



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

WISLA MILENA MORAIS DE OLIVEIRA

**RECEPTOR DE CONVERSÃO DIRETA INTEGRADO EM TECNOLOGIA CMOS
PARA APLICAÇÕES DE ULTRA BAIXO CONSUMO**

MOSSORÓ

2023

WISLA MILENA MORAIS DE OLIVEIRA

**RECEPTOR DE CONVERSÃO DIRETA INTEGRADO EM TECNOLOGIA CMOS
PARA APLICAÇÕES DE ULTRA BAIXO CONSUMO**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-árido (UFERSA) como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Francisco de Assis Brito Filho, Prof. Dr.

MOSSORÓ

2023

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

0048r Oliveira, Wisla Milena Moraes de.
RECEPTOR DE CONVERSÃO DIRETA INTEGRADO EM
TECNOLOGIA CMOS PARA APLICAÇÕES DE ULTRA BAIXO
CONSUMO / Wisla Milena Moraes de Oliveira. - 2023.
84 f. : il.

Orientador: Francisco de Assis Brito-Filho.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica, 2023.

1. Portabilidade . 2. Sensibilidade. 3. CMOS.
4. Baixo consumo. 5. Receptores de conversão
direta. I. Brito-Filho, Francisco de Assis ,
orient. II. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência
Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva
CRB: 15/120

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

WISLA MILENA MORAIS DE OLIVEIRA

**RECEPTOR DE CONVERSÃO DIRETA INTEGRADO EM TECNOLOGIA CMOS
PARA APLICAÇÕES DE ULTRA BAIXO CONSUMO**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-árido (UFERSA) como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Francisco de Assis Brito Filho, Prof. Dr.

Defendida em: 23 de Fevereiro de 2023.

BANCA EXAMINADORA

Francisco de Assis Brito Filho, Prof. Dr.
Presidente da Banca e Orientador

Humberto Dionísio de Andrade, Prof. Dr.
Membro Interno

Diomadson Rodrigues Belfort, Prof. Dr.
Membro externo

MOSSORÓ

2023

*A Deus pois a Ele devo tudo que sou. A minha amada
mãe Girlene Maria de Moraes pelo cuidado e ajuda
em todos os momentos.*

Dedico.

AGRADECIMENTOS

Inicio agradecendo ao bom Deus pelo fôlego de vida, pela oportunidade de cursar uma pós-graduação, por seu meu guia em todo o tempo e pelas pessoas que colocou em meu caminho para me ajudar chegar até aqui.

À minha família, por ser minha base e apoio em todas as circunstâncias. Gratidão especial a minha mãe, Girlene Maria de Moraes que não mede esforços em me ajudar.

Ao meu orientador Francisco Brito Filho pelos ensinamentos, palavras positivas, conselhos e críticas construtivas.

Ao corpo docente da UFRSA pelas experiências repassadas.

Aos meus amigos pelo apoio e a todos que direta ou indiretamente me ajudaram.

À CAPES, pelo auxílio financeiro.

RESUMO

No desenvolvimento de dispositivos portáteis e com vida útil elevada, o baixo consumo de energia e a miniaturização são características essenciais. Essas características são demandadas em aplicações modernas nas mais diversas áreas, como por exemplo, sistemas biomédicos para monitoramento de anomalias e dispositivos de comunicação sem fio para Internet das coisas. No que se refere ao projeto de receptores de radio frequência, existe um compromisso entre a sensibilidade do receptor e o consumo de energia. Nesse contexto, esta pesquisa avalia a sensibilidade de um receptor de conversão direta CMOS utilizando circuitos de baixo consumo. Os circuitos discutidos para o cálculo da sensibilidade são um detector de envelope do tipo passivo e um amplificador com acoplamento CA. Os blocos do receptor foram implementados utilizando os modelos e fluxos de projeto das tecnologias CMOS *SkyWater* 130 nm e UMC 180 nm, para prototipagem de um ASIC, o que agrega portabilidade e miniaturização a arquitetura proposta. Para a tecnologia *SkyWater* o fluxo de projeto totalmente *open-source* é utilizado. Com os resultados simulados foi obtida uma sensibilidade de $-58,7\text{ dBm}$ com um consumo de $0,9\text{ }\mu\text{W}$ para a tecnologia UMC 180 nm e uma sensibilidade de $-64,7\text{ dBm}$ com um consumo de $1,8\text{ }\mu\text{W}$ para a tecnologia *SkyWater* 130 nm. Considerando a relação entre consumo de energia e sensibilidade, os resultados alcançados nessa pesquisa são comparados com os do estado da arte.

Palavras-chave: Portabilidade. Sensibilidade. CMOS. Baixo consumo. Receptores de conversão direta.

ABSTRACT

In developing portable devices with long useful life, low power consumption and miniaturization are essential features. These characteristics are required in modern applications in several areas, such as biomedical systems for monitoring anomalies and wireless communication devices for Internet of Things. Concerning the radiofrequency receiver design, there is a trade off between sensitivity of the receiver and power consumption. The circuits discussed for the sensitivity calculation are a passive-type envelope detector and an AC-coupled amplifier. Receiver blocks have been implemented using the models and design flows of CMOS technologies SkyWater 130 nm and UMC 180 nm , for prototyping an ASIC, which adds portability and miniaturization to the architecture proposal. For the SkyWater technology, a fully open-source design flow was used. With the simulated results, a sensitivity of -58.7 dBm was obtained with a power consumption of $0.9\text{ }\mu\text{W}$ for the UMC 180 nm technology and a sensitivity of -64.7 dBm with a consumption of $1.8\text{ }\mu\text{W}$ for the technology SkyWater 130 nm. Considering the compromise between power consumption and sensitivity, the results achieved in this research are compared with those of the state of the art.

Keywords: Portability. Sensitivity. CMOS. Low-consumption. Direct-conversion receivers.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama de blocos de receptor heteródino.	19
Figura 2 – <i>Trade-off</i> entre filtro de seleção de canal e filtro de rejeição de imagem.	20
Figura 3 – Arquitetura de receptores.	22
Figura 4 – Comparativo entre receptores encontrados na literatura.	23
Figura 5 – Detector de envoltória com Mosfet conectado como diodo.	24
Figura 6 – Topologia de detectores.	24
Figura 7 – Arquitetura de amplificador com acoplamento AC.	25
Figura 8 – Arquitetura de OTAs.	27
Figura 9 – Funcionamento de um comparador sem histerese.	28
Figura 10 – Princípio de funcionamento de um comparador com histerese.	29
Figura 11 – Ilustração do Funcionamento da Modulação Digital ASK.	30
Figura 12 – Ilustração da largura de banda equivalente do ruído.	31
Figura 13 – Blocos em cascata.	32
Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema proposto.	34
Figura 15 – Esquemático do detector de Envelope.	35
Figura 16 – Configuração do amplificador com acoplamento AC com fonte simples.	36
Figura 17 – Arquitetura do pseudo resistor.	37
Figura 18 – Conexão entre o comparador e o FPGA.	38
Figura 19 – Etapas para a realização da pesquisa.	39
Figura 20 – Fluxo de projeto de um ASIC analógico e as ferramentas em cada fase.	40
Figura 21 – Fluxo de projeto de um ASIC digital e as ferramentas <i>open-source</i> utilizadas.	41
Figura 22 – <i>Harness Caravel</i>	43
Figura 23 – Ilustração da integração com <i>aHarness</i>	43
Figura 24 – Fluxo de projeto de ASIC com UMC e ferramentas <i>Cadence</i>	44
Figura 25 – Plano de testes.	45
Figura 26 – Análise transiente do detector para tecnologia <i>SkyWater</i> 130 nm.	48
Figura 27 – Densidade espectral de potência do ruído na saída do detector.	49
Figura 28 – Ganho de conversão para o detector da tecnologia <i>SkyWater</i>	50
Figura 29 – <i>Layout</i> do detector de envelope.	50
Figura 30 – Comparativo do ruído de saída pré e pós- <i>layout</i>	51
Figura 31 – Resultados pré e pós- <i>layout</i> para o ganho de conversão.	52
Figura 32 – Análise transiente do detector para tecnologia UMC 180 nm.	53
Figura 33 – Ruído na saída do detector da tecnologia UMC 180 nm.	53
Figura 34 – Ganho de conversão para o detector da tecnologia UMC 180 nm.	54
Figura 35 – Resposta AC em malha aberta para OTA da UMC 180 nm.	56
Figura 36 – Gráfico da tensão <i>versus</i> corrente do pseudo-resistor com a <i>SkyWater</i>	57

Figura 37 – Ganho em malha fechada do amplificador.	59
Figura 38 – Análise Transiente do amplificador.	60
Figura 39 – Ruído do amplificador.	61
Figura 40 – <i>Layout</i> do OTA feito no <i>Magic Layout</i>	62
Figura 41 – Resposta AC pós- <i>layout</i>	63
Figura 42 – Análise AC em malha aberta para UMC: (a) Ganho do OTA e (b) Fase do OTA.	65
Figura 43 – Gráfico da tensão <i>versus</i> corrente do pseudo resistor UMC.	66
Figura 44 – Ganho em malha fechada.	67
Figura 45 – Análise Transiente do amplificador para tecnologia UMC 180 nm.	68
Figura 46 – Análise de ruído do amplificador para tecnologia UMC 180 nm.	69
Figura 47 – Ganho de conversão para o detector de envelope.	71
Figura 48 – Ganho de conversão para o detector de envelope.	72
Figura 49 – Resultados de sensibilidade para tecnologia <i>SkyWater</i> 130nm.	73
Figura 50 – Resultados de sensibilidade para tecnologia UMC 180nm.	74
Figura 51 – Simulação do MODEM ASK.	75
Figura 52 – <i>Trade-off</i> entre sensibilidade e consumo de energia.	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dimensões dos transistores do OTA para <i>SkyWater</i> 130 nm.	55
Tabela 2 – Valores de resistência simulados.	58
Tabela 3 – Comparativo dos resultados pré e pós- <i>layout</i> do OTA	64
Tabela 4 – Dimensões dos transistores do OTA espelho de corrente da UMC 180 nm. ...	64
Tabela 5 – Valores de resistência simulados para UMC.	66
Tabela 6 – Comparativo entre os resultados do amplificador.	70
Tabela 7 – Comparação dos receptores encontrados no estado da arte.....	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ampOp	Amplificador Operacional
ADC	Converso analógico-digital, do inglês <i>Analog-to-Digital Converter</i>
ASIC	<i>Application-Specific Integrated Circuit</i>
ASK	<i>Amplitude Shift Keying</i>
BB	Banda Base
BW	largura da banda passante, do inglês <i>Bandwidth</i>
CG	Ganho de Conversão, do inglês <i>conversion gain</i>
CI	Circuito Integrado
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CMRR	Razão de Rejeição de Modo Comum, do inglês <i>Common Mode Rejection Ratio</i>
dB	Unidade de tensão ou potência em Decibel
dBm	Decibel-miliwatts
DRC	Termo do inglês <i>Design Rules Check</i>
EDA	<i>Electronic Design Automation</i>
ENBW	Largura de banda de ruído equivalente, do inglês <i>Equivalent noise bandwidth</i>
FPGA	Matriz de portas programáveis em campo, do inglês <i>Field-Programmable Gate Array</i>
GBW	Produto ganho-banda, do inglês <i>Gain–bandwidth product</i>
GDS II	Formato padrão de arquivo da indústria de circuitos integrados, sigla para o termo <i>Graphic Data System</i>
GPIO	Pinos de entrada e saída para propósitos gerais, do inglês <i>(General-Purpose Input-Output)</i>
GPS	Sistema de Posicionamento Global, do inglês <i>Global Positioning System</i>
IF	Frequência intermediária, do inglês <i>Intermediate Frequency</i>

