que acarretam em um tempo de resposta muito lento ou muito rápido, respectivamente; A tensão do LDO, responsável pela alimentação do LNA, variando de 1.7V a 1.9V, que não apresentou grandes variações, ao contrário de quando ocorreu a variação da temperatura.

As alterações percebidas nas variáveis principais de *design* podem ser acompanhadas através da [Tabela 6](#). As simulações a respeito do *design*, vistas anteriormente, foram no caso típico (*tt*) em 27 °C e tensão de alimentação padrão.

Tabela 5 – Simulação de *Corners* LNA UWB - Variando a Temperatura

LNA	ss - 27°C	ff- 27°C	ss - 10°C	tt - 10°C	ff - 10°C	ss - 90°C	tt - 90°C	ff - 90°C
Gmax (dB)	14.4	19	15	17.6	19.5	12.3	15.39	16.7
NF (dB)	3.23 - 4.28	3.01 - 4.21	3.18 - 4.3	3.04 - 4.32	3.0 - 4.27	3.37 - 4.49	3.34 - 4.45	3.25 - 4.36
S11 (dB)	< -12.6	< -11.4	< -12	< -10.96	< -10.12	< -12.83	< -11.8	< -12
S22 (dB)	< -9.43	< -8.2	< -9.4	< -10.2	< -8.2	< -9.6	< -11.8	< -9
S12 (dB)	< -47	< -47.5	< -48	< -47.15	< -44	47.145	< -47	< -47
Kf min	34.6	15	29	16.8	15.4	31.4	27.68	18.6
B1f max	0.95	0.96	1.01	0.98	0.95	1.02	0.98	0.97
BW (GHz)	3- 6.8	3-6.2	3 - 6	3 - 6.5	2.5 - 7	3 - 6	3 - 6	2-7

3.5.6.1 Temperatura de 27°C - Componentes em Estado *ss* e *ff*

A variação dos parâmetros fundamentais para o funcionamento do LNA, como estabilidade, casamento de impedância (S11 e S22), ganho (S21), isolamento reversa (S12), é

demonstrada a seguir, em simulações de *Corners*, na Figura 41, e Figura 42, referentes ao estado ss, e ff, respectivamente.

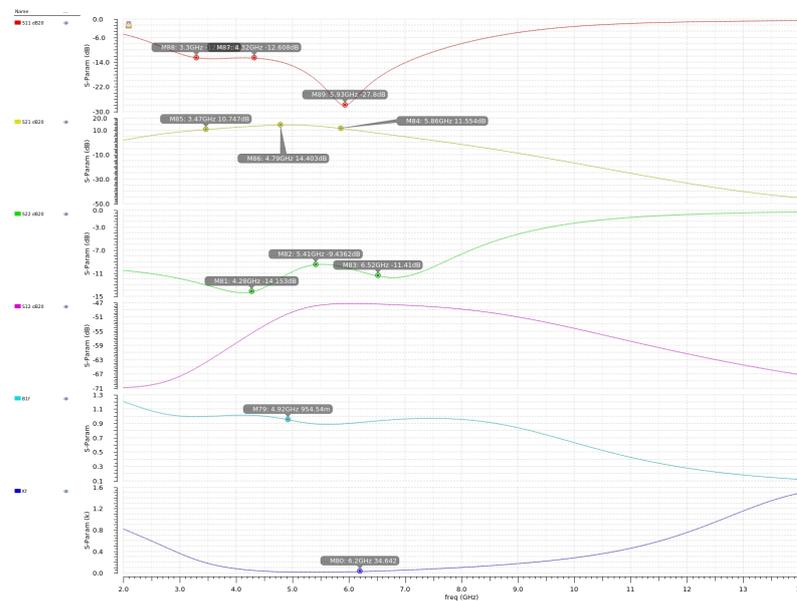


Figura 41 – *Corners* LNA-ss a 27 °C.

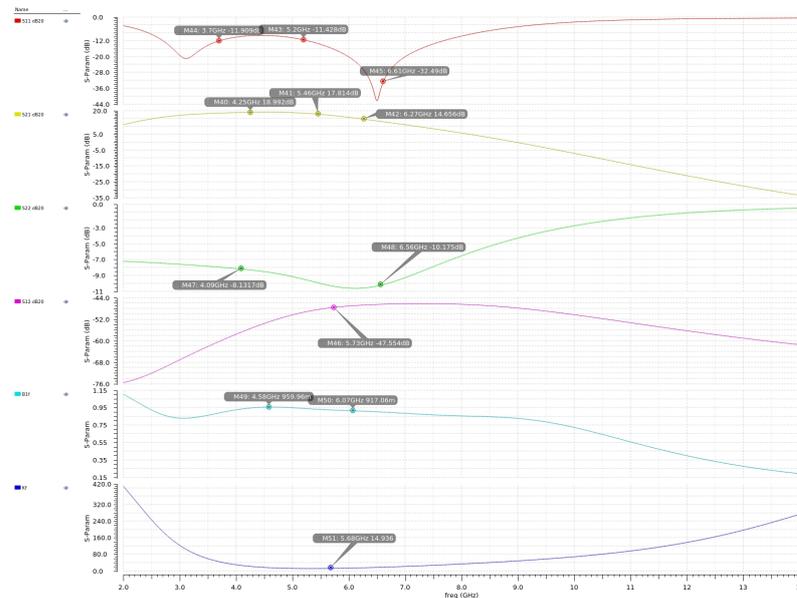


Figura 42 – *Corners* LNA-ff a 27 °C.

3.5.6.2 Temperatura de 10°C - Componentes ss, tt e ff

As Figuras 43, 44 e 45, referem-se aos estados dos componentes, ss, tt, e ff, respectivamente, a uma temperatura de 10°C.

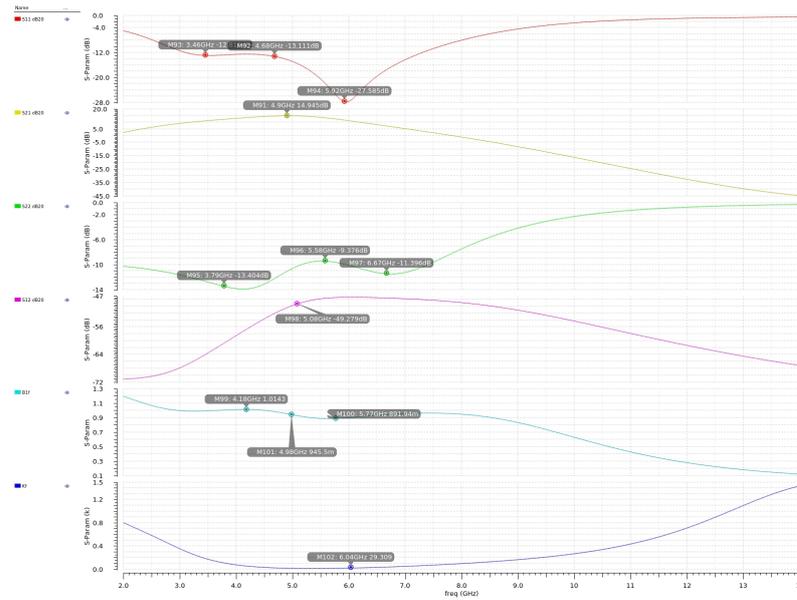


Figura 43 – *Corners* LNA-ss a 10 °C.

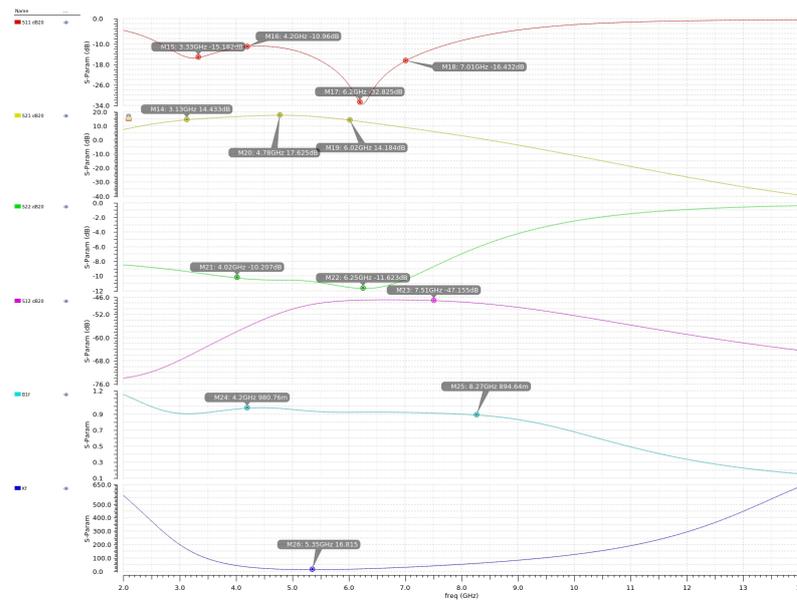


Figura 44 – *Corners* LNA-tt a 10 °C.

3.5.6.3 Temperatura de 90°C - Componentes ss, tt e ff

s Figuras 46, 47 e 48, referem-se aos estados dos componentes, ss, tt, e ff, respectivamente, a uma temperatura de 90°C.

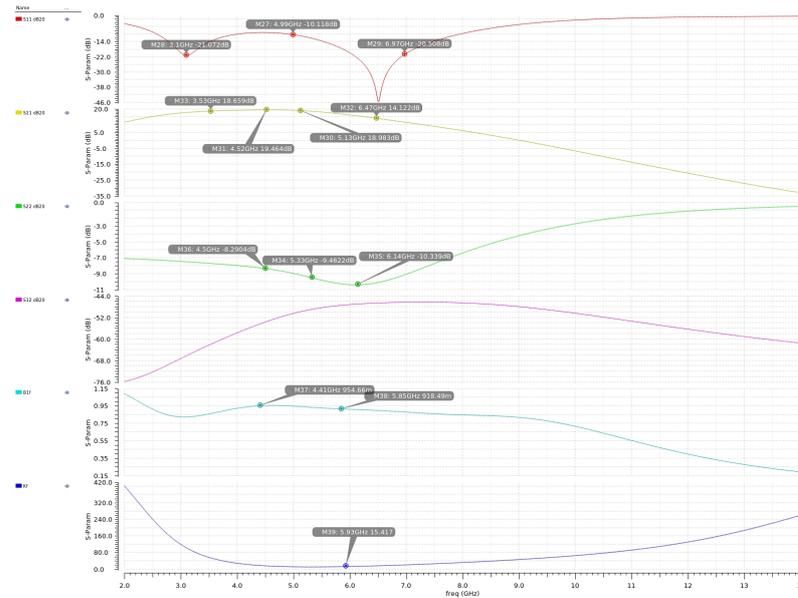


Figura 45 – Corners LNA-ff a 10 °C.

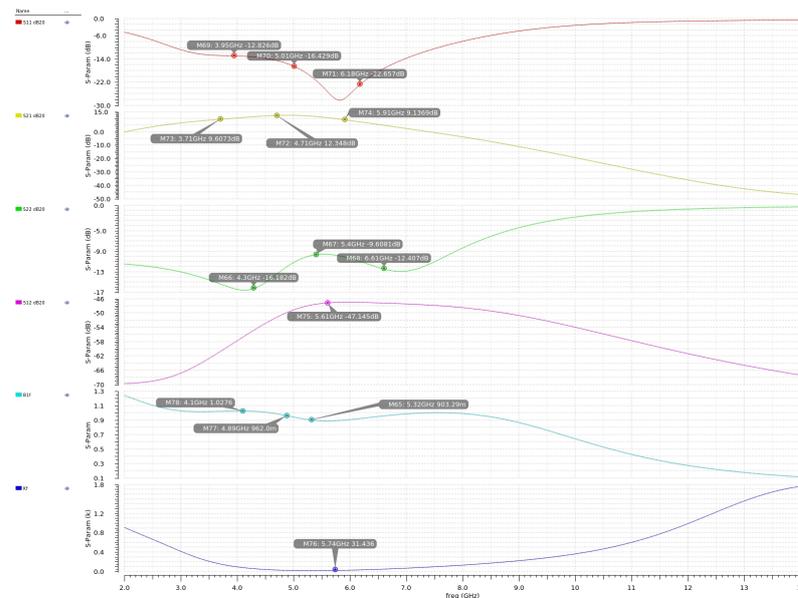


Figura 46 – Corners LNA-ss a 90 °C.