IOT	Internet das Coisas, do inglês <i>Internet of Things</i>
ISM	faixas de frequências reservadas para desenvolvimento industrial, médico e científico (do inglês <i>Industrial Scientific and Medical</i>)
LNA	Amplificador de baixo ruído, do inglês <i>Low-Noise Amplifier</i>
LO	Oscilador local, do inglês <i>Local-Oscillator</i>
LVS	do inglês, <i>Layout versus Schematic</i>
MODEM	Modulador-Demodulador
MPW	do inglês <i>Multi-project wafer</i>
NEF	Fator de Eficiência do Ruído, do inglês <i>Noise Efficiency Factor</i>
NF	Figura de ruído, do inglês <i>Noise Figure</i>
NMOS	Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor do tipo N
OOK	<i>ON-OFF Keying</i>
OTA	Amplificador operacional de transcondutância, do inglês <i>Operational Trans-conductance Amplifier</i>
PDK	do inglês <i>Process design kit</i>
PMOS	Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor do tipo P
PSD	<i>Power Spcetral Density</i>
PSOC	Sistema em um Chip programável, do inglês <i>Programmable System on Chip</i>
RF	Radiofrequência
RMS	do inglês <i>Root Mean Square</i>
RTL	do inglês <i>Register Transfer Level</i>
Rx	Taxa de recepção de dados
SNR	Relação entre sinal e ruído, do inglês <i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SoC	Sistem em um chip, do inglês <i>System on a chip</i>
THD	Distorção harmônica total do inglês <i>Total harmonic distortion</i>
Tx	Taxa de transmissão de dados
VHDL	do inglês <i>VHSIC Hardware Description Language</i>
WLAN	Rede Local Sem Fios, do inglês <i>Wireless Local Area Network</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_c	Ganho de modo comum
A_d	Ganho diferencial
A_M	Ganho de banda passante
C_l	Capacitor de carga
ΔR	Parâmetro de variabilidade do Pseudo-Resistor
F	Fator de ruído, do inglês <i>Noise Factor</i>
F_c	Frequência de corte
F_{3dB}	Frequência em -3 dB
f_H	Frequência de corte superior
f_L	Frequência de corte inferior
g_{ds}	Condutância de saída
g_m	transcondutância do transistor
i_{BIAS}	Corrente de polarização
I_D	Corrente de dreno
k	Constante de Boltzmann
L	Comprimento do canal
NO	Ruído total na saída
NS	Ruído térmico do resistor
T	Temperatura em <i>Kelvin</i>
V_B	Tensão de polarização
V_{BS}	Tensão substrato-fonte
V_{CM}	Tensão de modo comum
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
V_{GS}	Tensão porta-fonte ou tensão entre <i>gate</i> e o <i>source</i> do transistor

V_{ov}	Tensão de <i>overdriver</i>
V_R	Tensão de referência do comparador <i>Schmitt trigger</i>
V_{th}	Tensão de limiar, do inglês <i>Threshold voltage</i>
V_{TH}	Tensão de limiar superior do comparador
V_{TL}	Tensão de limiar inferior do comparador
W	Largura do transistor
ω	Frequência angular obtida pela relação $2\pi f$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	16
1.1	Objetivo geral.....	17
1.2	Objetivos específicos	17
1.3	Justificativa.....	18
1.4	Estrutura da dissertação	18
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	19
2.1	Arquiteturas de Receptores	19
2.2	Receptores de Baixo Consumo	21
2.3	Sensibilidade	30
2.4	Resumo do capítulo	33
3	SISTEMA PROPOSTO E METODOLOGIA	34
3.1	Sistema Proposto	34
3.2	Metodologia	38
3.2.1	Fluxo de Projeto <i>Open-source</i>	40
3.2.2	Fluxo de Projeto com ferramentas da <i>Cadence</i>	44
3.2.3	<i>Setup</i> para teste experimental dos ASICs.....	45
3.3	Resumo do capítulo	46
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	47
4.1	Detector de Envelope.....	47
4.1.1	Resultados para a tecnologia CMOS <i>SkyWater</i> 130 nm	47
4.1.2	Resultados com a tecnologia CMOS UMC 180 nm	52
4.1.3	Discussões a respeito dos resultados do detector de envelope.....	54
4.2	Amplificador com acoplamento CA	55
4.2.1	Resultados para a tecnologia CMOS <i>SkyWater</i> 130 nm	55
4.2.2	Resultados para a tecnologia CMOS UMC 180nm	64
4.2.3	Discussões sobre os resultados do amplificador	69
4.3	Figura de ruído e Sensibilidade.....	70
4.4	MODEM ASK	74
4.5	Análise da Sensibilidade <i>versus</i> Consumo de Energia.....	75
4.6	Resumo do capítulo	77
5	CONCLUSÕES.....	78
5.1	Perspectivas para trabalhos futuros.....	79
	REFERÊNCIAS.....	80

1 INTRODUÇÃO

Reduzir o consumo de energia é um requisito fundamental em sistemas onde se busca portabilidade e uma longa vida útil. Essa redução de consumo deve ser examinada tanto em nível de *hardware* quanto em nível de *software* (KAMALINEJAD et al., 2014). De acordo com Wentzloff et al. (2021), na análise do consumo de energia de sistemas Internet das coisas (IOT, do inglês *Internet Of Things*) a maior parte da energia é gasta nos sistemas de comunicação sem fio e reduzir o consumo desses sistemas é desejável.

No entanto, essa necessidade de sistemas com baixo consumo se estende a aplicações com sensores inteligentes, rede sensores sem fio, dispositivos vestíveis e sistemas de monitoramento de cuidados com a saúde (CHENG; CHEN, 2017; VIANA; BELFORT, 2019; YAN et al., 2018). Com o advento e desenvolvimento dessas aplicações modernas, o consumo de energia dos sistemas de comunicação é uma métrica importante, haja vista que esses sistemas podem ser determinantes para a redução do consumo total de energia.

Aprofundando mais sobre os sistemas de comunicação, estes estão presentes assiduamente na nossa rotina, nesse sentido, os autores em Wentzloff et al. (2021) estimando uma quantidade de 1 trilhão de dispositivos sem fio conectados, apontam que esses dispositivos com baterias de vida útil pequena, além de apresentarem a necessidade de recorrente manutenção ou troca de bateria, acarretam impactos ao meio ambiente em virtude do descarte das baterias, que segundo o autor, nos sistemas de IOT, possuem uma vida útil média de três anos.

Com relação aos circuitos de recepção de sinais, existe um *trade-off* entre consumo de energia e o mínimo sinal detectável. Via de regra, um menor sinal detectável é alcançado em sistemas com maior consumo de energia. No entanto, progressos direcionados no desenvolvimento de circuitos com baixo consumo tem possibilitado a redução do gasto energético com melhoria do mínimo sinal detectável do receptor (MOODY et al., 2019). A escolha da arquitetura do receptor também deve ponderar aspectos como custo e complexidade (RAZAVI, 2012).

As arquiteturas de receptores de radiofrequência (RF) podem ser classificadas em dois tipos principais, a saber, heteródino e homódino. O primeiro tipo faz o processo de conversão da frequência RF para uma frequência intermediária e posteriormente recupera o sinal banda base, enquanto os homodinos fazem a conversão em uma única etapa e por isso também são chamados de receptores de conversão direta. Os receptores de conversão direta destacam-se dos tradicionais heteródinos quando o objetivo é reduzir complexidade e consumo (MOODY et al., 2019). Ainda segundo Razavi (2012) esses receptores tem ganhado espaço desde os anos 2000 em virtude das melhorias de integração e sofisticação dessas arquiteturas simples.

Nesse contexto, também pode ser agregado a importância da miniaturização e consequente portabilidade do sistema de recepção, como uma característica atrativa para as aplicações

de comunicação sem fio. Com a finalidade de avaliar a melhoria do mínimo sinal detectável para um receptor de ultra-baixo consumo, esta pesquisa propõe a implementação de um receptor de conversão direta integrado em tecnologia CMOS (do inglês, *Complementary metal-oxide-semiconductor* cuja tradução seria semicondutor de óxido metálico complementar).

O desenvolvimento do receptor em tecnologia CMOS tem como resultado final um circuito integrado para aplicação específica (ASIC, do inglês *Application-Specific Integrated Circuit*). Nos últimos anos, tem-se observado um crescente incentivo à democratização do conhecimento a respeito do fluxo de projeto de ASICs. Desde 2020, a *SkyWater* em colaboração com a *Google* e intermediação da *Efabless corporation* tornaram acessível o desenvolvimento ponta a ponta de um ASIC de forma gratuita (PAJKANOVIC, 2021; EDWARDS; SHALAN; KASSEM, 2021; EFABLESS CORPORATION, c2022). Além desse programa *open-source*, a EUROPRACTICE oferece baixo custo para fabricação de ASICs para verificação inicial (DAS; MCLEAN, 2003). Essas iniciativas também agregam motivação ao desenvolvimento dessa pesquisa.

Considerando os pressupostos destacados, a importância de buscar soluções com baixo consumo para as aplicações atuais e as oportunidades de pesquisa no desenvolvimento de ASICs, esse trabalho propõe o desenvolvimento de um receptor de conversão direta integrado em tecnologia CMOS de 130 e 180 nm, com ênfase na verificação de um detector de envelope passivo e um amplificador com acoplamento capacitivo, de ultra-baixo consumo, como meio para melhorar a sensibilidade.

1.1 Objetivo geral

O objetivo geral dessa pesquisa é desenvolver o circuito integrado de um receptor de conversão direta composto por um detector de envelope passivo e um amplificador com acoplamento capacitivo de ultra-baixo consumo, como método para melhorar a sensibilidade do receptor.

1.2 Objetivos específicos

Para alcançar o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos são propostos:

- Realizar o levantamento bibliográfico sobre receptores de baixo consumo.
- Projetar os blocos do receptor, priorizando os circuitos com menor consumo de energia.
- Criar um esquema de simulação que permita a validação dos subsistemas criados.
- Quantificar a sensibilidade da solução proposta e comparar com as do estado da arte, ponderando os *trade-offs* em relação ao consumo de energia.

- Elaborar e submeter para fabricação, um ASIC com os blocos analógicos e digitais projetados.
- Desenvolver algoritmos em linguagem de descrição de hardware para implementação dos módulos digitais em dispositivo de lógica programável (*FPGA – Field Programmable Gate Array*).

1.3 Justificativa

Considerando a importância de circuitos de baixo consumo para as aplicações com sistemas de transmissão e recepção de sinais, essa pesquisa busca contribuir com o estado da arte através da proposta de uma arquitetura de receptor com ultra-baixo consumo. Dentre as aplicações com necessidade de componentes com baixo consumo pode-se referenciar, IOT, rede de sensores sem fio, dispositivos emergentes para monitoramento de cuidados com a saúde e dispositivos vestíveis (WENTZLOFF et al., 2021; YAN et al., 2018; KAMALINEJAD et al., 2014).

Avaliando a recorrente necessidade de técnicas para redução de consumo e o *trade-off* existente entre mínimo sinal detectável e consumo de energia, técnicas para melhorar a sensibilidade do receptor são benéficas no projeto de dispositivos de comunicação sem fio. Essa pesquisa surge da percepção da crescente demanda por sistemas que além do baixo consumo e bom desempenho, agreguem simplicidade, baixo custo, miniaturização e consequentemente portabilidade as aplicações que requerem tais especificações.

1.4 Estrutura da dissertação

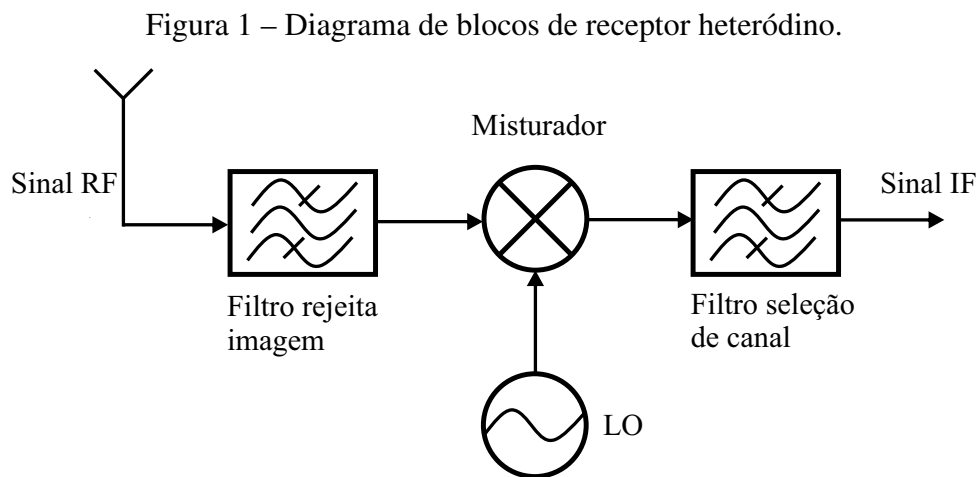
Esta dissertação está dividida em cinco capítulos. O presente capítulo apresentou uma breve contextualização a respeito da temática principal, exibindo como situar a proposta do trabalho com as aplicações mais recentes da literatura. O capítulo 2 exibirá uma revisão bibliográfica sobre os tipos de receptores e as soluções demonstradas na literatura para o *design* de um receptor com baixo consumo de energia, bem como as equações para cálculo da sensibilidade. O sistema proposto e a metodologia empregada serão discutidos no capítulo 3 e o capítulo 4 apresentará os resultados obtidos. Por fim, após a exposição dos resultados, o capítulo 5 abordará as considerações finais sobre o trabalho e as perspectivas futuras para continuação dessa pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo será abordado sobre as arquiteturas de receptores heteródino e homódino, descrevendo as principais características e as métricas de baixo consumo de energia e sensibilidade para essas arquiteturas. Uma revisão sobre receptores propostos na literatura para aplicações de baixo consumo será discutida, além da equação para quantificação da sensibilidade e os parâmetros que à influenciam.

2.1 Arquiteturas de Receptores

As arquiteturas de receptores podem ser classificadas de acordo com o processo de conversão de frequência em dois tipos principais: receptores heteródinos e receptores homódinos. A Figura 1 mostra o diagrama de blocos de uma arquitetura de receptor heteródino.



Fonte: Autora (2023).

Em um bloco receptor, uma etapa de conversão ou tradução deve ser realizada para obter o sinal da informação que foi modulado no transmissor. O bloco misturador realiza essa função. Em um receptor do tipo heteródino, o sinal RF é convertido para uma frequência intermediária (IF, do inglês *Intermediate Frequency*) e posteriormente um bloco de demodulação recupera o sinal banda base. O misturador realiza essa conversão com auxílio de um oscilador local (LO, do inglês *Local Oscillator*) e a frequência intermediária é obtida por meio da multiplicação entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo oscilador (RAZAVI, 2012).

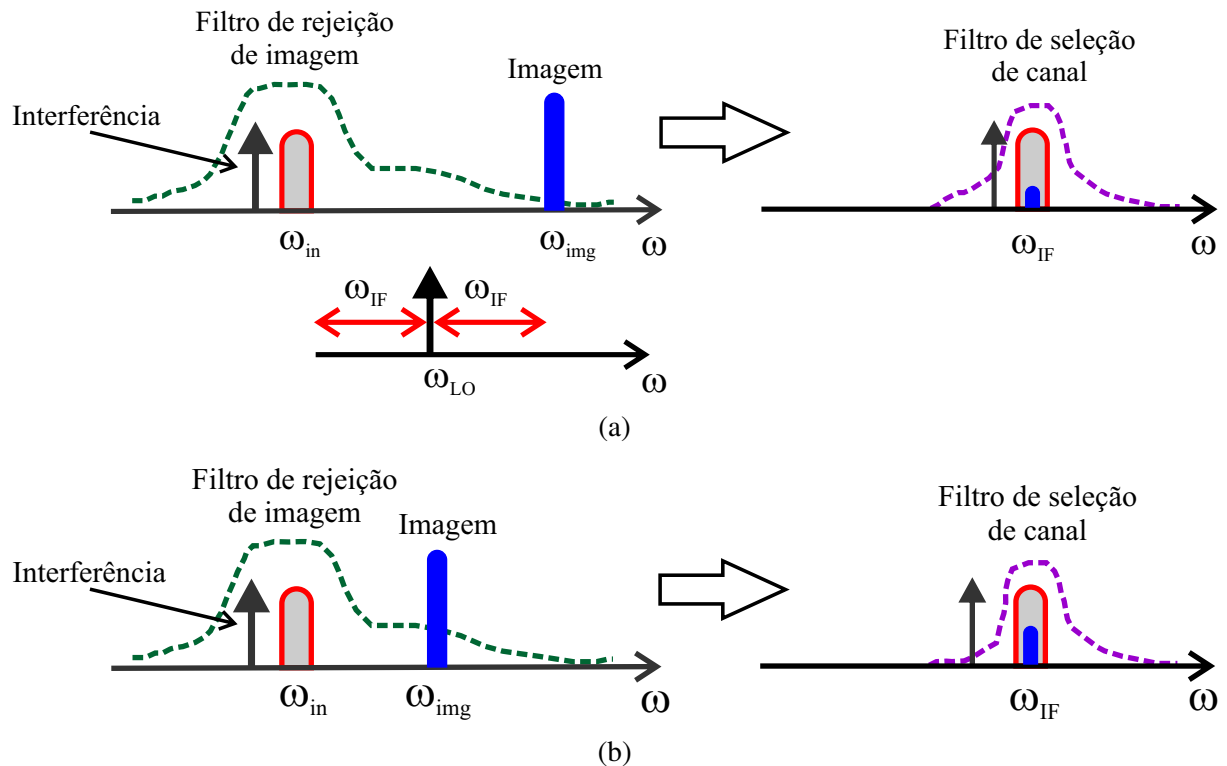
Esse processo de conversão no entanto, gera o problema conhecido como problema da imagem. Uma vez que o sinal gerado pelo o oscilador possui uma função do tipo $A \cos \omega_{LO} t$, duas frequências distintas podem produzir o mesmo IF (LEE, 2004; RAZAVI, 2012). Matematicamente, isso pode ser explicado pela equação (2.1) (RAZAVI, 2012).

$$A \cos \omega_{If} t = A \cos (\omega_{in} - \omega_{LO})t = A \cos (\omega_{LO} - \omega_{in})t \quad (2.1)$$

Percebe-se que tanto o valor positivo quanto o valor negativo de $(\omega_{LO} - \omega_{in})$ pode produzir a mesma frequência IF e em virtude da simetria entre essas componentes de frequência, uma é chamada de imagem da componente desejada (RAZAVI, 2012). Para resolver esse problema, um filtro para rejeição de imagem é utilizado antes do misturador (LEE, 2004).

Além do problema da imagem, existe um *trade-off* na escolha da frequência intermediária. A Figura 2 ilustra esse *trade-off* indicando as componentes de frequência para um valor baixo ou alto de IF e o processo de filtragem. Na ilustração ω_{in} é a frequência do sinal desejado, ω_{img} a frequência da imagem, ω_{LO} a frequência gerada pelo oscilador e ω_{IF} a frequência intermediária.

Figura 2 – *Trade-off* entre filtro de seleção de canal e filtro de rejeição de imagem: (a) IF alto; (b) IF baixo.



Fonte: Autora (2023).

Considerando um valor alto da IF, o *design* do filtro de rejeição de imagem possuirá menos restrições, contudo o filtro de seleção de canal será projetado considerando frequências mais altas com a necessidade de um maior fator de qualidade (LEE, 2004; RAZAVI, 2012). Já para um IF menor o processo de rejeição de interferências na banda desejada é facilitado (LEE, 2004; RAZAVI, 2012). Em suma: valor de ω_{IF} alto: melhor rejeição de imagem e pior seletividade. Valor ω_{IF} baixo: melhor seletividade e pior rejeição de imagem.

Esse *trade-off* pode ser resolvido utilizando uma arquitetura com dois misturadores, cada um seguidos por um estágio de amplificação e filtragem (RAZAVI, 2012). A partir dessas análises, outras arquiteturas alternativas foram desenvolvidas como os receptores rejeita imagem e receptores com baixo IF (RAZAVI, 2012; LEE, 2004).

Um outro processo para recepção de sinais, consiste em converter diretamente o sinal de RF para o sinal banda base. Para esse processo tem-se os receptores homodino, também chamados de receptores de conversão direta ou zero IF. De acordo com Razavi (2012) algumas características mais atrativas dos receptores homodinos em comparação com o heteródino são: ausência da frequência imagem e seleção de canal realizada por um filtro passa-baixas. Embora possam sofrer com maiores quantidades de ruído, essas características tornam esse tipo de receptor mais simples e com maior integração, uma vez que filtros passa-baixas são mais fáceis de serem projetados dentro de um chip (RAZAVI, 2012). Além disso, essas arquiteturas não necessitam de osciladores, misturadores ou filtros de RF e por esse motivo são soluções com menor custo (ADVANTAGES..., c2012a). Ao longo desse capítulo uma arquitetura de receptor de conversão direta será discutida, mostrando também ser uma escolha interessante para aplicações de baixo consumo.

No que se refere a métrica da sensibilidade as arquiteturas do tipo heteródina historicamente apresentam uma melhor performance em comparação com as arquiteturas homódinas (ADVANTAGES..., c2012b). No entanto, técnicas para melhoria da sensibilidade em arquiteturas homódinas vem sendo exploradas na literatura. No trabalho apresentado em Cheng e Chen (2017) os autores apresentam uma topologia para o casamento de impedância com o intuito de melhorar a sensibilidade de um conversor de detecção direta, com detector de RF ativo. Em Wentzloff et al. (2021) os autores trazem uma revisão a respeito das métricas dos receptores e a importância de soluções com baixo consumo e bom desempenho nos sistemas de comunicação sem fio para IOT, abordando sobre o uso de detectores do tipo passivo.

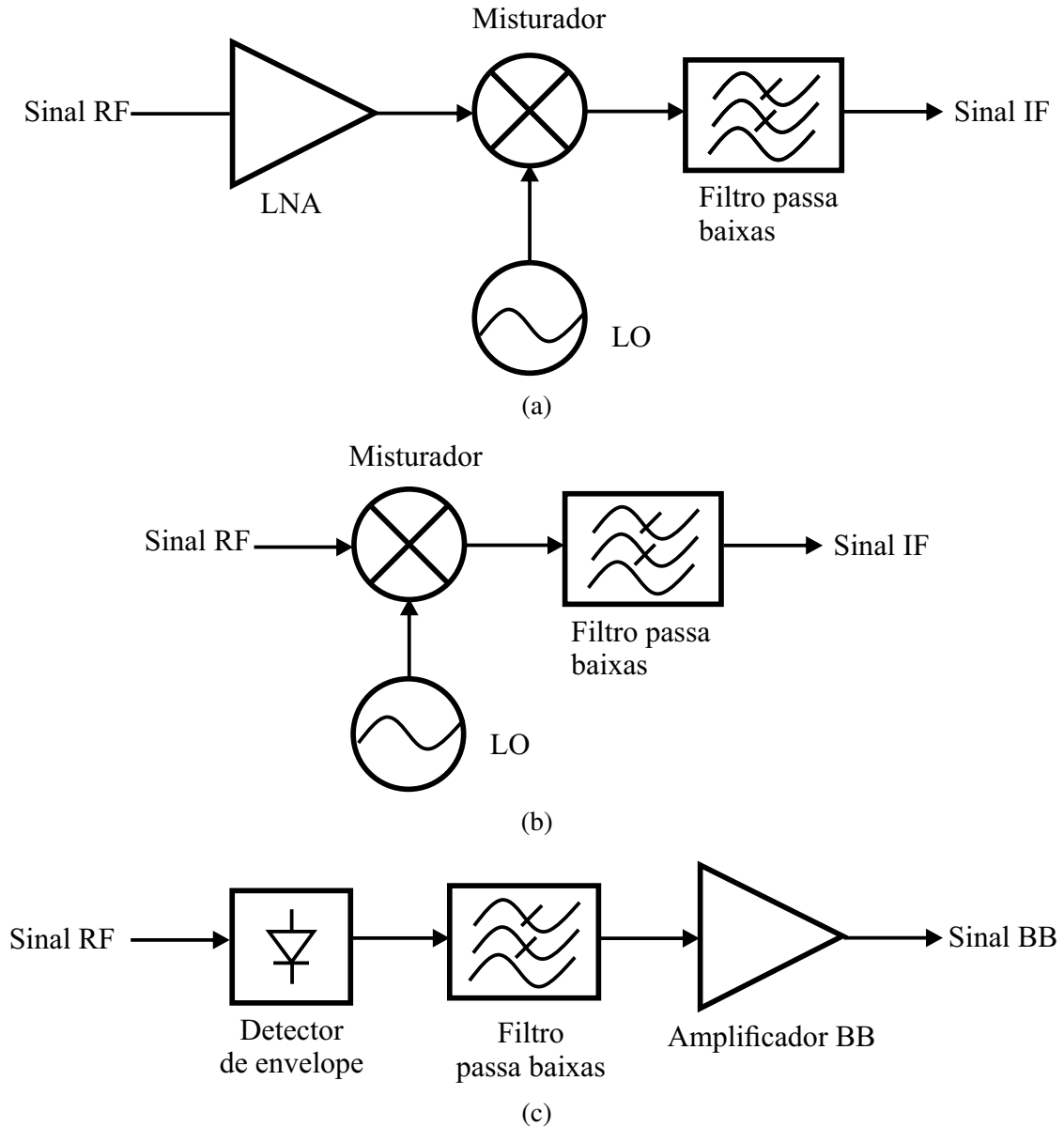
2.2 Receptores de Baixo Consumo

Uma técnica aplicada no projeto de receptores de baixo consumo é utilizar arquiteturas de receptores onde o primeiro estágio consiste em um bloco detector (MOODY et al., 2019; YAN et al., 2018). Essa abordagem, conhecida como arquitetura de conversão direta ou detecção direta de RF, elimina a necessidade de blocos de amplificação de baixo ruído (do inglês, *Low-Noise Amplifier* - LNA) e osciladores locais (LO, do inglês *Local Oscillator*) de RF para a operação de *down conversion* (CHENG; CHEN, 2017; WENTZLOFF et al., 2021).