A tensão de alimentação também foi variada de acordo com o pior e melhor caso do LDO, sendo tal variação de 1.7 V até 1.9 V, antes de prosseguir para o layout do LNA. Os resultados demonstram que quando os componentes se encontram no estado, ff, de resposta mais rápida, possuem melhor estabilidade, ótimo casamento, e atinge ganhos consideravelmente altos de até 19.50 dB, mesmo em condições de temperatura elevada. Entretanto, o caso ss, considerando a mesma temperatura de 90°C, realmente demonstra o pior estado possível de resposta do LNA. Consequentemente, reduzindo o ganho, ainda que se mantenha de acordo com o ganho padrão da maioria das referências, de 10 dB à 14 dB, e agravando uma condição de instabilidade por uma banda de 1 GHz de frequência.

Tais agravantes são mitigados com a estratégia de cascatear o LNA *off-chip* para a

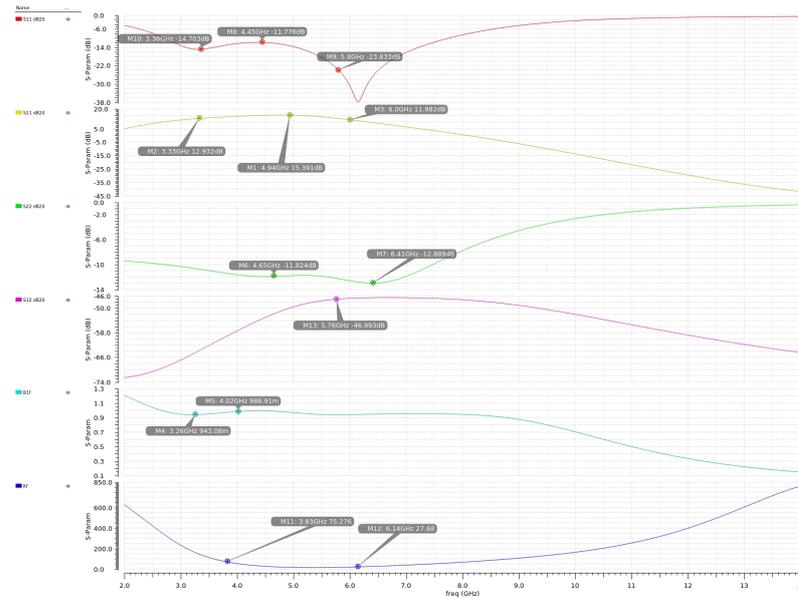


Figura 47 – Corners LNA-tt a 90 °C.

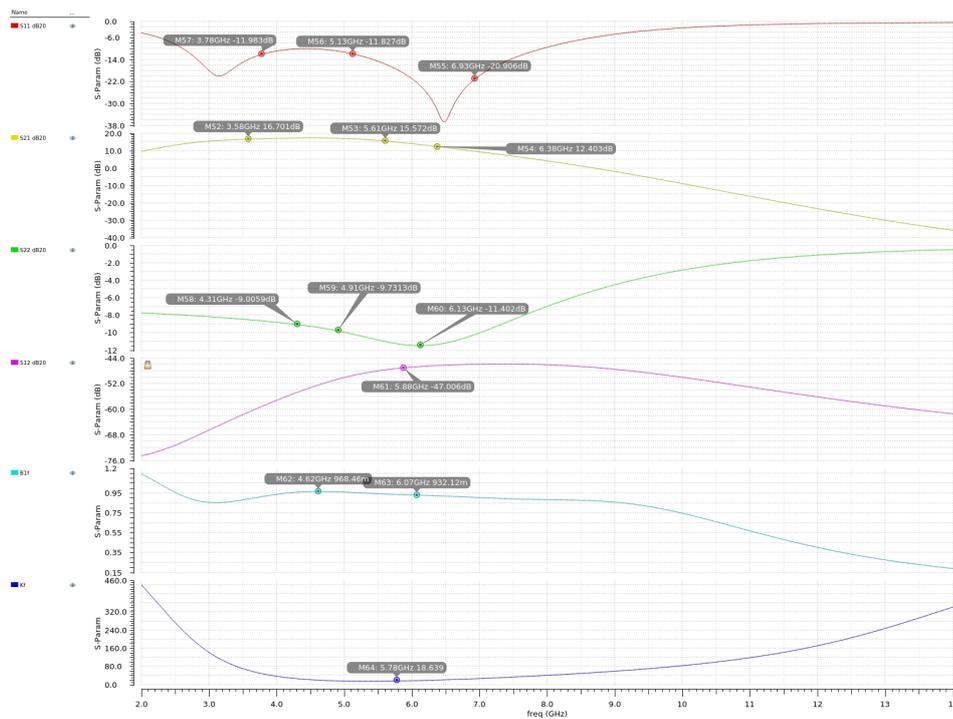


Figura 48 – Corners LNA-ff a 90 °C.

obtenção de maiores ganhos e aumento de estabilidade, como é demonstrado no Apêndice A, Figura 72, onde os componentes se encontram em estado ss, em uma temperatura de 90°C, atingindo um ganho de 30 a 31 dB, um ótimo casamento na entrada e na saída, além de estabilidade, em toda a largura de banda desejada. O funcionamento do LNA em cascata será tratado em seguida.

4 Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulações pós-layout do LNA UWB, além de experimentos com o LNA em cascata para obtenção de maior ganho. Ademais, apresenta-se uma análise do circuito, e de alguns pontos críticos considerados na construção do layout do circuito, além do projeto da placa de testes do LNA.

4.1 Layout LNA UWB

O layout final do LNA pode ser acompanhado pela Figura 49. Com DRC e LVS concluídos, além da extração de parasitas realizada.

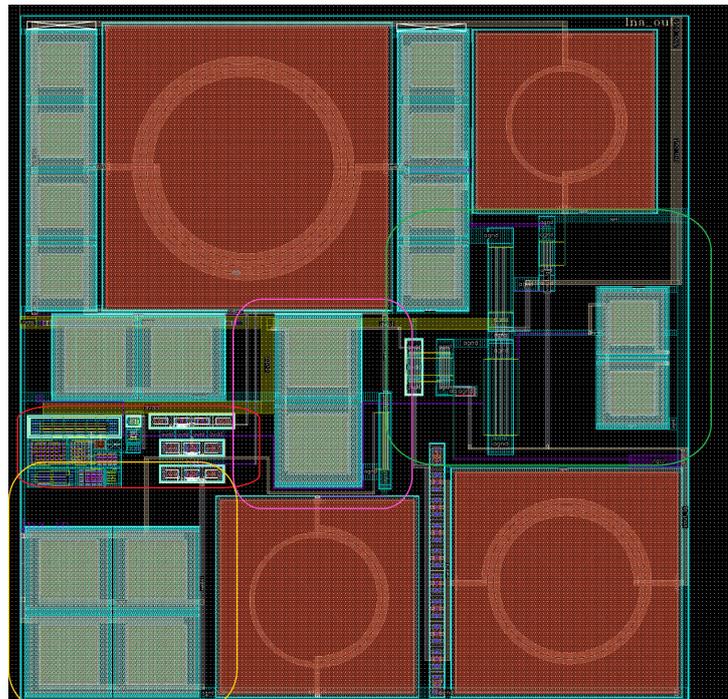


Figura 49 – Layout Final do LNA Pós-Extração de Parasitas.

A área demarcada em vermelho relaciona a entrada do circuito, a referência de corrente, espelhos de corrente, resistores de bloqueio do sinal RF, a área em amarelo referencia a malha de realimentação do circuito, a área em rosa mostra o transistor de primeiro estágio do circuito e a área em verde é respectiva aos transistores de ganho variável, transistores do segundo estágio e buffer de saída. Por se tratar de um layout de RF, alguns aspectos devem ser considerados, como evitar o crosstalk dos sinais mais críticos para o funcionamento do bloco. A malha de realimentação, em conjunto com os nós de saída, são os pontos mais críticos do circuito, logo tais sinais devem ficar mais afastados. Afinal, qualquer resistência ou capaci-

tância parasita induzida de forma errada pode alterar completamente o funcionamento do layout.

Um outro ponto a se considerar foram os cálculos realizados para mitigar efeitos de IR drop em situações, onde os sinais elétricos percorrem longas distâncias. Para tal, aumentou-se a largura das trilhas com o objetivo de a minimizar tal efeito. Além disso, todos os cálculos de larguras mínimas de trilha possíveis para conduzir a corrente necessária foram efetuados. Em nós do circuito, onde desejavam-se resistências menores utilizou-se metais de camadas mais altas, percorrendo menores distâncias. Para acoplar menos capacitâncias entre sinais, afastaram-se os mesmos quando necessário, ou realizou-se o *shielding*. É possível verificar que há um grande número de capacitores e indutores, especialmente devido a necessidade de casar a entrada e a saída do LNA em 50Ω , para que os equipamentos de medição possam efetuar uma medição mais acurada dos parâmetros do IP, para o bloco funcionar dentro do chip, tais capacitores de saída já não seriam necessários. O layout final, incluindo os componentes de entrada e saída da rede de casamento, ocupou uma área de 0.7 mm^2 .

O mesmo processo foi efetuado durante a realização do Layout do transmissor UWB e no layout do *squarer*, bloco que vem após LNA, na cadeia de recepção. Ambos podem ser acompanhados na seção de Apêndice B, Figura 73 e Figura 74, respectivamente.

4.2 Simulações Pós-layout do LNA

Tendo feito a extração de parasitas do layout observado através da Figura 49, os parâmetros S_{11} e S_{22} foram levantados mais uma vez, resultando na Figura .50.

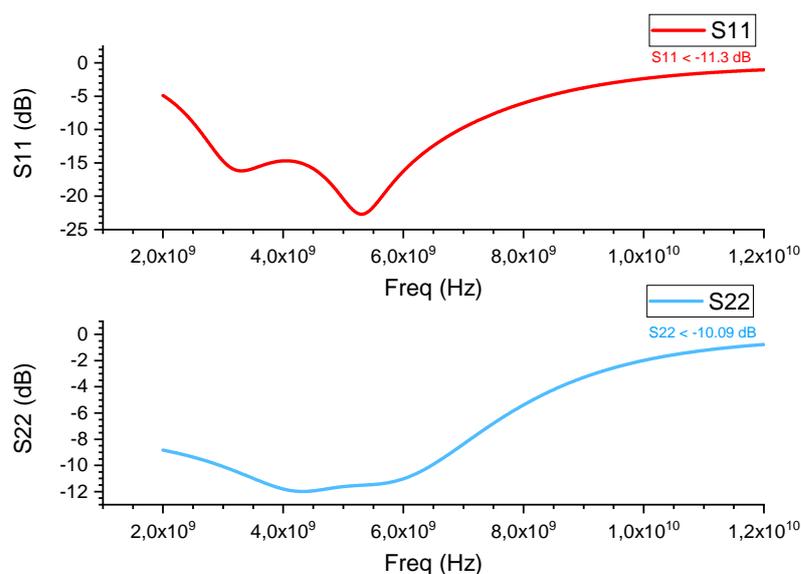


Figura 50 – Resultados Pós-Layout S_{11} e S_{22} .

O maior valor obtido para o S_{11} de foi de -11.3 dB na frequência de 2 GHz, enquanto

o maior valor obtido para S22 foi de -10.09 dB próximo aos 3 GHz. Adicionalmente, os parâmetros S12 e S21 são demonstrados na Figura 51.

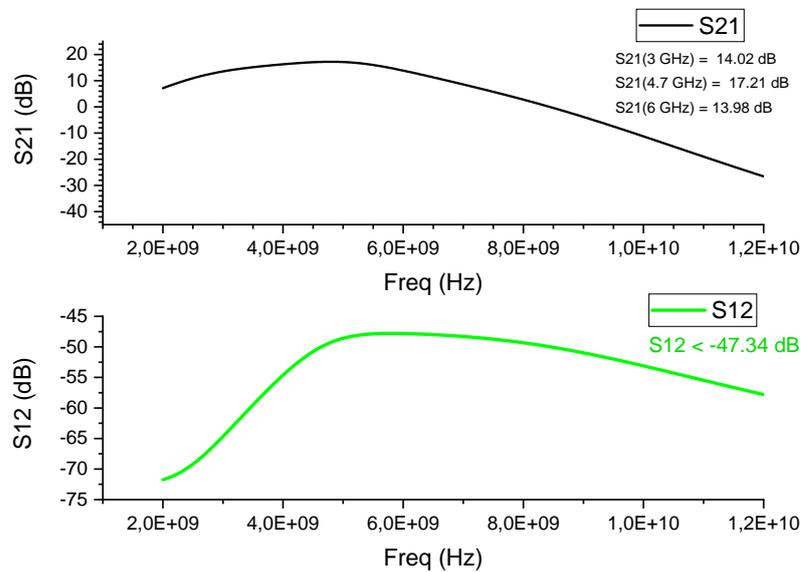


Figura 51 – Resultados Pós-Layouts S12 e S21.