A Figura 3a apresenta o diagrama de blocos de um receptor com LNA no primeiro bloco e a Figura 3b ilustra uma arquitetura com misturador no primeiro estágio, ambas as arquiteturas de receptor são do tipo heteródino. Esses blocos de LO e LNA adicionam a necessidade de um maior consumo de energia (MOODY et al., 2019; WENTZLOFF et al., 2021). A Figura 3c mostra o diagrama de blocos de uma topologia do tipo homódina com detector de envelope no

primeiro estágio.

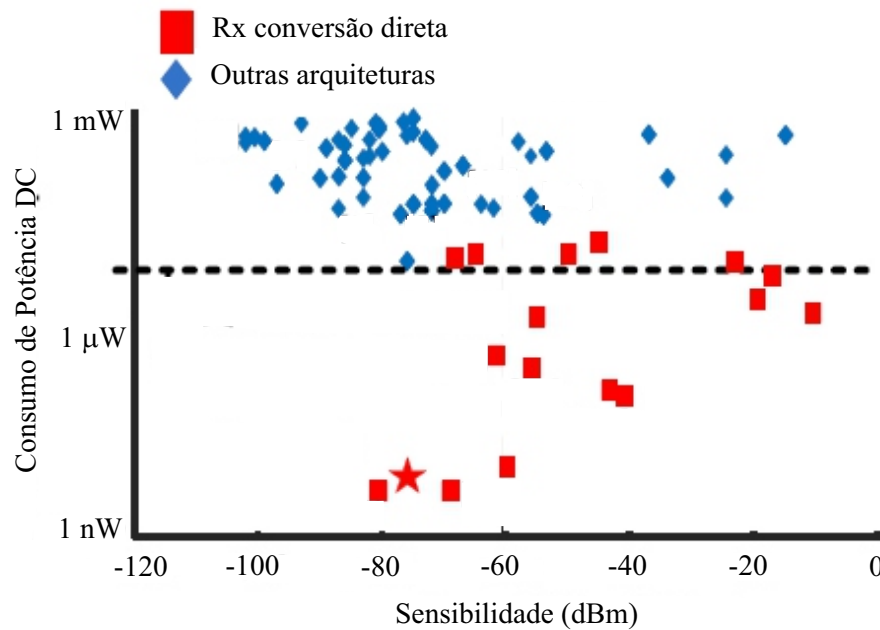
Figura 3 – Arquitetura de receptores: (a) LNA na entrada para melhor performance de ruído; (b) misturador na entrada e (c) conversão direta.



Fonte: Autora (2023).

No caso das arquiteturas de conversão direta, o bloco de detecção de envelope, que consiste no primeiro estágio do receptor, faz a conversão do sinal de RF para sinal banda base, ou seja, realiza a etapa de *down conversion*. A Figura 4 exibe um comparativo entre as arquiteturas de receptores encontradas na literatura apresentado em Moody et al. (2019). Nela é mostrada a relação entre sensibilidade e consumo de energia para receptores de conversão direta e outras arquiteturas. Observando a imagem, é possível inferir que baixo consumo de energia pode ser obtido em receptores com detecção direta, mas em alguns casos a sensibilidade é comprometida.

Figura 4 – Comparativo entre receptores encontrados na literatura.

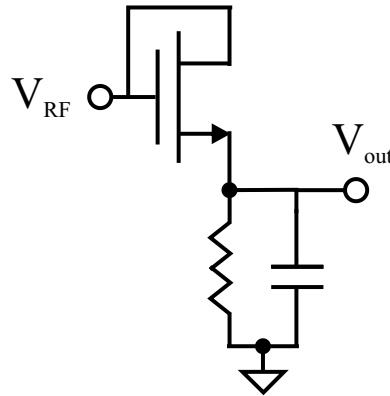


Fonte: Adaptado de Moody et al. (2019).

No que se refere ao circuito detector de envelope, existem dois tipos, os detectores ativos e os detectores passivos. De acordo com Moody et al. (2019), a escolha do tipo de detector deve ser avaliada a partir de duas métricas: consumo de energia e sensibilidade. No entanto, ambas as classes de detectores possuem sensibilidade limitada pelo ruído produzido e falta de ganho do *front-end* de RF (MOODY et al., 2019). Com relação ao consumo de energia, os detectores de envelope passivos são mais eficientes em aplicações com taxa de dados menores do que 1KB/s (MOODY et al., 2019).

O detector em sua forma mais simples consiste em um diodo conectado a um capacitor e funciona como um retificador. Quando o sinal de entrada é maior do que o sinal na saída mais a queda de tensão do diodo, o diodo conduz e o capacitor é carregado com uma tensão que "persegue" a tensão de entrada (PARK; WILSON; ISMAIL, 2006). Uma adaptação para obter o comportamento do diodo e implementá-lo em processo CMOS é utilizar um transistor conectado como diodo, como mostra a Figura 5.

Figura 5 – Detector de envoltória com Mosfet conectado como diodo.

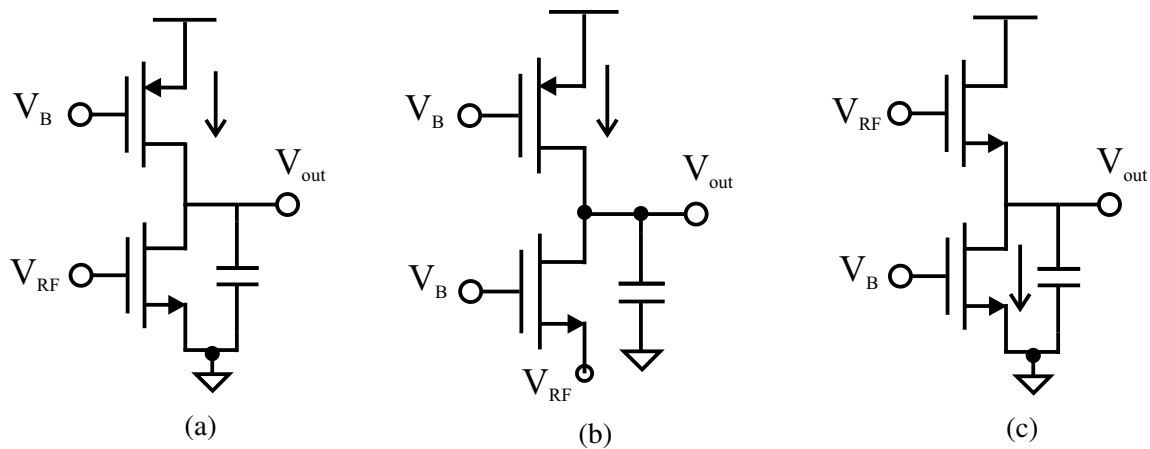


Fonte: Autora (2023).

A topologia de Mosfet conectado como diodo consiste em um detector do tipo passivo e analogamente ao comportamento do diodo, essa configuração retifica o sinal de RF e o filtro na saída filtra as componentes de baixas frequências (CHENG; CHEN, 2017). Observando a conexão dessa topologia, é possível inferir que uma limitação dela é a necessidade do sinal de entrada ser maior do que a tensão de *threshold* (limiar) do transistor.

Além dessa topologia, as arquiteturas convencionais de detectores podem ser divididas em três tipos: fonte comum (CS, do inglês *common source*), porta comum (CG, do inglês *common gate*) e dreno comum (CD, do inglês *common drain*) (OU; FERREIRA, 2018; YAN et al., 2018). A topologia CS pode ainda ser subdividida em: polarização com fonte de corrente (ilustrada na Figura 6a) e auto polarizada (SB-CS, do inglês *self-biasing*), quando possui um resistor de realimentação. A Figura 6 mostra a conexão dessas topologias.

Figura 6 – Topologia de detectores: (a) CS; (b) CG e (c) CD.



Fonte: Autora (2023).

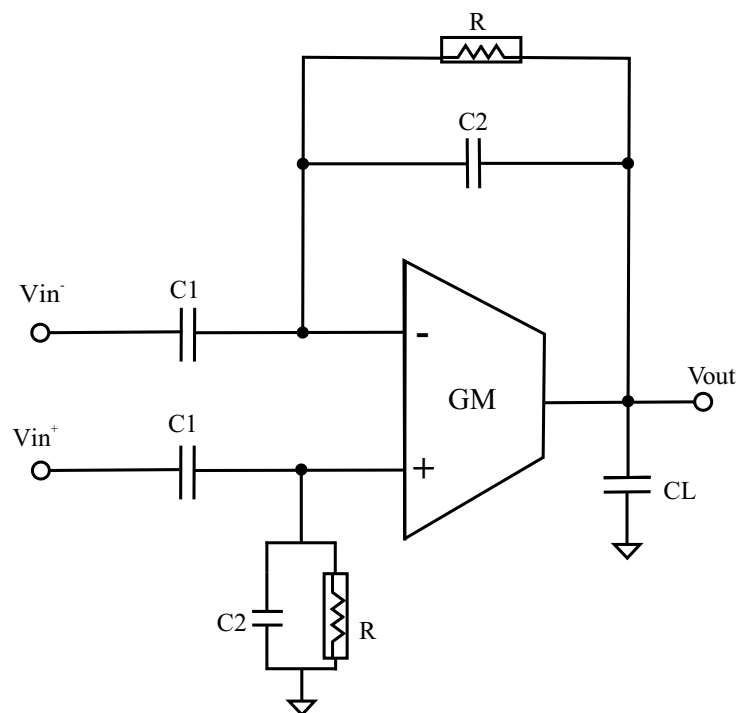
As topologias de detectores mostradas são do tipo ativo. Os autores em Cheng e Chen (2017) examinaram as principais características dessas topologias e demonstraram que a topologia

com fonte comum apresentou um melhor ganho de conversão em comparação com as outras. Os autores se aprofundaram nessa topologia e obtiveram uma sensibilidade de -50 dBm com um consumo de $2,4 \mu\text{W}$ em tecnologia CMOS de 180 nm. Para atingir esse resultado eles utilizaram uma técnica para melhorar o ganho de conversão utilizando um pseudo resistor de realimentação para aumentar a resistência na saída. De acordo com Ou e Ferreira (2018) essa é uma das técnicas encontradas na literatura para melhorar o ganho de conversão, a outra seria utilizar uma rede de casamento na entrada do detector.

Em Ou e Ferreira (2018) os autores apontam uma topologia do tipo CS, onde o ganho de conversão é melhorado utilizando um indutor ativo. Para a tecnologia CMOS de 130 nm, foi obtida uma sensibilidade de -60 dBm com um consumo de energia de $2,4 \mu\text{W}$. O trabalho descrito em (YAN et al., 2018) demonstra um receptor com um detector CS e uma rede de casamento LC com alto fator de qualidade, obtendo assim uma sensibilidade de -58 dBm para o consumo de $1 \mu\text{W}$ com tecnologia de 95 nm.

Em relação aos detectores passivos, estes podem adicionar uma grande quantidade de ruído ao circuito em virtude da quantidade de harmônicos e nível DC, por esse motivo, um estágio de filtragem e, posteriormente amplificação banda base, são necessários (WENTZLOFF et al., 2021). Uma arquitetura de amplificador com bom desempenho em varias aplicações é o amplificador com acoplamento CA (HARRISON; CHARLES, 2003; VIANA; BELFORT, 2019; ZHANG et al., 2018). A Figura 7 ilustra a configuração do amplificador com acoplamento CA.

Figura 7 – Arquitetura de amplificador com acoplamento AC.