A isolação reversa S12, possui valor abaixo -47.34 dB durante todo o espectro de frequência, próximo do valor de design visto anteriormente. Ainda, o ganho, S21 varia de 14.02 dB em 3 GHz, até 13.98 dB em 6 GHz, considerando um valor de pico de 17.21 dB em 4.7 GHz. Portanto, é possível afirmar que os parasitas reduziram o ganho e mudaram a projeção da curva também, já que decresce mais rápido a partir de 6 GHz.

Em sequência, o NF resultante pode ser observado na Figura 52. O valor final obtido foi de 3.293 dB em 3 GHz, 4.68 dB em 6 GHz e 5.21 dB em 6.5 GHz, levando em consideração que possui um valor de 5.9 em uma frequência de 7 GHz, em seguida, aumenta rapidamente.

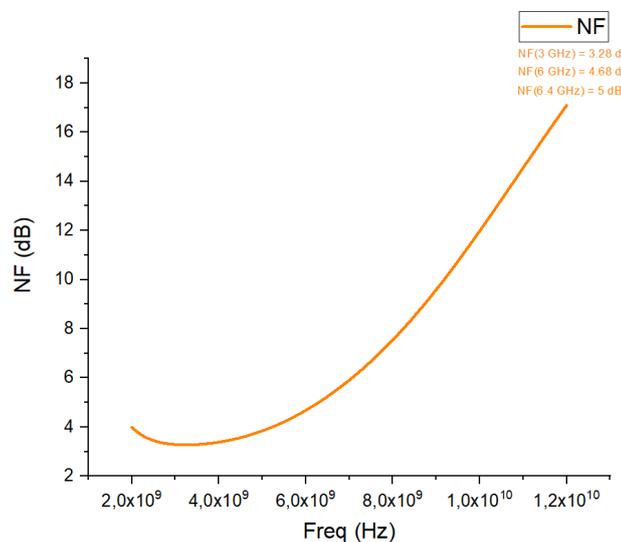


Figura 52 – Resultados Pós-Layout NF.

De forma a avaliar as constantes de estabilidade Kf e $B1f$, analisa-se a Figura 53. O valor mais baixo obtido para o Kf durante todo o espectro de frequência avaliado foi de 20.368 em 4.94 GHz, enquanto o valor mais alto obtido para o coeficiente $B1F$ foi de 0.967 em 6.2 GHz.

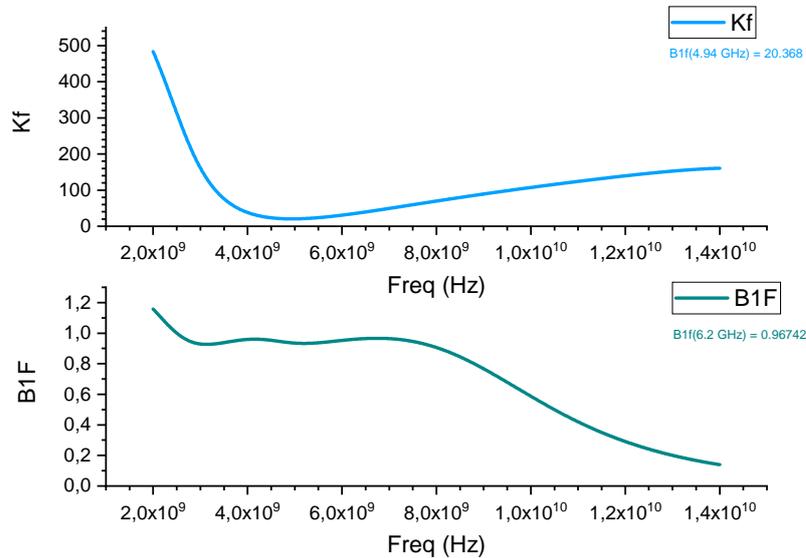


Figura 53 – Resultados Pós-Layout B1F e KF.

Por fim, é possível acompanhar a linearidade p1db obtida para LNA na Figura 54, que ficou em torno de -18.89 dBm. De forma a analisar diferentes resultados de distintas topologias de LNAs, observa-se Tabela 6:

Tabela 6 – Comparação entre LNAs UWB

LNA	Shunt-Res Feedback (PAN et al., 2018b)	Noise-Cancel (KHOSRAVI et al., 2020)	Multiple Feed-back (No FBB)(ZHAO, 2016)	Cascode Current Feedback (HU et al., 2020)	Parallel-RC FB1(HE et al., 2010)	CG- FBB (SINGH, V.; ARYA; KUMAR, 2018)	Esse trabalho
Process (nm)	180	180	180	28	180	90	180
Gmax (dB)	17	12	13.7	24.56	13.9	15.2	17.21
Power (mW)	8.64	14	6.8	-	21	5.2	6.7
BW (GHz)	2 - 10.8	3.5-9	3.4 - 10.1	0.5 - 8.0	3.1 - 10.6	3.3 - 13.0	3 - 6
NF (dB)	3.2 - 4	3.4	2.6 (min)	3.69 - 4.52	2.5 - 4.7	3.0	3.293 - 4,68
S11 (dB)	< -11	< -10	< -10	< -10	< -9.4	< -10.6	< -11.3
S22 (dB)	< -11	-	< -10	-	< -8.5	< -10.8	< -10.09
P1dB (dBm)	-17.1	-20.5	-25.6	-20.87	-18.5	-29.0	-17.05
Area (mm²)	0.63	-	0.23	0.013	0,46	1.318	0.7

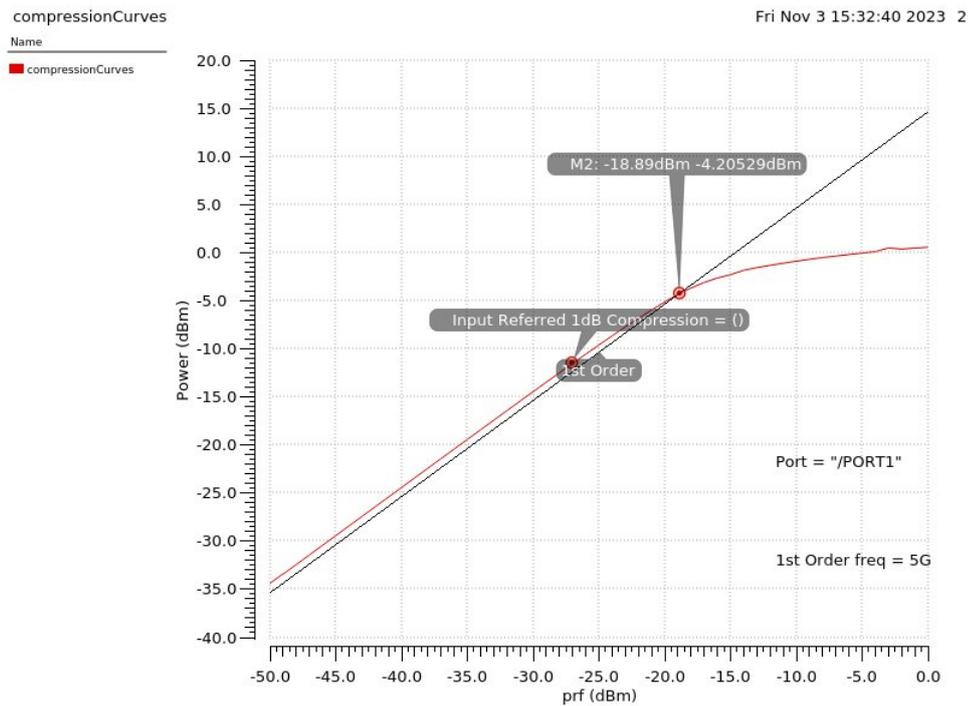


Figura 54 – Resultados Pós-Layout P1dB.

4.3 LNA Cascadeado

A ideia de cascadear dois LNAs tem como finalidade aumentar o ganho do mesmo, pensando em aplicações que podem exigir maior distância, minimizando as perdas pelo ar. Os LNAs podem ser cascadeados em uma PCB, utilizando 2 ICs e trilhas entre os mesmos.

A simulação do LNA em função da frequência foi realizado aplicando exatamente os mesmos *inputs*, utilizados no testbench da Figura 36. Aplicação de um sinal *single-ended* na entrada do circuito, com tensão de $\pm 1\text{ mV}$ e frequência 1 MHz , que simula um sinal obtido diretamente da saída do modulo de transmissão UWB. É possível acompanhar o testbench através da Figura 55

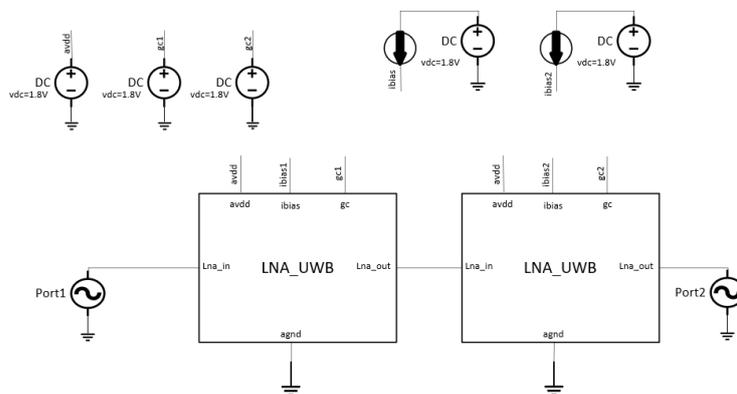


Figura 55 – Testbench LNA Cascadeado.

Através de uma vista config no próprio ambiente de simulação, foi possível carregar a vista do layout, na qual a extração de parasitas já tinha sido efetuada, e então, rodou-se a mesma sequência de simulações vistas anteriormente. Os parâmetros S_{11} e S_{22} foram obtidos, resultando na Figura 56. Infere-se, então, que o parâmetro S_{11} continua muito bem casado, enquanto para o parâmetro S_{22} , o cascadeamento acarretou em uma mudança na projeção da curva, piorando um pouco o casamento com relação aos resultados anteriores, mas, ainda assim, manteve um resultado satisfatório para o casamento na saída.

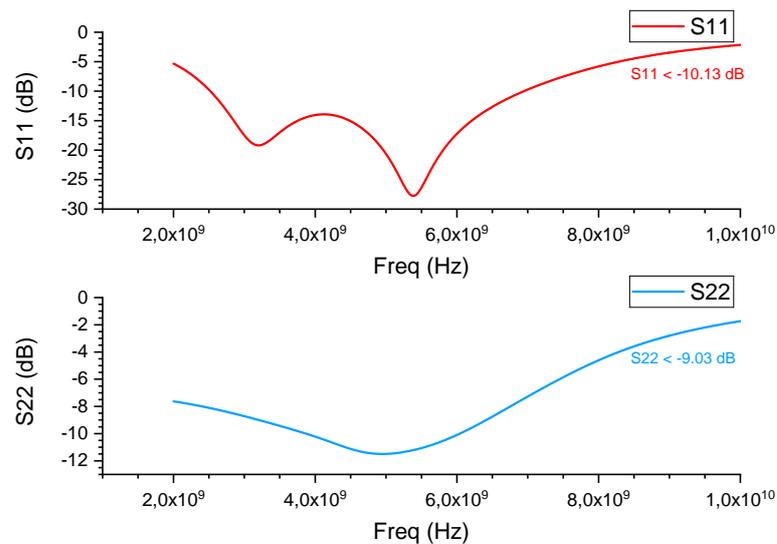


Figura 56 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetros S_{11} e S_{22} .

Em sequência, os parâmetros S_{21} e S_{12} foram obtidos, resultando na Figura 57. O ganho do LNA aumentou por aproximadamente 7 vezes. Ademais, o parâmetro de isolamento reversa também melhorou consideravelmente atingindo valores menores que -96 dB.

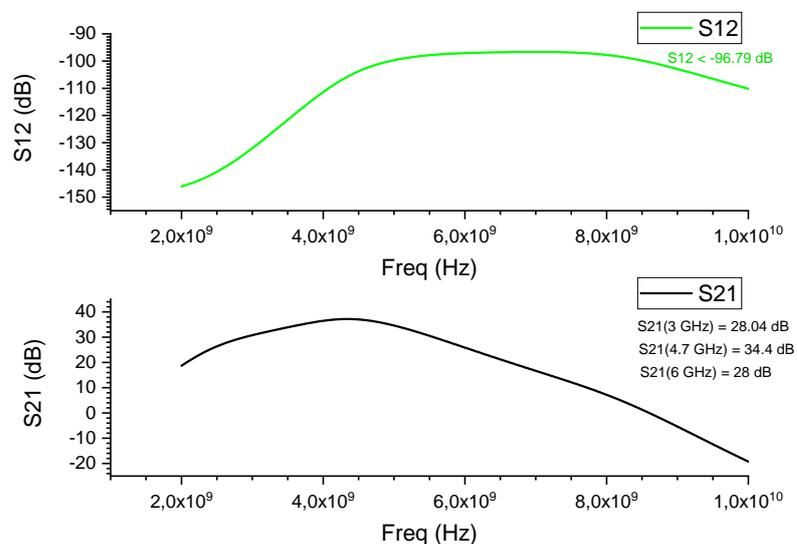


Figura 57 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetros S_{12} e S_{21} .

Com a finalidade de mensurar o NF do LNA resultante, simulou-se o parâmetro, que pode ser acompanhado através da Figura 58. Logo, é possível ver que o NF do circuito permaneceu abaixo de 6 dB até 7.5 GHz, mesmo cascadeado, e opera melhor ainda abaixo de 6 GHz, atingindo níveis menores que 4.47 dB.

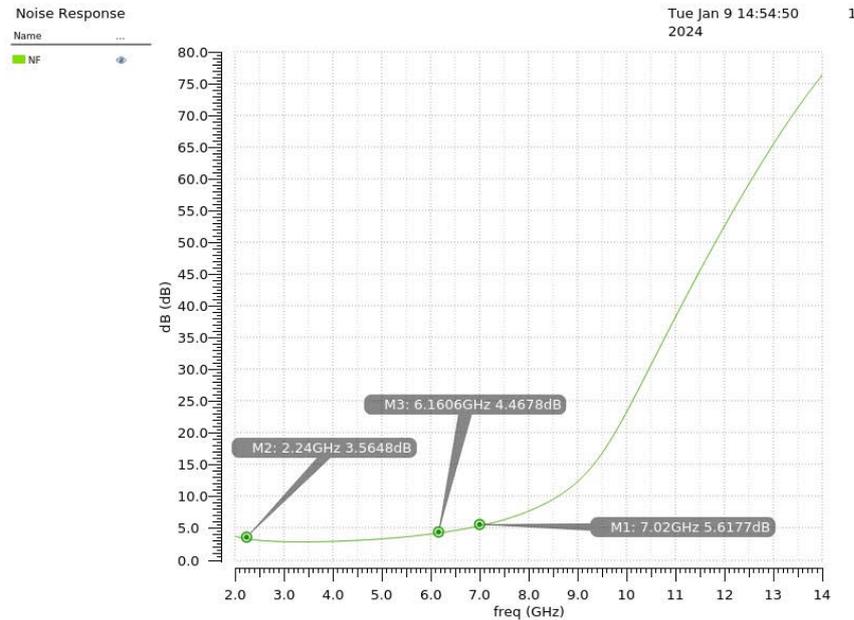


Figura 58 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetro NF.

Ainda, de forma a avaliar os critérios de estabilidade para o LNA cascadeado, a simulação foi realizada novamente, resultando na Figura 59.

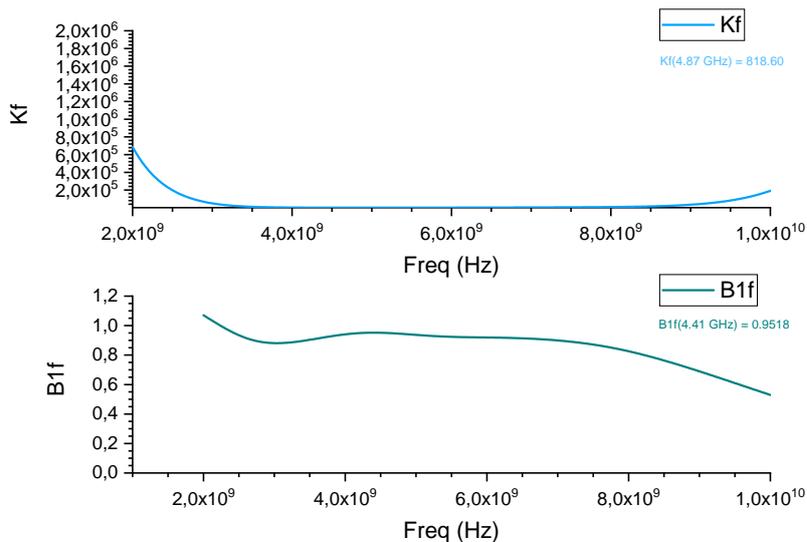


Figura 59 – Resultado LNA Cascadeado Kf e B1f.

Em relação a estabilidade, o menor valor de KF obtido, foi de 818.80, valor bem maior que 1, e atingiu valores ainda maiores a partir dos 10 GHz. O coeficiente B1f atingiu um

valor máximo de 0.9518 no espectro de funcionamento, podendo ser considerado incondicionalmente estável. Adicionalmente, a linearidade P1dB foi avaliada através da Figura 60.

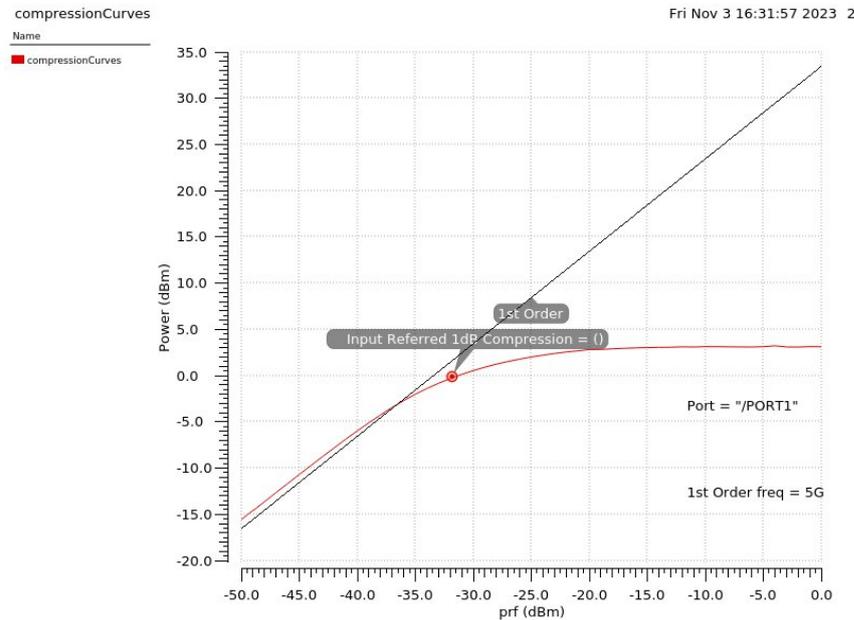


Figura 60 – Resultado LNA Cascadeado Parâmetro P1dB.

A respeito do coeficiente P1dB, que ficou em torno de -36,45 dBm, houve uma preocupação acerca do valor estar fora de uma linearidade funcional. Contudo, através de algumas comparações, constatou-se que não é um valor preocupante, já que é esperado um decréscimo no fator linearidade, acarretado pela multiplicação final do ganho por sete, ao cascatear os LNAs.

Tendo em vista a caracterização dos LNAs em cascata, comparam-se as especificações obtidas, através da seguinte Tabela 7, entre o LNA cascateado em questão e um LNA com ganho variável em estágio de alto ganho (GAO; ZHENG; HENG, 2008a), que configura um dos maiores ganhos obtidos para um LNA-UWB.

Tabela 7 – LNA Cascadeado UWB

Parâmetro	Este trabalho	LNA (GAO; ZHENG; HENG, 2008a)
Tecnologia	180 nm	180 nm
Frequência	3 - 6 GHz	3 - 5 GHz
Potência Dissipada	13.4 mW	10.5 mW
Ganho de Conversão Max	34.4 dB	33 dB
NF Mínimo	3.56 dB	3.7 dB
P1dB	-36.45 dBm	-
IIP3	-	- 39 dBm

Analisando a tabela obtida, considera-se, então, que o LNA (GAO; ZHENG; HENG, 2008a) possui estágio de alto e baixo ganho, os parâmetros relacionados ao casamento de

entrada, S_{11} , e ao casamento de saída, S_{22} , respectivamente, não foram avaliados, mas não é uma análise extremamente importante, tendo em vista que, tal LNA se encontra funcional dentro do chip. Tais parâmetros devem ser caracterizados off-chip, mas por exemplo, o S_{22} não precisa ser bem casado se o próximo bloco do chip possuir uma alta impedância de entrada. Logo, o casamento do S_{22} , como efetuado durante esse trabalho, foi exclusivamente para medições externas. A potência obtida neste trabalho é maior. Entretanto, reitera-se que se trata de um LNA em cascata, com controle de ganho e desconsiderando o buffer de saída, que já não estaria presente na versão final do receptor, onde não seria necessário caracterizar o LNA, ou utilizá-lo dentro do circuito, conseqüentemente, tal buffer não consumiria potência.

A largura de banda obtida nesse trabalho, acompanhando o resultado do cascadeamento, foi superior por um GHz e o consumo de potência foi 3 mW maior, desconsiderando o buffer de saída, que não estaria presente se não fosse a caracterização externa. Ademais, é vastamente conhecido que o coeficiente IIP3, em amplificadores de RF, é aproximadamente 9.63 dB maior que o coeficiente P1dB (RAZAVI, 2011). Não há uma correlação direta entre os dois coeficientes, então, esse valor de diferença entre ambos pode chegar até os 15 dB em alguns sistemas. Portanto, a diferença entre -29 dBm de IIP3 e um valor arbitrário de -39 dBm de P1dB, é equivalente a uma diferença de 10 dB, afirmando que a linearidade do amplificador tratado nesse trabalho obteve um valor brevemente superior. Tais considerações permitem concluir que é factível a utilização dos LNAs UWB em cascata. O LNA foi designado para funcionar entre 3 GHz a 6 GHz, porém, constata-se que o mesmo funciona até 7 GHz com ganho de aproximadamente 18 dB e um NF menor que 5.6 dB.

4.4 Demonstração Ganho Variável

O ganho é controlado por 2 bits de controle, cada bit direcionado a um LNA. O estado do LNA é ativado, caso o seu bit estega em nível lógico baixo, caso contrário, o mesmo está desligado. Ao desligar um dos LNAs, espera-se que o ganho seja aproximadamente 7 vezes menor que ganho total cascadeado (de 34 dB para 17 dB), demonstrado nos resultados anteriores, quando os 2 bits de controle estão em nível lógico baixo. Observa-se através da Figura 61, o primeiro LNA desligado, enquanto o segundo LNA da cascata, com seu bit VG em nível lógico baixo, está funcional.

Todos os critérios, como ganho, estabilidade, e o casamento, alteram minuciosamente, o que é esperado em circuitos de rádio-frequência que possuem variações na carga, mas não prejudicam o funcionamento do circuito. Observa-se através da Figura 62, o segundo LNA desligado, enquanto o primeiro LNA, com seu bit VG em nível lógico baixo, está funcional.