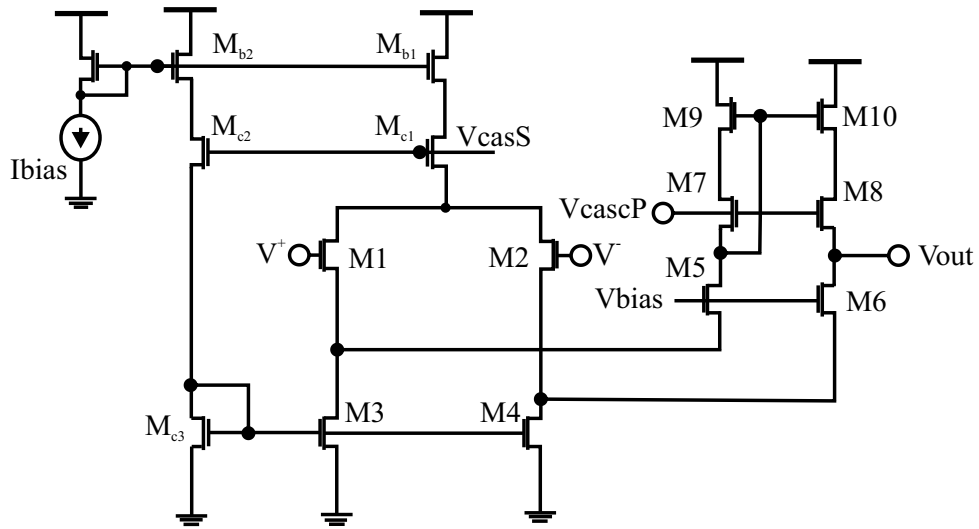
Fonte: Autora (2023).

De acordo com Harrison e Charles (2003) essa arquitetura é atraente para amplificação de sinais banda base em receptores de conversão direta, pois nesse tipo de aplicação, pode existir grandes níveis de *offsets*, decorrentes da incompatibilidade dos dispositivos e acoplamento do substrato, contudo, essa arquitetura de amplificador, fornece um bom nível de rejeição de *offsets*/níveis DC e ruídos de baixa frequência (ruído *flicker*) na entrada, enquanto alcançam um bom desempenho AC em frequências ultra-baixas.

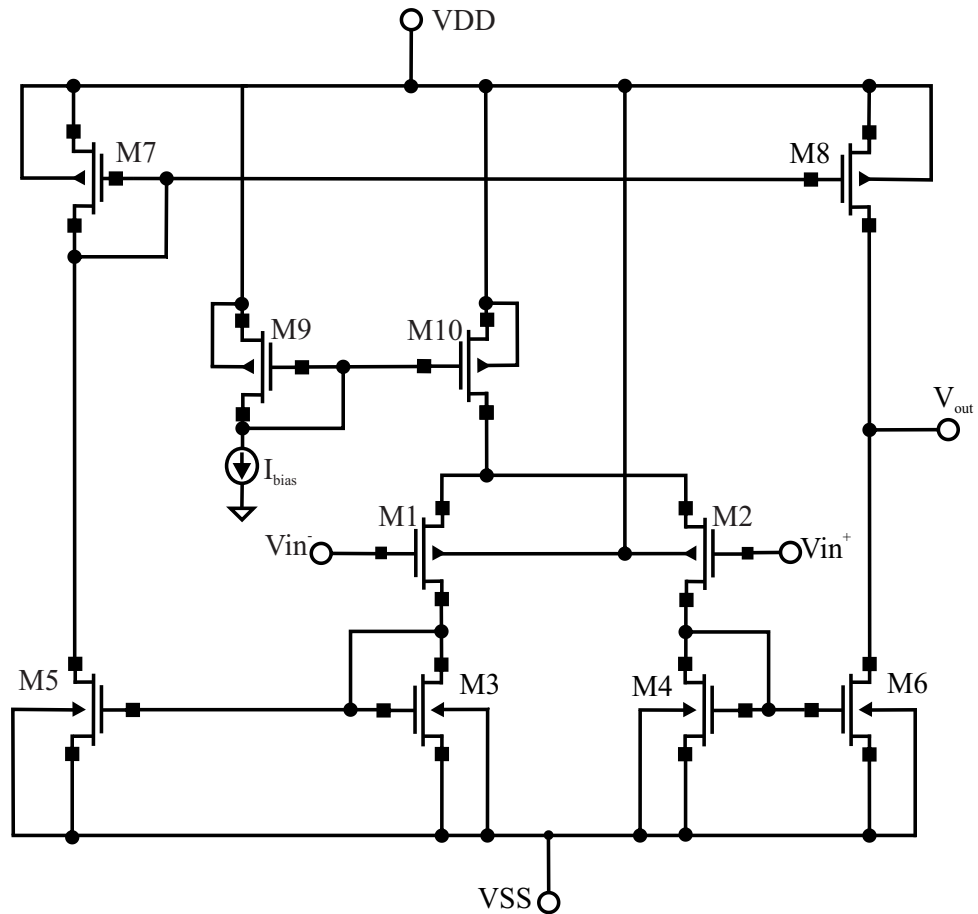
Como circuito interno ao amplificador foram avaliadas na literatura referências sobre amplificadores de transcondutância (OTA, do inglês, *Operational Transconductance Amplifier*). As topologias mais encontradas na literatura de OTA são: Miller, *cascode telescopic*, *Folded-Cascode* e *Current-Mirror* (VIANA; BELFORT, 2019; VIANA, 2019; JUSOH; RUSLAN, 2020). O OTA Miller possui um maior consumo de energia em comparação com as outras topologias, além da necessidade de um método de compensação para estabilização da resposta em frequência, o *Cascode telescopic* embora possua um melhor consumo em comparação com o OTA Miller, possui uma menor variação na saída quando comparado com as demais arquiteturas (JUSOH; RUSLAN, 2020; OLIVEIRA; BRITO-FILHO, 2022).

Em Viana e Belfort (2019), Viana (2019) as arquiteturas *folded-cascode* e *current-mirror* foram avaliadas. A Figura 8a exibe o esquemático de uma topologia padrão *folded-cascode* (WATTANAPANITCH; FEE; SARPESHKAR, 2007) e a Figura 8b ilustra a arquitetura *current-mirror* apresentado em Viana e Belfort (2019), Viana (2019).

Figura 8 – Arquitetura de OTA: (a) *folded-cascode* e (b) *current-mirror*.



(a)



(b)

Fonte: Autora (2023).

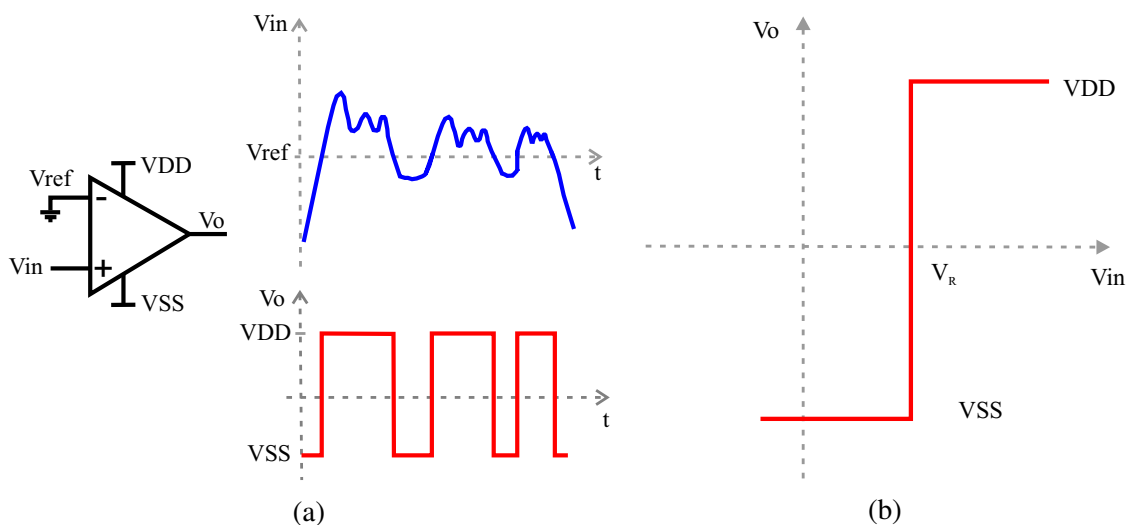
A topologia *folded-cascode* convencional pode adicionar muito ruído em virtude da elevadas correntes de canal formada pelo espelho de corrente dos transistores M_3 e M_4 (WATANAPANITCH; FEE; SARPESHKAR, 2007). A topologia *current-mirror* é uma configuração

mais simples em comparação com as outras topologias. De acordo com o comparativo realizado em Viana (2019), Viana e Belfort (2019), o OTA *current-mirror* apresentou um menor consumo de energia, sendo obtido um consumo de $1,5 \mu W$, em processo CMOS de $0,5 \mu m$. Além disso, o OTA *current-mirror* mostrou-se melhor em termos de ganho e Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR, do inglês, *Common Mode Rejection Ratio*), quando comparado a arquitetura textitfolded-Cascode que foi discutida pelos autores.

Fazendo a ponte entre o sinal analógico e o ASIC digital, um conversor analógico-digital (ADC, do inglês *Analog-to-digital converter*) é necessário. Nessa aplicação o objetivo desse estágio é entregar um nível de amplitude constante ao processamento digital, digitalizando o sinal banda-base da saída do amplificador. Um circuito comparador exerce essa função, criando uma interface entre o sinal analógico e o sinal digital.

De modo geral os comparadores podem ser divididos em comparadores sem histerese e comparadores com histerese. A Figura 9a ilustra o princípio de funcionamento de um comparador sem histerese e sua função de transferência é ilustrada na Figura 9b.

Figura 9 – Funcionamento de um comparador sem histerese: (a) sinais de entrada e saída; (b) função de transferência.

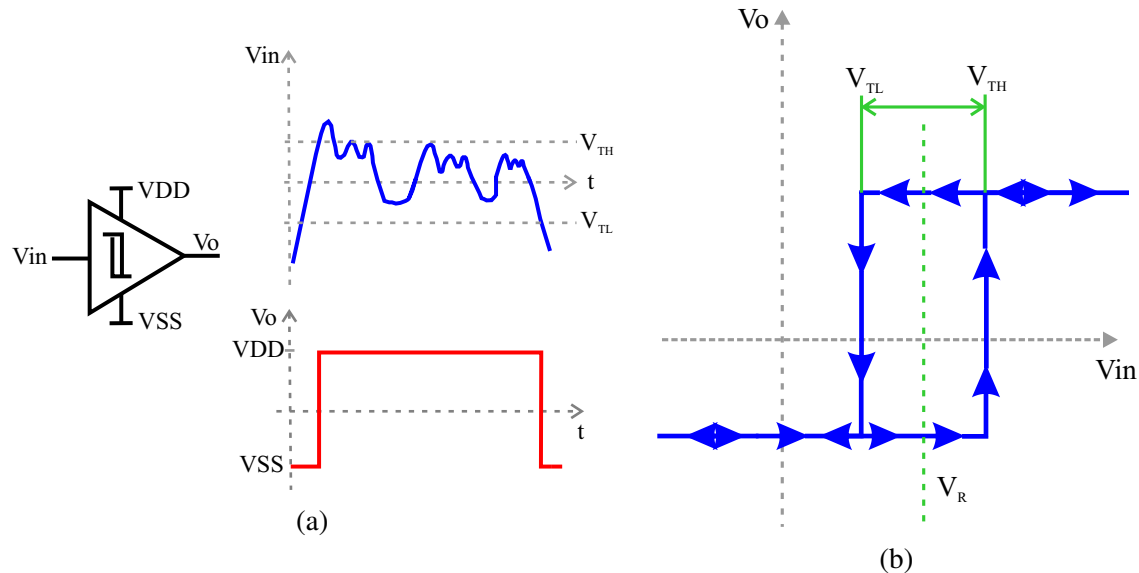


Fonte: Autora (2023).

Avaliando a Figura 9 é possível inferir que o comparador, como o próprio nome sugere, faz a comparação entre dois sinais na entrada e com base nesses sinais, a saída será um nível alto ou nível baixo. Essa comparação pode ser feita em sinais de tensão ou corrente e o sinal digital na saída representa se o sinal de entrada é maior ou menor do que o sinal de referência (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013). Contudo, considerando um sinal de comunicação mais realístico, com ruído e oscilações próximas a tensão de referência, o funcionamento desse comparador seria instável, como demonstrado na Figura 9a. Uma solução para esses casos é utilizar um comparador com histerese. A Figura 10 ilustra o princípio de funcionamento e a

função de transferência de um comparador com histerese.

Figura 10 – Princípio de funcionamento de um comparador com histerese: (a) sinais de entrada e saída; (b) função de transferência.