Nesse modo, houve uma pequena instabilidade em 4.5 GHz, que não houve nos outros modos. Os outros critérios permaneceram em situações similares. Analisa-se através

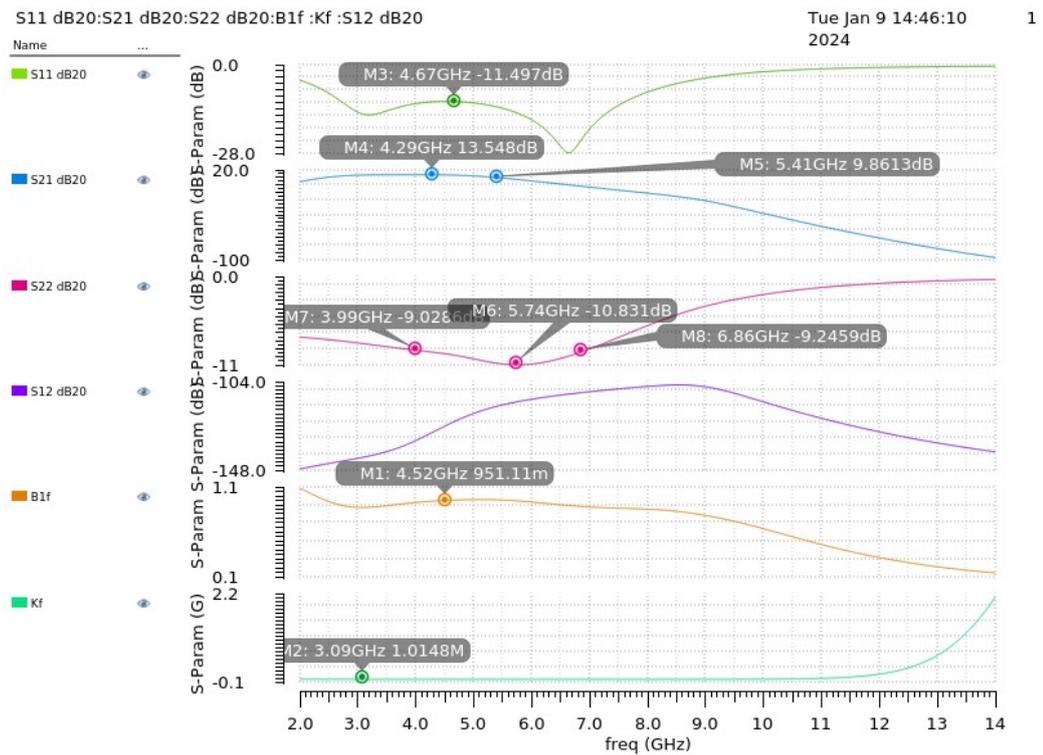


Figura 61 – Resultado LNA Cascadeado - 1º bit VG desligado.

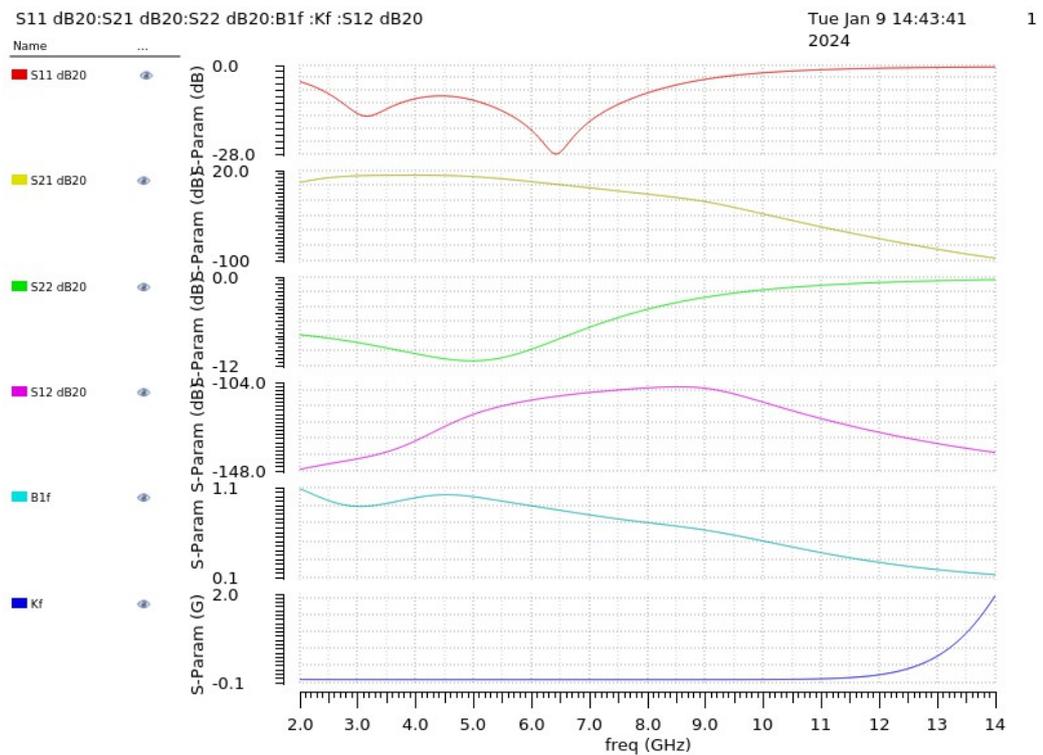


Figura 62 – Resultado LNA Cascadeado - 2º bit VG desligado.

da Figura 63, o LNA cascadeado completamente desligado. Caracterizado pela ausência de um ganho positivo.

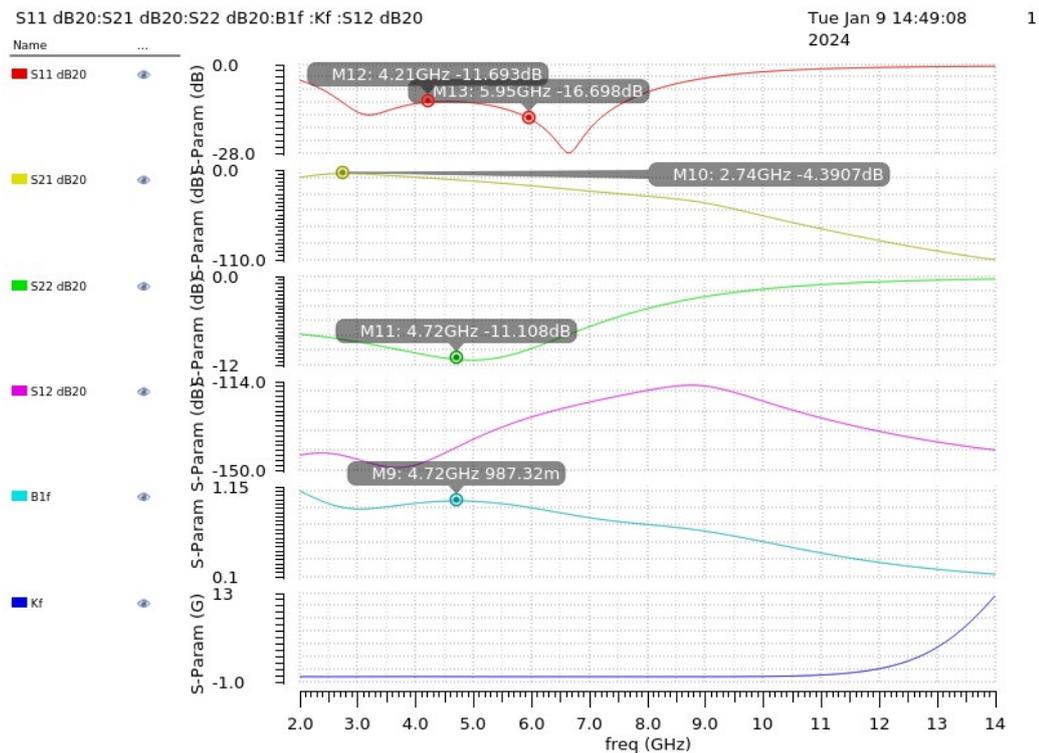


Figura 63 – Resultado LNA Cascadeado - bits VG desligados.

4.5 Tape-out da TAG UHF/UWB e PCBs de Caracterização

4.5.1 Layout final do Chip

O chip final enviado para tape-out pode ser observado através da Figura 64. Até o momento da finalização desse documento, o chip ainda se encontrava preso na Alfândega, o que impossibilitou a caracterização e exposição dos resultados.

4.5.2 Layout das PCBs

A pcb foi projetada utilizando o Altium Design. A priori, montou-se o esquemático com o encapsulamento utilizado no chip, além de sockets para a entrada e saída de pinos, e todas as conexões necessárias para a confecção de uma placa específica para o teste do LNA sozinho, uma segunda placa para testar o LNA cascadeado, e uma terceira placa para testar o squarer, de tal forma que ocorra a minimização de descasamentos com testes específicos e separados. As placas foram projetadas utilizando o casamento de impedância padrão de 50Ω nas trilhas de sinal de RF, além de *shielding* por vias nos sinais críticos. Os esquemáticos podem ser observados nas Figuras 65, 67, 69, referentes aos esquemáticos de caracterização do LNA, LNA cascadeado e squarer, respectivamente. As PCBs finais de caracterização podem ser acompanhadas pelas Figuras 66, 68, 70, referentes ao LNA, LNA cascadeado e squarer,

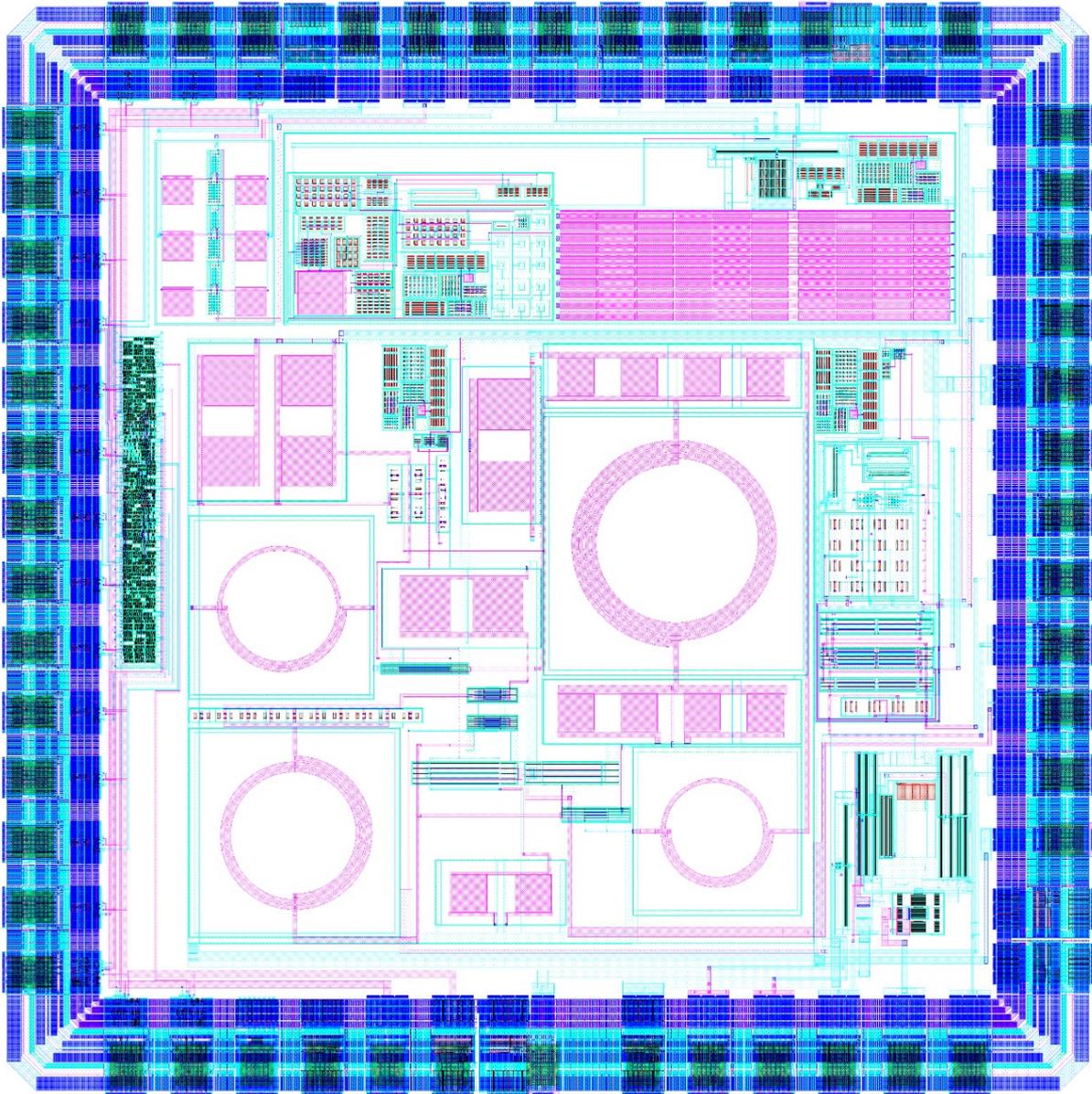


Figura 64 – TAG UHF/UWB para Medições e Monitoramento de Sinais Vitais - Tape-out.

respectivamente.

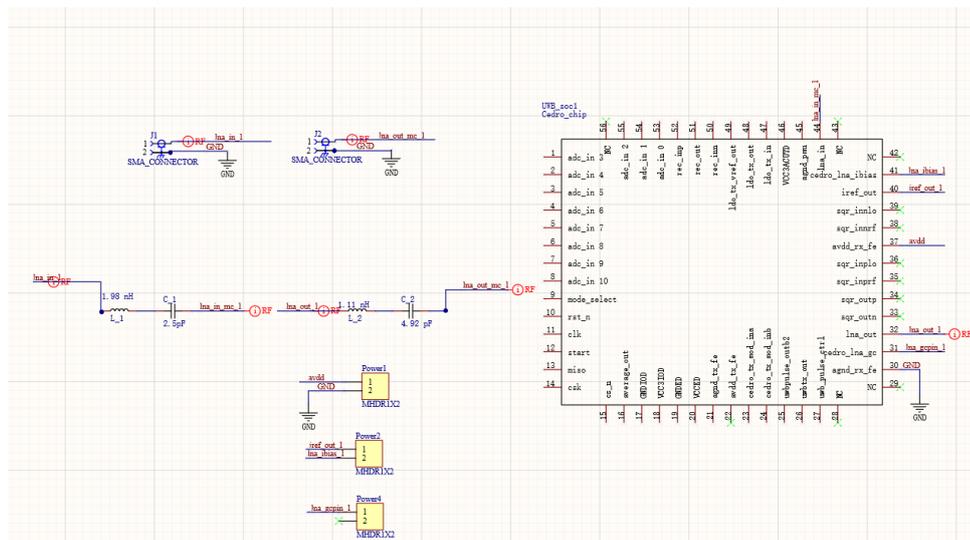


Figura 65 – Esquemático Final de Caracterização do LNA.

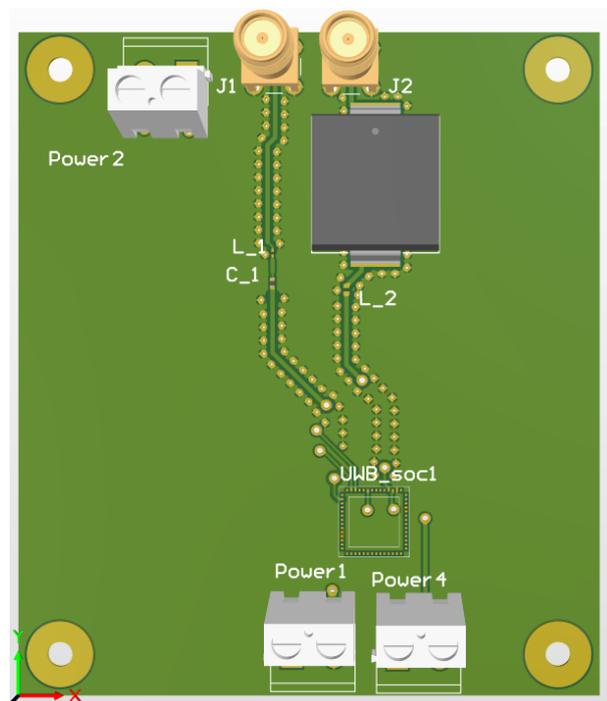


Figura 66 – PCB Final de Caracterização do LNA.

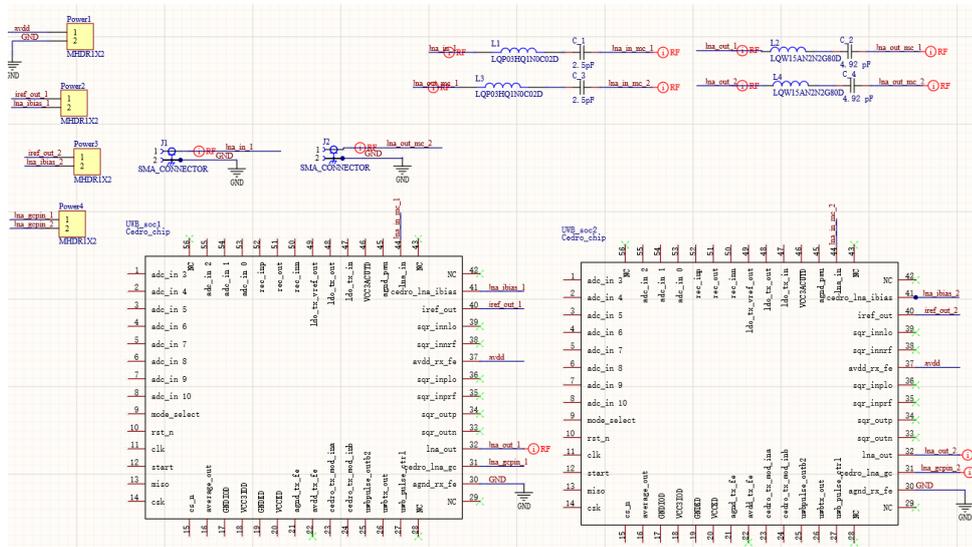


Figura 67 – Esquemático Final de Caracterização do LNA Cascadeado.

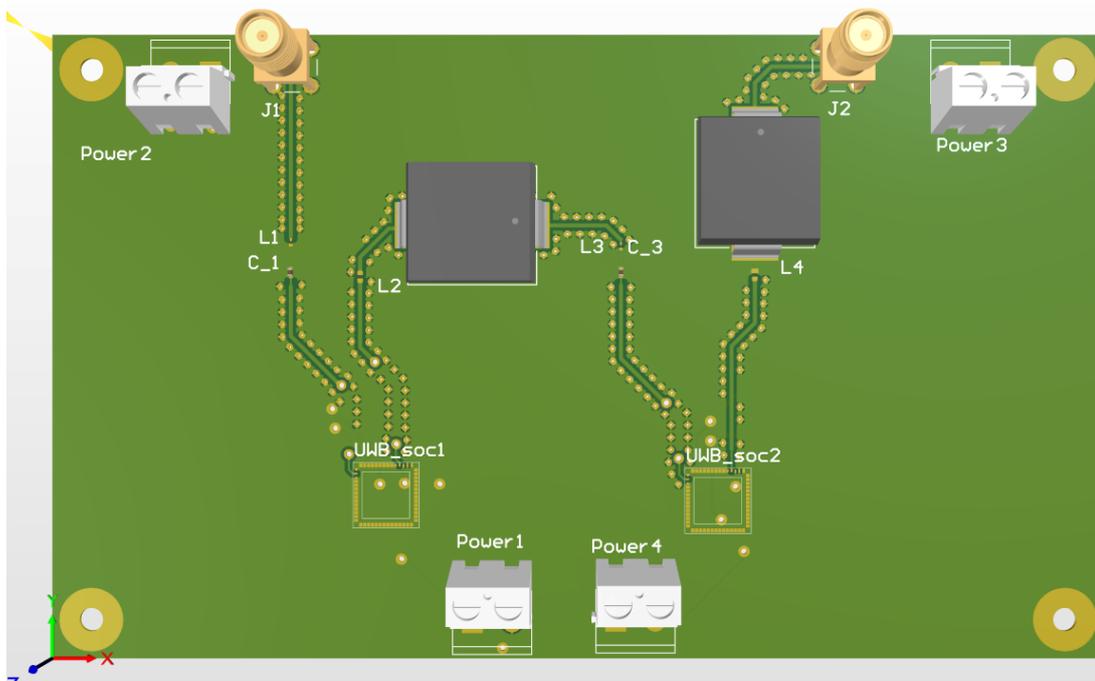


Figura 68 – PCB Final de Caracterização do LNA Cascadeado.

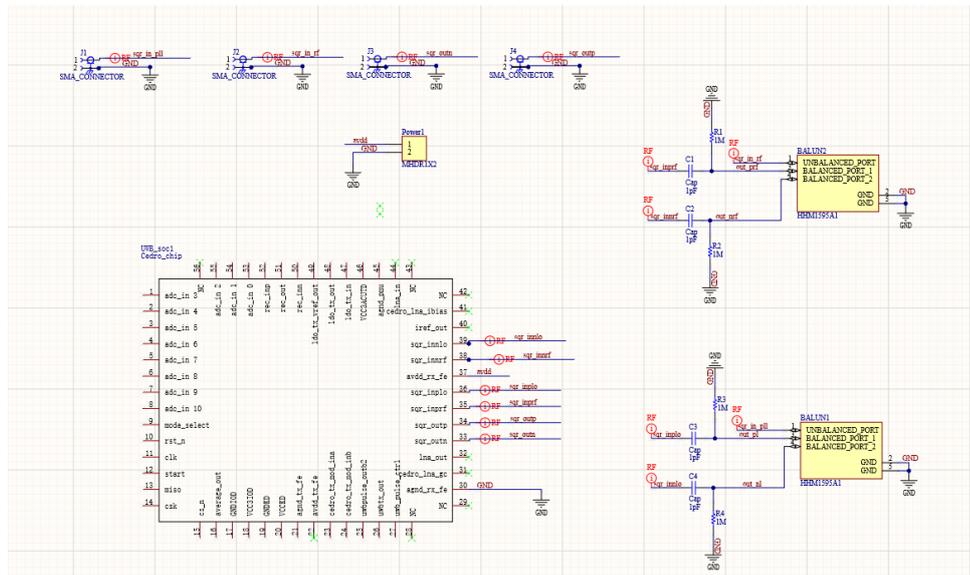


Figura 69 – Esquemático Final de Caracterização do Squarer.

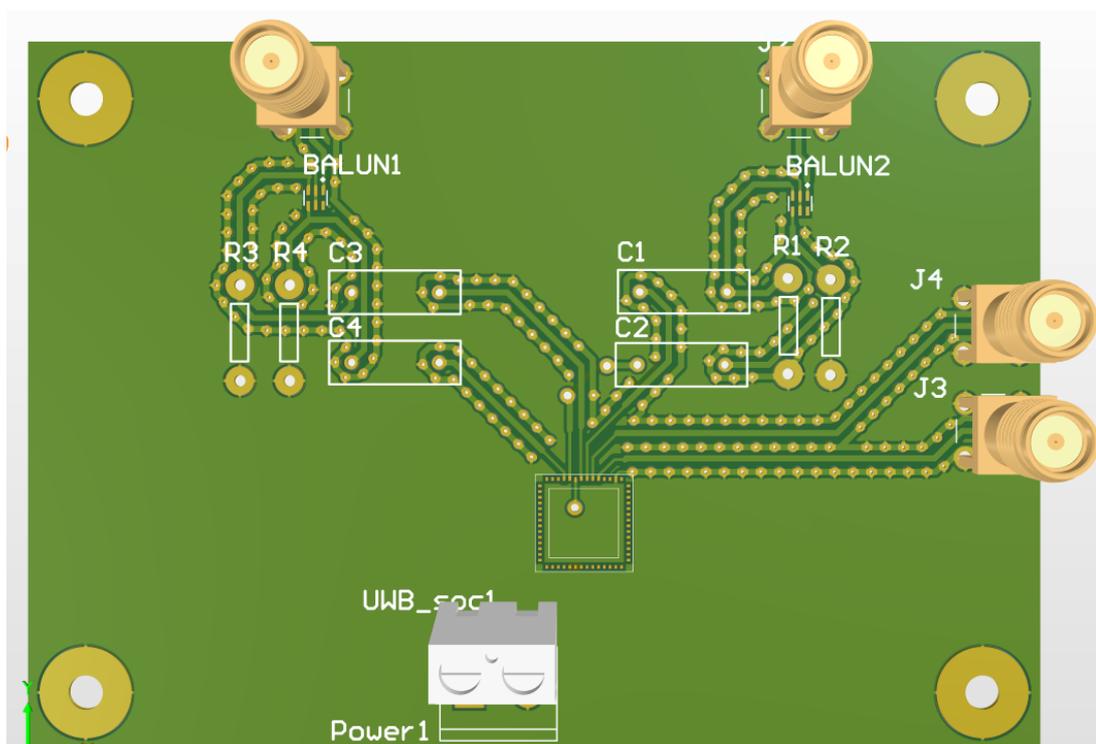


Figura 70 – PCB Final de Caracterização do Squarer.