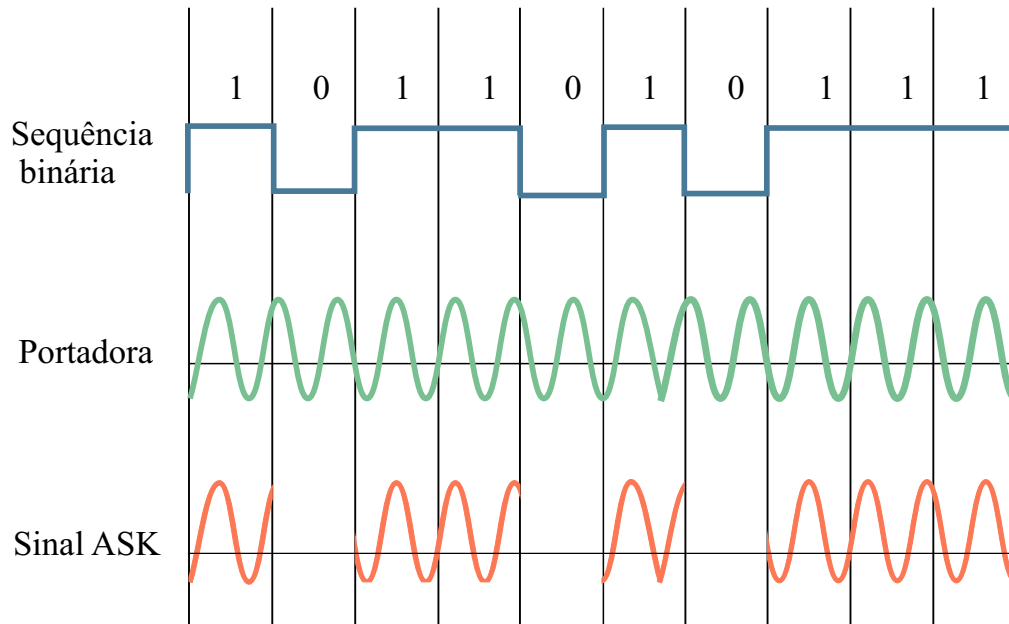


Fonte: Autora (2023).

O comparador com histerese possui dois níveis de tensões de limiar (GOWDA; KAMAT, 2020). O conceito de histerese nesses casos representa a diferença entre a tensão de limiar superior (V_{TH}) e inferior (V_{TL}) (SEDRA; SMITH, 2015). Os comparadores possuem dois estados estáveis e permanecem em um estado até que uma ação, ou *trigger*, faça a comutação para o outro estado, além disso, na região de histerese o nível da saída depende do estado em que a saída já estava (SEDRA; SMITH, 2015). A tensão de entrada funciona como o *trigger*.

O bloco seguinte do receptor de conversão direta, consiste em uma etapa para eliminar falsas detecções, por meio de correlacionadores que devem identificar ativações e desativações do sinal (WENTZLOFF et al., 2021). Essa etapa pode ser realizada por meio da técnica de chaveamento *ON-OFF Keying* (OOK). Consoante a Cheng e Chen (2017), o uso da técnica OOK, é geralmente empregado em sistemas que objetivam redução de consumo e complexidade. Essa técnica OOK aplicada na modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*) permite modular o sinal por meio de alterações na amplitude da portadora. Considerando o sistema binário, tem-se dois níveis de amplitude, uma para representação do bit '0' e outro para representação do bit '1'. Para o bit '1' o sinal modulado consiste no sinal da portadora, para o bit '0' o sinal modulado possuirá uma amplitude 0 ou algum outro nível fixo. Desse modo, tem-se o sinal ilustrado na Figura 11. A demodulação, faz o processo de converter o sinal recebido dos estágios anteriores em *bitstream*, recuperando assim o sinal da informação.

Figura 11 – Ilustração do Funcionamento da Modulação Digital ASK.



Fonte: Autora (2023).

2.3 Sensibilidade

Uma métrica importante na análise de receptores é o mínimo sinal detectável, ou seja, a sensibilidade. A sensibilidade representa o nível mínimo de sinal necessário para atingir uma taxa de erro de bit, geralmente de 10^{-3} (WENTZLOFF et al., 2021). Alguns parâmetros dos receptores limitam a sensibilidade, a saber, ganho do *front-end* de RF, tipo do receptor, ruído adicionado, largura de banda, potência e taxa de dados (WENTZLOFF et al., 2021; CHENG; CHEN, 2017). A definição da sensibilidade é matematicamente expressa pela equação (2.2).

$$PSen = NF + 10 \times \log(BW) - 174 \text{ dBm/Hz} + SNR_{Min} \quad (2.2)$$

Em que, NF é a figura de ruído em decibel (dB), BW é a largura de banda em Hz e SNR é a relação sinal ruído em dB. Na equação (2.2) o SNR_{Min} , diz respeito ao mínimo SNR para obter uma detecção confiável. Para uma modulação/demodulação do tipo ASK-OOK o SNR_{Min} é de 12 dB (CHENG; CHEN, 2017). De acordo com Razavi (2012) a soma dos três primeiros termos da equação (2.2) é o ruído integrado, também chamado de piso de ruído. O valor -174 vem da definição da potência do ruído de um resistor, dado por $K T BW$, sendo K a constante de Boltzmann em J/K e T a temperatura em Kelvin. Considerando a temperatura em Kelvin de 300 K, aproximadamente $27^\circ C$, o valor em decibel será: $10 \times \log(1,3806504 \times 10^{-23} \times 300) = -204$. Convertendo para dBm chega-se no valor de -174 dBm.

Para determinação da sensibilidade também é necessário encontrar a figura de ruído. Essencialmente, a figura de ruído é a relação do SNR da entrada pelo SNR da saída, as outras

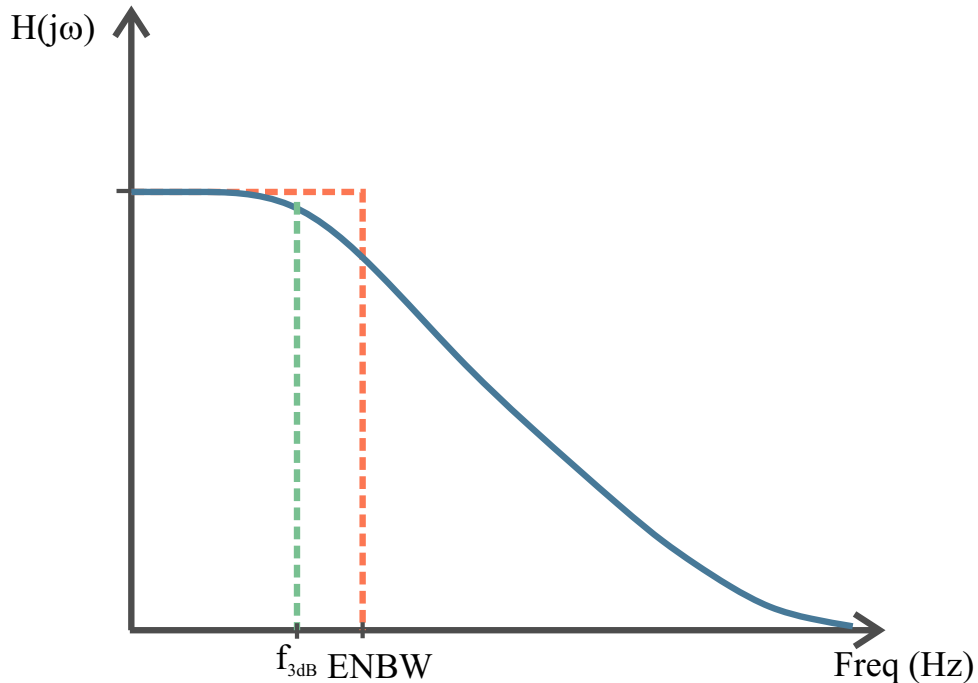
expressões são derivadas dessa definição. A figura de ruído do detector pode ser determinada a partir da equação (2.3) (CHENG; CHEN, 2017).

$$NF = 1 + \frac{No}{N_s C_G^2} \quad (2.3)$$

Em que, No é o ruído total na saída em V^2/Hz , N_s o ruído devido a resistência da fonte de entrada e C_G é o ganho de conversão. A figura de ruído pode ser calculada com relação a entrada ou a saída.

No cálculo do ruído para determinação da sensibilidade deve-se levar em consideração a largura de banda equivalente do ruído. Nesse trabalho, essa definição foi avaliada, uma vez que foi aplicada no trabalho de (CHENG; CHEN, 2017) para cálculo da sensibilidade do detector ativo. Em geral, a largura de banda do ruído não é a mesma largura da frequência em -3 dB , a largura de banda efetiva do ruído é definida como uma filtro com resposta perfeitamente retangular que possui a mesma quantidade de potência de ruído integrado que o filtro real (CHENG; CHEN, 2017; LEE, 2004; SOLUTIONS, c2023; SOBERING, 1991). Devido a essa resposta perfeitamente retangular esse comportamento também é chamado de *brick wall* (termo do inglês para parede de tijolos). A Figura 12 ilustra essa definição.

Figura 12 – Ilustração da largura de banda equivalente do ruído.



Fonte: Autora (2023).

A Figura 12 é meramente ilustrativa para facilitar o entendimento do conceito. A largura de banda equivalente do ruído (ENBW, do inglês *Equivalent Noise Bandwidth*) é maior que a largura de banda do filtro com frequência de corte em -3 dB (f_{3dB}). Para determinar esse valor

do ENBW, um fator de correção, também chamado de fator de *brick wall* é aplicado. A equação (2.4) contempla esse conceito.

$$ENBW = fc_{3dB} \times K_n \quad (2.4)$$

Sendo K_n o fator de correção e depende da ordem do filtro. Considerando um filtro RC de primeira ordem, a largura de banda do ruído é: $\pi/2 \times f_{-3dB}$, resultado que tem coerência, tendo em vista que um filtro RC simples possui componentes de ruído além da frequência de corte (LEE, 2004; SOLUTIONS, c2023; SOBERING, 1991). Em Cheng e Chen (2017), os autores utilizaram essa relação para cálculo da potência do ruído integrado do detector.

O ruído total na saída pode ser determinado integrando a densidade espectral de potência (PSD, do inglês *power spectral density*) ao longo da faixa de frequência. O resultado é dado em unidade de $Volts^2$ (V^2) (WILLIAMS, 2015). Matematicamente, isso pode ser escrito como na equação (2.5).

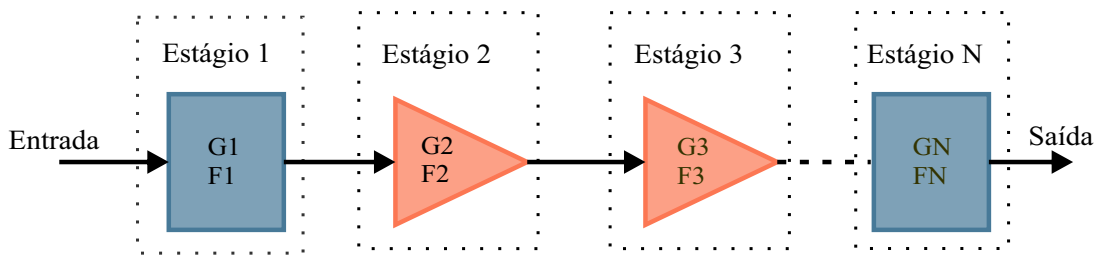
$$PN = \int_{f_L}^{f_H} (V_e)^2 df \quad V^2 \quad (2.5)$$

PN é a potência do ruído, V_e é a tensão do ruído da densidade espectral. Para encontrar o valor *RMS* do ruído, deve-se calcular a raiz quadrada. Resultando em um valor em unidade de *Volts RMS* (equação 2.6)).

$$VN = \sqrt{PR} \quad (V_{RMS}) \quad (2.6)$$

Outro conceito necessário na determinação da figura de ruído para cálculo da sensibilidade é a análise de ruído em cascata. A Figura 13 ilustra um sistema em cascata e a equação (2.7) mostra como calcular o fator de ruído total em um sistema com múltiplos estágios.

Figura 13 – Blocos em cascata.



Fonte: Autora (2023).