5 Conclusões

Neste trabalho, projetou-se o design de um amplificador de baixo ruído UWB, o qual foi avaliado com simulações de *Corners* e simulações pós-layout antes da fabricação do mesmo. O LNA consumiu apenas 6.7 mW de potência considerando o primeiro e o segundo estágio, excluindo o buffer, que sozinho consome cerca de 10 mW, enquanto apresentou um alto ganho de 17.05 dB em condições ideais de temperatura, e um casamento na entrada (S11) menor que -11.3 dB, podendo alcançar valores de -17.4 dB e -24.6 dB em seus vales mais perceptíveis, um casamento na saída (S22) menor que -10.9 dB, podendo atingir até -12 dB. A figura de ruído (NF) obtida, está dentro das especificações pré determinadas, entre 3.29 e 4.68 dB de 3 GHz a 6 GHz, e o mesmo se manteve estável na largura de banda desejada, exceto nas condições de *Corners*, em que os componentes se encontravam em um estado de resposta lenta (ss) e baixas temperaturas (10 °C), fato que também provocou uma redução drástica do ganho. Tais efeitos negativos na estabilidade e no ganho foram mitigados ao cascatear dois LNAs. O cascateamento permitiu uma extensão da banda de operação (3 GHz a 7 GHz), podendo funcionar até 8 GHz, situação na qual o casamento na entrada e na saída atingem valores maiores que -9 dB, sendo suficiente para que performe bem. Além disso, a área total ocupada pelo LNA, incluindo o buffer, foi de 0.7 mm², que se aproxima de outros projetos usando a mesma topologia, não incluindo o buffer em sua fabricação. Dessa forma, concluiu-se que o LNA alcançou um alto ganho, enquanto manteve linearidade P1dB suficiente durante a largura de banda.

Todos os valores numéricos descritos até então, foram obtidos após a avaliação da extração de parasitas do *layout*, o que significa que o mesmo não acarretou em grandes perdas em relação ao *design*. A disposição física dos componentes do LNA foi bem realizada, anéis de guarda duplos foram adicionados nas matrizes e componentes necessários, com o objetivo de melhorar a polarização e reduzir a resistência de contato do substrato; As larguras das trilhas foram calculadas de forma a suportar as correntes de simulação; A resistência de folha foi considerada durante o desenho das trilhas; Houve o *shielding* de sinais críticos e distânciamento entre sinais para evitar interação eletromagnética entre os mesmos.

Em relação ao cascateamento de LNAs, os testes mostraram eficácia em relação a melhoria do ganho, estabilidade, e no casamento na entrada, atingindo valores menores que -15 dB, podendo atingir -20 dB a -28 dB, enquanto ocorreu um leve acréscimo na figura de ruído, que não afeta o desempenho, além de uma diminuição considerável na linearidade, que por comparação a outros amplificadores UWB, ainda está dentro da faixa esperada. O circuito total do transceptor consome uma área de 1.75 mm². O design de uma placa foi realizado com o objetivo de testar um CI com apenas um LNA ativo, uma segunda placa foi feita para testar dois CIs com os LNAs cascateado, e uma terceira placa foi realizada para

testar apenas um CI com o squarer ativo, dessa forma, evitando possíveis descasamentos adicionais de impedância. Os LNAs em cascata consomem 13,4 mW, excluindo os buffers de saída.

5.0.1 Trabalhos Futuros

O funcionamento deve ser comprovado com os testes nas placas de circuito impresso produzidas para a caracterização. O circuito de ganho variável demonstrado com os testes, ainda pode ser aprimorado, afinal, atualmente o mesmo é realizado com o controle por 1 bit, em um LNA, essa operação liga ou desliga o bloco. Entretanto, quando se tem dois LNAs em cascata, o uso dos 2 bits de controle permite um estágio de alto ganho, um estágio intermediário, além do estágio desligado, e como possível observar na seção de resultados, o casamento se manteve praticamente o mesmo, com variações sutis, o que era esperado, já que a função de transferência do circuito é alterada. Um outro teste possível para o ganho, seria utilizar um resistor variável na saída, o que também não implicaria em manter zero variações na função de transferência, logo, também causaria algumas alterações nos parâmetros resultados relacionados a tal, como S_{11} e S_{22} , principalmente, além dos parâmetros S_{21} , S_{12} . A figura de ruído pode ser melhorada utilizando indutores com maior fator de qualidade, no *layout* do LNA, pode ser percebido que os indutores da tecnologia são circulares, o que degrada bastante o desempenho do circuito.

Referências

- ADHYARU, J. Design and analysis of ultra wide band CMOS LNA. In. Citado nas pp. 16, 17, 31, 33.
- ADHYARU, J. Design and analysis of ultra wide band CMOS LNA. **Master's Theses.3459**, 2007b. DOI: <https://doi.org/10.31979/etd.b8b4-7rvn>. Citado nas pp. 38, 44.
- ADSUL, A.; BODHE, S. DESIGN OF LOW NOISE AMPLIFIER FOR UWB RADIO RECEIVER. **International Journal of Engineering Science and Technology**, v. 3, out. 2011. Citado na p. 40.
- AL., M. M. et. Differential CMOS Low Noise Amplifier Design for Wireless Receivers. **International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)**, 8, no. 4, p. 2467–2474, nov. 2019. DOI: [10.35940/ijrte.d6930.118419](https://doi.org/10.35940/ijrte.d6930.118419). Citado nas pp. 39, 66.
- ANDREI, G.; JAMES, W. A Dual-Band Parallel Doherty Power Amplifier for Wireless Applications. **IEEE Trans. Microw. Theory Tech**, p. 60, 2012. Citado nas pp. 41, 42.
- BLATTENBERGER, K. **Intermodulation Curves**. Accessed on September 17, 2023. Disponível em: <http://RFCafe.com>. Citado na p. 36.
- COSTA, C. Projeto de Transceptores Zigbee Utilizando Transistores com Nanotubos de Carbono, 2021. Citado nas pp. 29, 51.
- COSTA, C.; BRASIL, G.; LINHARES, G.; ROCHA, A.; SOUSA, I.; GUEDES DA SILVA, V.; AMARAL, W.; MUÑOZ, D. Design of a Passive UHF/UWB Tag for Vital Signs Measurement, p. 1–3, 2023. Citado nas pp. 19, 22, 23, 30, 31.
- DEHRIZI, H.; HADDADNIA, J. A 6.36mW CMOS Ultra-Wideband (3.1–10.6-GHz) LNA in 0.18- μ m for UWB pulse-radio systems. In: p. 878–881. ISBN 978-1-4577-1499-3. DOI: [10.1109/TELFOR.2011.6143685](https://doi.org/10.1109/TELFOR.2011.6143685). Citado nas pp. 41, 49.
- FIORELLI, R.; PERALIAS, E.; SILVEIRA, F. An All-Inversion-Region gm/ID Based Design Methodology for Radiofrequency Blocks in CMOS Nanometer Technologies. In: jan. 2012. v. 2, p. 15–39. ISBN 978-1-4666-0083-6. DOI: [10.4018/978-1-4666-0083-6.ch002](https://doi.org/10.4018/978-1-4666-0083-6.ch002). Citado na p. 53.
- GAO, Y.; ZHENG, Y.; HENG, C.-H. Low-Power CMOS RF front-end for non-coherent IR-UWB receiver. **ESSCIRC 2008 - 34th European Solid-State Circuits Conference**, p. 386–389, 2008a. Disponível em: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:22239501>. Citado na p. 79.

- GAO, Y.; ZHENG, Y.; HENG, C.-H. Low-power CMOS RF front-end for non-coherent IR-UWB receiver. In: p. 386–389. DOI: [10.1109/ESSCIRC.2008.4681873](https://doi.org/10.1109/ESSCIRC.2008.4681873). Citado nas pp. [31](#), [32](#).
- HALIM, N.; ZAINOL MURAD, S. A.; HARUN, A.; m. n. md isa mohd nazrin; MOHYAR, S. N.; AZIZAN, A. Design of 3.1-6.0 GHz CMOS ultra-wideband low noise amplifier with forward body bias technique for wireless applications. In: v. 2203, p. 020022. DOI: [10.1063/1.5142114](https://doi.org/10.1063/1.5142114). Citado nas pp. [45](#), [46](#).
- HARSHA, V. S. S.; MAHALAKSHMI, G. V. A 3.5mW Non-coherent UWB Impulse Radio Receiver in 180nm CMOS. In: 2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering (ICMETE). 2016. P. 513–516. DOI: [10.1109/ICMETE.2016.74](https://doi.org/10.1109/ICMETE.2016.74). Citado na p. [31](#).
- HE, K.-C.; LI, M.-T.; LI, C.-M.; TARNG, J.-H. Parallel-RC Feedback Low-Noise Amplifier for UWB Applications. **IEEE Trans. on Circuits and Systems**, v. 57-II, p. 582–586, ago. 2010. DOI: [10.1109/TCSII.2010.2050943](https://doi.org/10.1109/TCSII.2010.2050943). Citado nas pp. [43](#), [75](#).
- HOSSAIN, M. I. Distance Measurements Using Ultra Wideband, p. 18–19, 2012. Citado nas pp. [23](#), [24](#), [26](#), [27](#).
- HSU, M.-T.; DU, J.-H.; CHIU, W.-C. Design of Low Power CMOS LNA with Current-Reused and Notch Filter Topology for DS-UWB Application. **Wireless Engineering and Technology**, v. 03, jan. 2012. DOI: [10.4236/wet.2012.33024](https://doi.org/10.4236/wet.2012.33024). Citado na p. [45](#).
- HU, Z.-F.; LIU, M.-L.; DING, R.-X.; ZHU, Z.-M.; YIN-TANG, Y. The Ultra-Wideband 0.5-15GHz LNA for Reconfigurable Receiver System in 28 nm CMOS. In: p. 1–3. DOI: [10.1109/ICSICT49897.2020.9278188](https://doi.org/10.1109/ICSICT49897.2020.9278188). Citado na p. [75](#).
- KHAVARI, A. F.; MAFINEZHAD, K.; NEJAD, M. M. A Broadband Low Power CMOS LNA for 3.1–10.6 GHz UWB Receivers. **Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers**, v. 14, p. 1–13, 2018. Citado nas pp. [41](#), [42](#).
- KHOSRAVI, H.; SHEIKHI, M.; BIJARI, A.; KANDALAFT, N. 3.5-9 GHz Ultra-Wideband LNA With Variable Gain and Noise Cancellation for Wireless Communication. In: p. 0396–0401. DOI: [10.1109/CCWC47524.2020.9031278](https://doi.org/10.1109/CCWC47524.2020.9031278). Citado nas pp. [43](#), [47](#), [49](#), [75](#).
- KHULLAR, J.; KAUSHAL, S. Study of Microwave UWB Technology for Short Range Hidden Objects Detection. **IJSTE - International Journal of Science Technology Engineering**, v. 05, mai. 2019. Citado na p. [26](#).
- LEE, T. The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits. 2nd. ed., 2004. Citado na p. [39](#).
- LI, R.-S.; CHIEN, H.-C.; HUANG, R.-Y.; WENG, R.-M. Design of High Gain Low Noise Amplifier with Current-Reuse Technology for UWB Systems. In: p. 1111–1112. DOI: [10.1109/GCCE46687.2019.9015396](https://doi.org/10.1109/GCCE46687.2019.9015396). Citado nas pp. [49](#), [56](#).