Analisando o sistema da Figura 13 com N estágios, o fator de ruído total será dado pela equação (2.7).

$$f_{total} = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_1} + \frac{f_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{f_N - 1}{g_1 g_2 g_3 \dots g_{N-1}} \quad (2.7)$$

Os valores de f e g são dados em escala linear. Para obter a figura de ruído basta calcular o valor em decibel do fator de ruído total, encontrado com a equação (2.7). Logo,

$$NF = 10 \times \log(f_{total}) \quad (2.8)$$

2.4 Resumo do capítulo

Este capítulo trouxe uma revisão bibliográfica a respeito das arquiteturas de receptores, mostrando vantagens e limitações dos receptores heteródinos e homodinos. Como discutido ao longo do capítulo, as arquiteturas homodinas são conhecidas pela simplicidade, baixo custo, menor consumo de energia e menor sensibilidade quando comparadas com os receptores heteródinos. Nesse contexto, uma arquitetura de conversão direta foi apresentada, em virtude da proposta desse trabalho em avaliar o *trade-off* entre consumo de energia e uma técnica para melhoria da sensibilidade.

As arquiteturas convencionais de detectores de envoltória foram abordadas e a topologia do amplificador com acoplamento capacitivo foi introduzida. Por fim, as expressões para determinação da sensibilidade foram apresentadas, sendo possível inferir que as principais métricas para a análise da sensibilidade são: ruído (presente na equação como figura de ruído) e seletividade (largura de banda do canal).

O capítulo 3 exibirá os circuitos da arquitetura proposta, apresentando seus esquemáticos, além da metodologia e fluxos de projetos aplicados no desenvolvimento desse trabalho e finaliza com o *setup* de teste dos ASICs.

3 SISTEMA PROPOSTO E METODOLOGIA

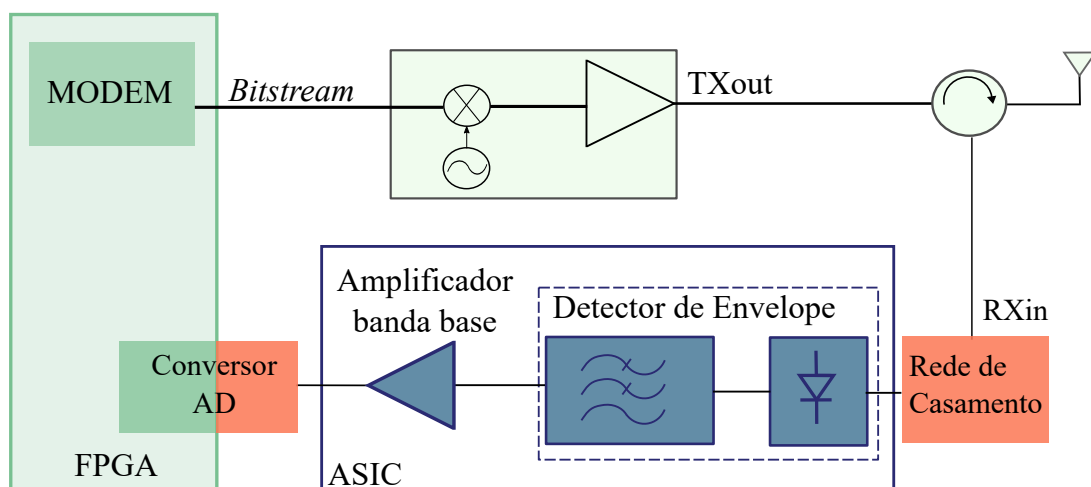
Este capítulo descreverá o sistema proposto, a metodologia aplicada e as ferramentas que serão empregadas no projeto do receptor. Para testar a hipótese sobre a técnica para melhoria da sensibilidade, bem como a arquitetura do receptor, as tecnologias CMOS *SkyWater* 130 nm e UMC 180 nm serão utilizadas. A modelagem dos circuitos do receptor será realizada com os modelos dessas tecnologias e as ferramentas EDA de cada fluxo serão utilizadas para simulações, *layout* e prototipagem dos ASICs.

Na primeira seção deste capítulo, os circuitos propostos para cada bloco do receptor serão mostrados. Posteriormente, a seção 3.2 exibirá as etapas da elaboração da pesquisa, o fluxo de projeto *open-source* da *SkyWater* 130 nm para projeto de um ASIC do tipo analógico e digital, além do fluxo para projeto com a tecnologia UMC 180 nm. A seção final do capítulo ilustrará o *setup* para testes experimentais do *chip*.

3.1 Sistema Proposto

Essa seção irá discorrer sobre os circuitos examinados e avaliados em tecnologia CMOS. Será apresentado desde o esquemático do detector até o demodulador ASK OOK. A Figura 14 ilustra o diagrama do sistema proposto, constituído por um detector de envelope, um amplificador banda base, conversor analógico para digital e um MODEM ASK. Os blocos em cinza, representam o *front-end* do transmissor e não são o foco desse trabalho, são apenas para ilustração completa do transceptor.

Figura 14 – Diagrama de blocos do sistema proposto.

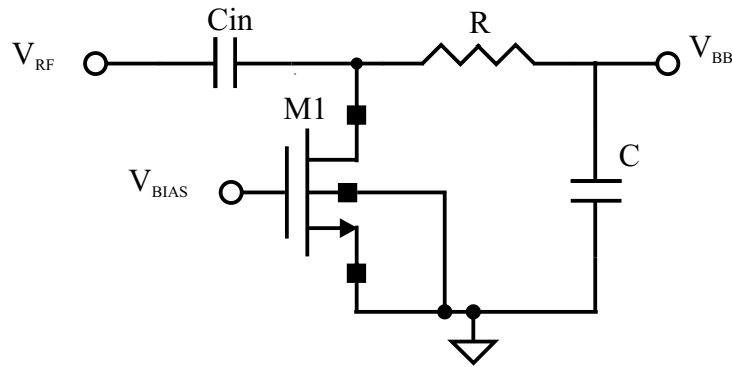


Fonte: Autora (2023).

O diagrama de blocos da Figura 14 expõe os estágios que compõem o receptor de conversão direta. O detector de envoltória, bem como o amplificador com acoplamento CA integram o ASIC analógico, os blocos digitais serão implementados e testados com o FPGA e o comparador fará a ponte entre essas tecnologias.

Considerando as observações levantados no capítulo 2 e a proposta em utilizar uma topologia de detecção passiva para quantificar a sensibilidade, como base em Wentzloff et al. (2021), bem como validar o uso do amplificador com acoplamento CA em receptores de conversão direta, como sugere Harrison e Charles (2003), o detector de envelope analisado nesse trabalho é ilustrado na Figura 15.

Figura 15 – Esquemático do detector de Envelope.



Fonte: Autora (2023).

A topologia da Figura 15 foi inicialmente proposta por Piovani e Sousa (2011). O detector é composto por um transistor MOSFET tipo N, um capacitor de acoplamento no terminal dreno e um filtro RC na saída. No trabalho, os autores apresentam uma análise quase-estática do detector, com o MOSFET operando na região de triodo. Para a configuração mostrada na Figura 15, os autores demonstraram que a tensão de dreno é sempre positiva, considerando que não há fluxo de corrente DC no transistor, o transistor satura em inversão fraca e a tensão na saída não depende das dimensões do transistor (PIOVANI; SOUSA, 2011).

Na presença de um sinal RF na entrada, isto é, entre o dreno e a fonte, um fluxo de corrente rico em harmônicas, segue pelo canal do dispositivo (PIOVANI; SOUSA, 2011). Na saída, um filtro RC faz a seleção das frequências abaixo da frequência de corte (Equação (3.1)) e o capacitor na entrada proporciona uma alta impedância para as componentes com níveis DC.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.1)$$

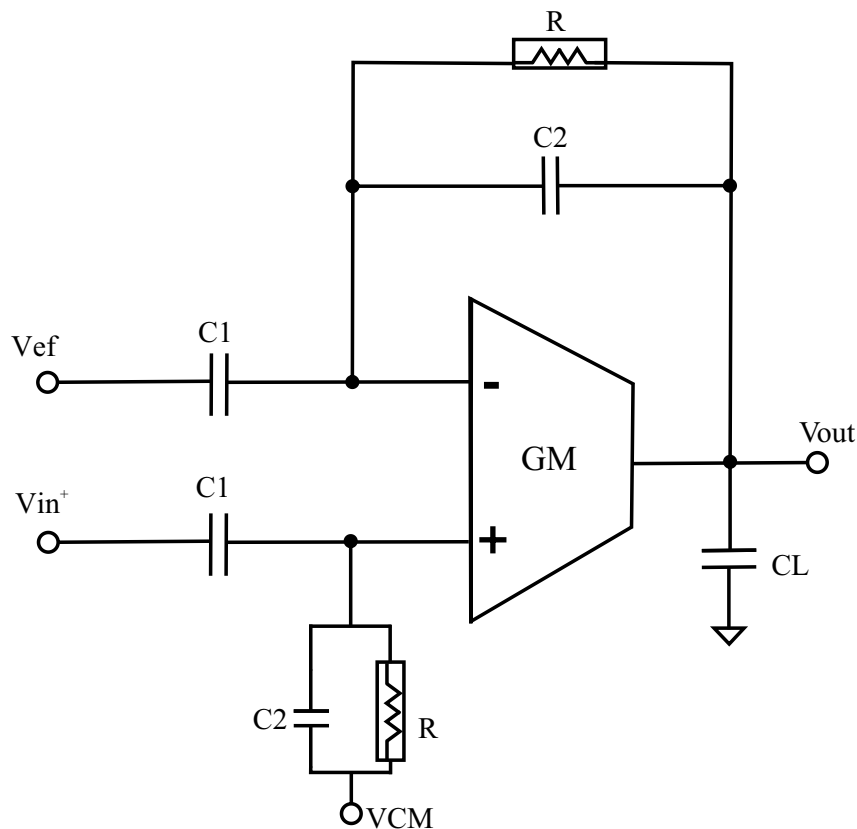
Além da análise transiente e a verificação do ruído, o ganho de conversão, dado pela equação (3.2), será utilizado para avaliar a performance do detector.

$$CG = 20 \log \left(\frac{V_{out_{RMS}}}{V_{in_{RMS}}} \right). \quad (3.2)$$

A equação (3.2) determina o ganho de tensão, sendo $V_{out_{RMS}}$ o valor da tensão *RMS* na frequência da saída e $V_{in_{RMS}}$ a tensão *RMS* na entrada.

A escolha da arquitetura do amplificador banda base, foi fundamentada na pesquisa de Harrison e Charles (2003). No trabalho os autores analisaram o desempenho da arquitetura como amplificador de biosinal, sendo uma opção para aplicações de baixo consumo e baixo ruído. Tendo em vista que os receptores integrados de conversão-direta são atrativos para aplicações de baixo consumo, mas sofrem com a presença de ruído em baixas frequências, essa arquitetura de amplificador com capacitores de acoplamento nas entradas, resulta em uma redução desses níveis *DC/offsets* e ruídos de baixa frequência (ruído *flicker*) na entrada (HARRISON; CHARLES, 2003; VIANA, 2019). Com a finalidade de trazer mais portabilidade ao circuito, optou-se por utilizar o amplificador na configuração não-inversora com fonte simples. A Figura 16 mostra a configuração do amplificador com acoplamento AC utilizada nesse trabalho (KASSIRI; ABDELHALIM; GENOV, 2013).

Figura 16 – Configuração do amplificador com acoplamento AC com fonte simples.



Fonte: Autora (2023).

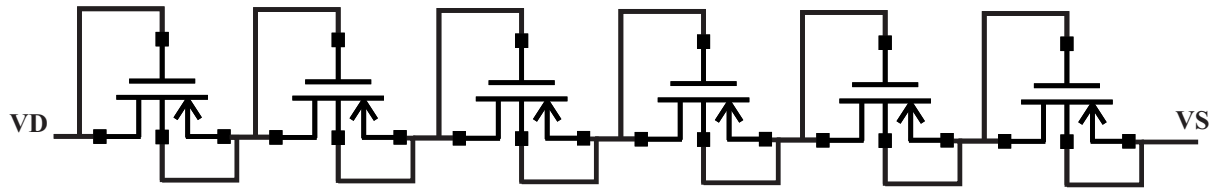
Considerando que a resistência (R) possui um valor muito grande, o ganho de banda média do amplificador com acoplamento CA é definido pela relação entre os capacitores de

acordo com a Equação (3.3) (HARRISON; CHARLES, 2003).

$$A_M = \frac{C_1}{C_2} \quad (3.3)$$

Para obter altos valores de resistência, pode-se empregar o uso de transistores, obtendo assim, um pseudo-resistor. Com o uso de pseudo-resistores, é possível obter resistências com valores elevados (na ordem de $10^{10} \Omega$) em uma área pequena, se comparado com os resistores de polisilício. Essa característica é atrativa e essencial no desenvolvimento de circuitos integrados. A Figura 17 ilustra a conexão dos transistores do pseudo resistor. Essa configuração foi avaliada em (VIANA, 2019) com o melhor compromisso entre resistência e boa linearidade.