- LIAO, C.-F.; LIU, S.-I. A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1-10.6-GHz UWB receivers. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, v. 42, p. 329–339, mar. 2007. DOI: [10.1109/JSSC.2006.889356](https://doi.org/10.1109/JSSC.2006.889356). Citado na p. 55.
- LYU, H.; WANG, Z.; BABAKHANI, A. A UHF/UWB Hybrid RFID Tag With a 51-m Energy-Harvesting Sensitivity for Remote Vital-Sign Monitoring. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, PP, p. 1–1, ago. 2020. DOI: [10.1109/TMTT.2020.3017674](https://doi.org/10.1109/TMTT.2020.3017674). Citado nas pp. 16–18, 32.
- MEHL, E. L. Do Transistor ao Microprocessador, p. 1–17, 2013. Citado na p. 21.
- PAN, D.; DUAN, Z.; HUANG, L.; CAO, R.; SUN, L. Design of Ultra-Wideband LNA with 3.6 ± 0.4 dB NF and 15.9 ± 1.1 dB Gain. **IEICE Electronics Express**, v. 15, mai. 2018a. DOI: [10.1587/elex.15.20180403](https://doi.org/10.1587/elex.15.20180403). Citado nas pp. 49, 58.
- PAN, D.; DUAN, Z.; HUANG, L.; CAO, R.; SUN, L. Design of Ultra-Wideband LNA with 3.6 ± 0.4 dB NF and 15.9 ± 1.1 dB Gain. **IEICE Electronics Express**, v. 15, mai. 2018b. DOI: [10.1587/elex.15.20180403](https://doi.org/10.1587/elex.15.20180403). Citado na p. 75.
- PICCINNI, G.; AVITABILE, G.; COVIELLO, G.; TALARICO, C. Gm over ID design for UWB distributed amplifier. In: 2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). 2016. P. 1–4. DOI: [10.1109/MWSCAS.2016.7870069](https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2016.7870069). Citado na p. 43.
- QORVO. **Como customizar o abnTeX2**. 2017. Disponível em: <https://www.qorvo.com/products/wireless-connectivity/ultra-wideband>. Acesso em: 27 abr. 2015. Citado na p. 53.
- RAZAVI, B. RF microeletronics. **Prentice Hall**, 2nd. ed. [S.l.], 2011. Citado nas pp. 27–29, 33, 34, 36, 39, 80.
- SABZI., M. Analysis and performance improvement in high frequency wide-band LNAs. Electronics. Université de Nantes; Université de Téhéran, in. Citado nas pp. 34, 35.
- SANKAR, M.; MALLESHWARI, M.; MAHAMUNI, S. Design of low power UWB CMOS Low Noise Amplifier using active inductor for WLAN receiver. **International Journal of Engineering and Technology(UAE)**, v. 7, p. 448–450, abr. 2018. DOI: [10.14419/ijet.v7i2.24.12132](https://doi.org/10.14419/ijet.v7i2.24.12132). Citado nas pp. 46, 49.
- SINGH, J.; PANDEY, S. A 0.6 V, low-power and high-gain ultra-wideband low-noise amplifier with forward-body-bias technique for low-voltage operations. **IET Microwaves, Antennas Propagation**, v. 9, jan. 2015. DOI: [10.1049/iet-map.2014.0581](https://doi.org/10.1049/iet-map.2014.0581). Citado na p. 49.
- SINGH, V.; ARYA, S.; KUMAR, M. A 0.7 V, Ultra-Wideband Common Gate LNA with Feedback Body Bias Topology for Wireless Applications. **Journal of Low Power Electronics and Applications**, v. 8, p. 42, out. 2018. DOI: [10.3390/jlpea8040042](https://doi.org/10.3390/jlpea8040042). Citado nas pp. 40, 43, 48, 75.

- SLIMANE, A.; TRABELSI, M.; SI MOUSSA, M. Bandwidth improvement technique of distributed amplifiers using combined filtering structures. **Aeu-international Journal of Electronics and Communications - AEU-INT J ELECTRON COMMUN**, v. 65, p. 777–782, out. 2011. DOI: [10.1016/j.aeue.2011.01.003](https://doi.org/10.1016/j.aeue.2011.01.003). Citado na p. 48.
- TIENGTHONG, T.; PROMWONG, S.; DEEPUNYA, C. Delay characteristics of UWB transmission waveform with human body for WBAN system. In: 2018 International Conference on Digital Arts, Media and Technology (ICDAMT). Fev. 2018. P. 233–237. DOI: [10.1109/ICDAMT.2018.8376530](https://doi.org/10.1109/ICDAMT.2018.8376530). Citado na p. 17.
- VO, D. Design of low noise amplifier for ultra-wideband application, mar. 2010. Citado nas pp. 24, 26, 46, 47.
- WESTSTRATE, M.; SINHA, S. Mathematical Modelling of the LC-Ladder and Capacitive Shunt-Shunt Feedback LNA Topology. **SAIEE Africa Research Journal**, v. 100, p. 72–78, set. 2009. DOI: [10.23919/SAIEE.2009.8531583](https://doi.org/10.23919/SAIEE.2009.8531583). Citado na p. 44.
- YOUSEF, K.; JIA, H.; POKHAREL, R.; ALLAM, A.; RAGAB, M.; YOSHIDA, K. A 2–16 GHz CMOS current reuse cascaded ultra-wideband low noise amplifier. In: p. 1–5. DOI: [10.1109/SIEPC.2011.5876910](https://doi.org/10.1109/SIEPC.2011.5876910). Citado nas pp. 48, 59.
- YOUSEF, K.; JIA, H.; POKHAREL, R.; ALLAM, A.; RAGAB, M.; KANAYA, H. A 0.18 m CMOS current reuse ultra-wideband low noise amplifier (UWB-LNA) with minimized group delay variations. In: DOI: [10.1109/EuMC.2014.6986705](https://doi.org/10.1109/EuMC.2014.6986705). Citado na p. 49.
- ZHAO, L. A Low Power High Gain CMOS LNA with Multiple-Feedback Network for Low Voltage UWB Receiver. **Journal of Circuits, Systems and Computers**, v. 25, p. 1650051, jan. 2016. DOI: [10.1142/S0218126616500511](https://doi.org/10.1142/S0218126616500511). Citado nas pp. 64, 75.
- ZINKE, O.; KUNDERT, K. THE DESIGNER'S GUIDE TO VERILOG-AMS, jun. 2004. Citado nas pp. 51, 52.

Apêndices

APÊNDICE A – Esquemáticos e Simulações Complementares

A.1 Esquemático - LNA (Dummies)

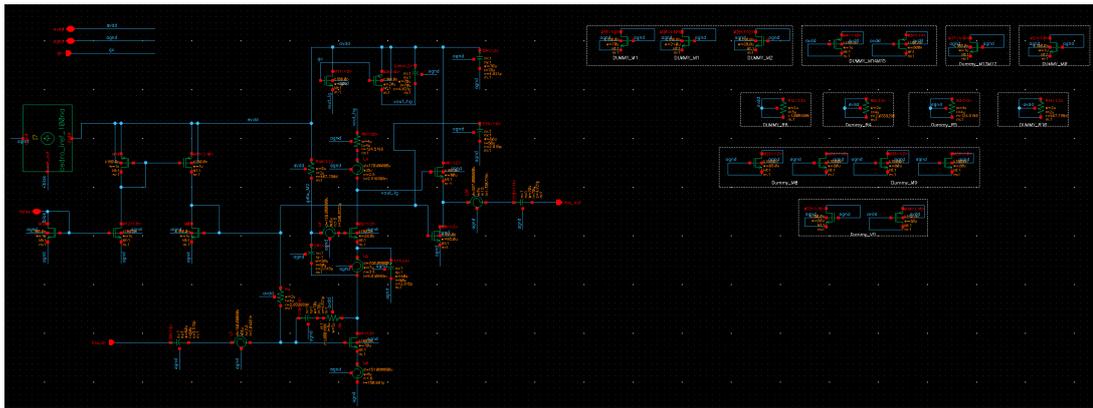


Figura 71 – Esquemático Completo LNA com Dummies.

A.2 Simulação do LNA Cascadeado em Estado ff a 90°C

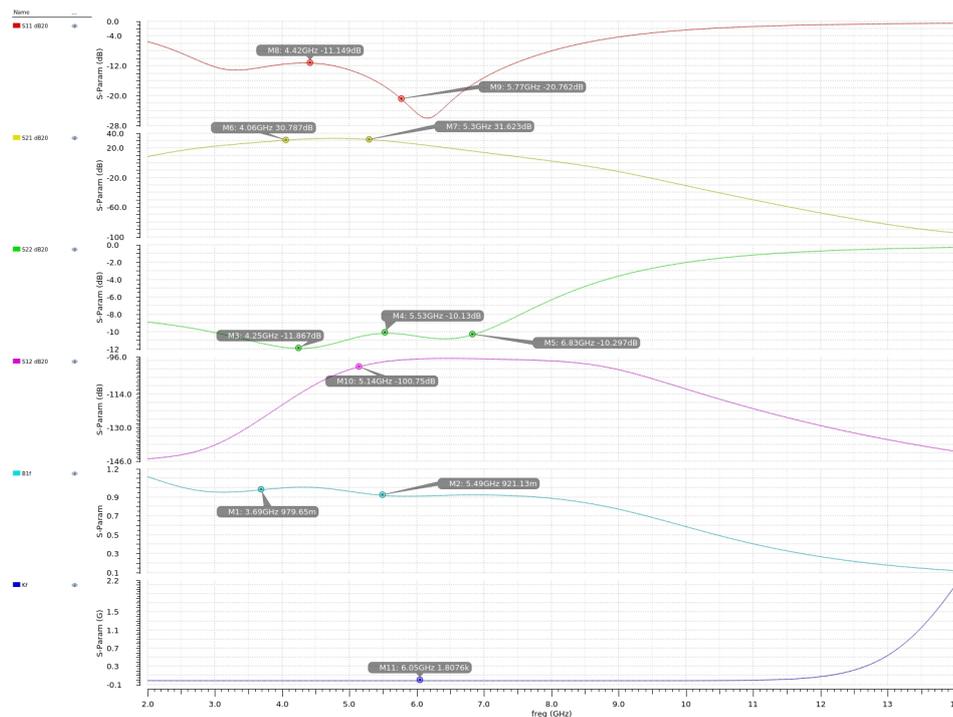


Figura 72 – Corners LNA-ss Cascadeado a 90 °C.

APÊNDICE B – Layout Complementares

B.1 Transmissor UWB

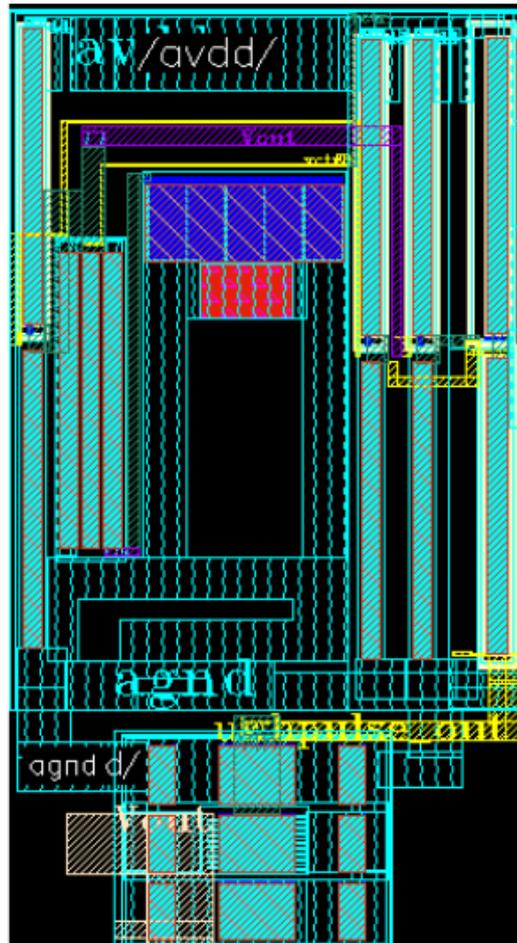


Figura 73 – Layout Transmissor

B.2 Receiver Squarer

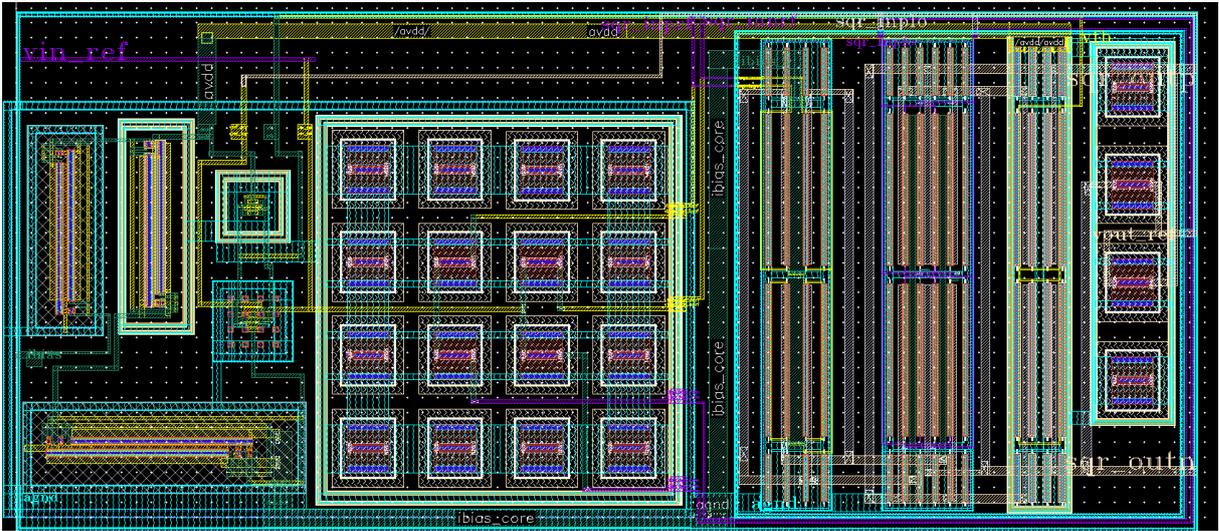


Figura 74 – Layout Squarer