Figura 17 – Arquitetura do pseudo resistor.



Fonte: Autora (2023).

A largura de banda para o amplificador com acoplamento AC, é definida pela Equação (3.4), considerando que o $C_1, C_L \gg C_2$ (HARRISON; CHARLES, 2003).

$$BW = \frac{GM}{A_M C_L} \quad (3.4)$$

Sendo G_M a transcondutância do amplificador OTA, A_M é o ganho na banda média e C_L é o capacitor de carga. A frequência de corte inferior é definida na Equação (3.5) e a frequência de corte superior em Equação (3.6) (HARRISON; CHARLES, 2003; ZHANG et al., 2018).

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC_2} \quad (3.5)$$

$$f_H = \frac{GM}{2\pi A_M C_L} \quad (3.6)$$

Além de avaliar o amplificador por meio das simulação de ganho e transiente, também serão analisados o *Noise Efficiency Factor* (NEF) (equação (3.7)), *Total Harmonic Distortion* (THD) (Equação (3.8)) e a Razão de Rejeição de Modo Comum (do inglês, *Common Mode Rejection Ratio* - CMRR).

$$NEF = V_{re,RMS} \times \sqrt{\frac{2I_{tot}}{\pi V_t 4kTBW}} \quad (3.7)$$

Em que, $V_{re,RMS}$ é a tensão do ruído referenciado na entrada, I_{tot} é a corrente total, V_t é a tensão térmica, K é a constante de Boltzmann, T é a temperatura em Kelvin e BW é a largura de banda do ruído.

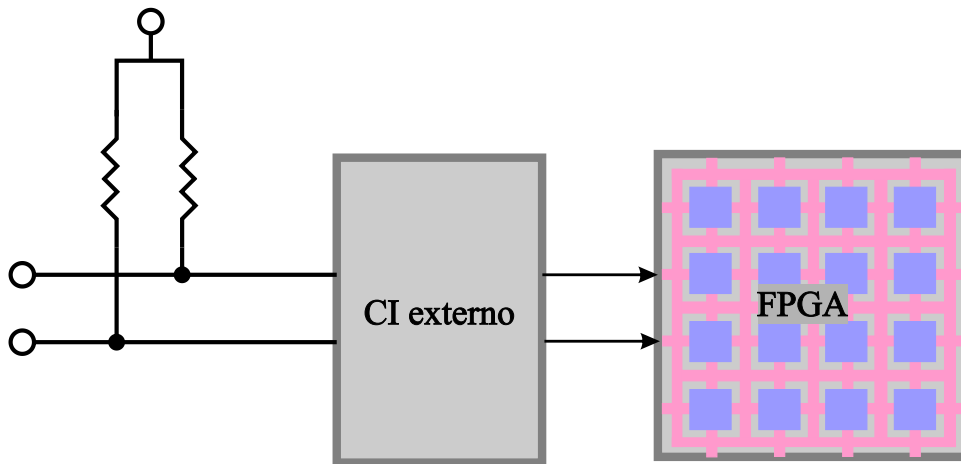
$$THD = \frac{1}{V_l} \sqrt{\sum_{n=2,3}^{\infty} V_n^2} \quad (3.8)$$

Em que, V_l é o valor da componente fundamental e V_n é valor da n-ésima componente harmônica.

Aprofundando no circuito do amplificador, foram avaliadas as arquiteturas de amplificadores operacionais de transcondutância como núcleo do amplificador com acoplamento capacitivo. Com base nas consideração discutidas no capítulo 2 o OTA espelho de corrente será utilizado (esquemático ilustrado na Figura 8b).

A proposta para fazer a ponte entre os sinais analógicos e digitais é utilizar um circuito comparador *Schmitt trigger*. A Figura 18 ilustra essa conexão. Os resistores são utilizados para definir os níveis de histerese.

Figura 18 – Conexão entre o comparador e o FPGA.



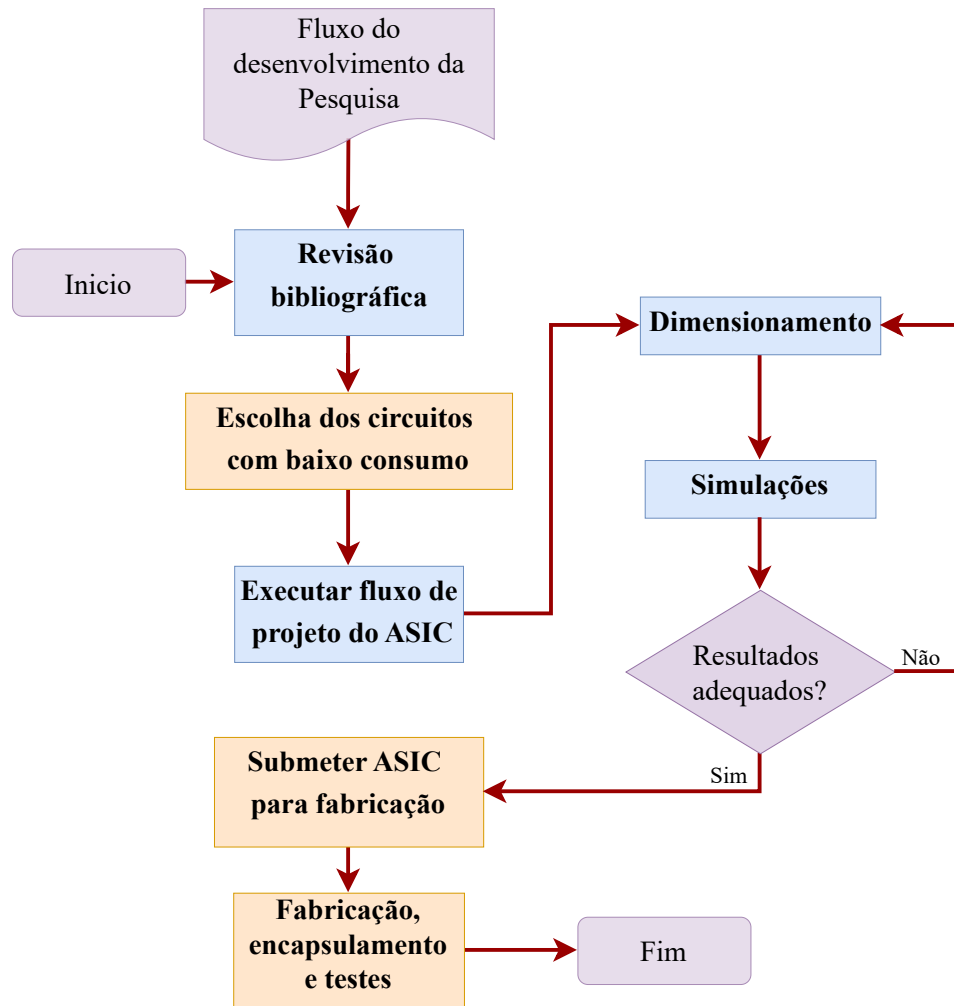
Fonte: Autora(2023).

Além dos blocos já apresentados, uma rede de casamento entre a antena e a entrada do receptor é necessária. Esse primeiro estágio garante a máxima transferência de potência, reduz a reflexão na entrada do receptor e é uma das técnicas utilizadas para aumentar o ganho de conversão (OU; FERREIRA, 2018). Para garantir a máxima transferência de potência, uma rede LC simples será utilizada.

3.2 Metodologia

A realização dessa pesquisa pode ser dividida em etapas, sendo estas especificadas na Figura 19.

Figura 19 – Etapas para a realização da pesquisa.



Fonte: Autora(2023).

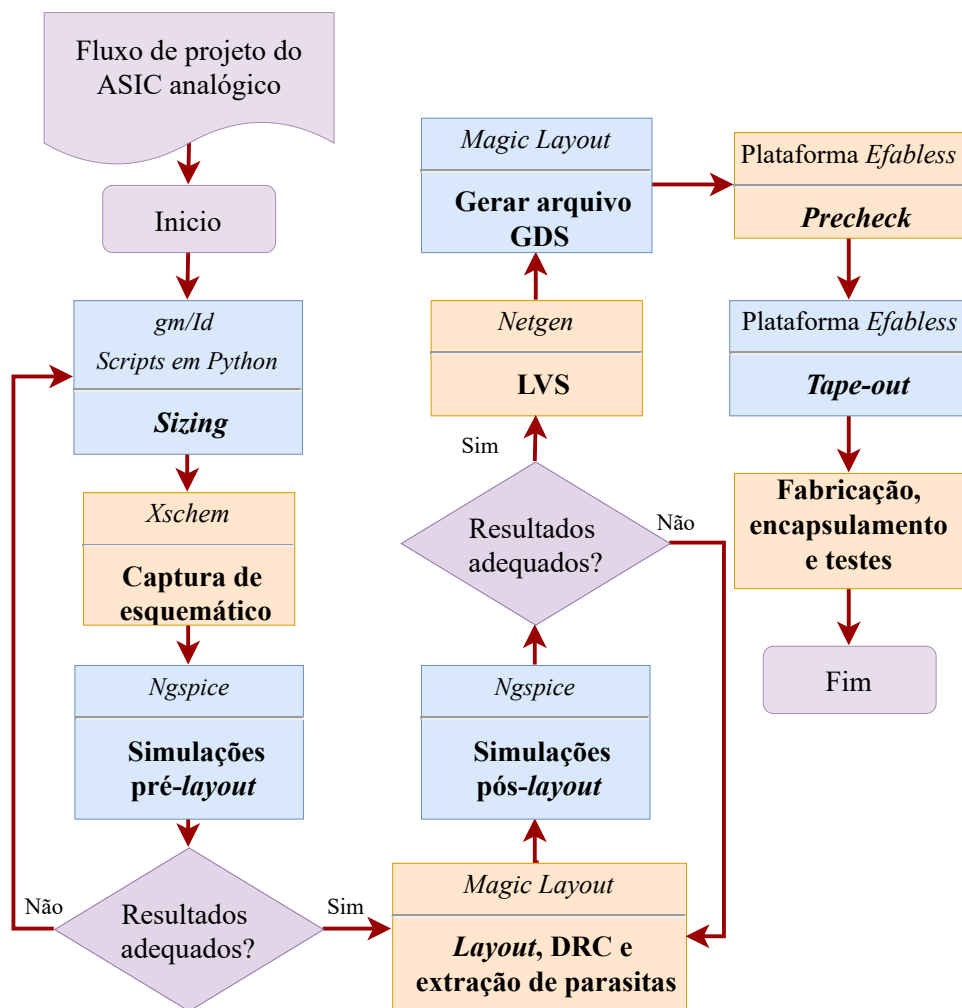
A primeira etapa da pesquisa consistiu em um levantamento bibliográfico a respeito dos sistemas de recepção, fundamentos da microeletrônica, projeto de circuitos integrados, blocos e aplicações de receptores de baixo consumo. Após essa etapa é realizada a modelagem em nível de sistema. Nessa fase, foram avaliados todos os estágios necessários para composição do receptor de baixo consumo. Após essa análise, os subsistemas foram implementados. Para isso, foram utilizadas modelos e ferramentas das tecnologias CMOS para projeto de um *ASIC*.

Seguindo com a etapa de dimensionamento, são realizadas simulações no domínio do tempo e da frequência para verificar o funcionamento de cada circuito. Com o funcionamento adequado de cada bloco, o *ASIC* pode ser prototipado e submetido para fabricação. Como etapa final, trabalhos são escritos com o intuito de contribuir com o estado da arte sobre os receptores de baixo consumo. As subseções seguintes detalham o fluxo de projeto do *ASIC* para cada uma das tecnologias aplicadas nessa pesquisa.

3.2.1 Fluxo de Projeto *Open-source*

Para prototipagem com a tecnologia *SkyWater* 130 nm será utilizado o fluxo de projeto com ferramentas e tecnologia do tipo *open-source*. A *SkyWater* em parceria com a *Efabless* e Google disponibilizou, desde 2020, um *Process Design-Kit* (PDK) para projeto e manufatura de circuitos integrados para testes e verificação inicial. Esse *open PDK* proporciona uma grande oportunidade para aprendizagem do processo de projeto e concepção de um circuito integrado, e por esse motivo foi utilizado nessa pesquisa. Além do PDK, serão utilizadas ferramentas livres já bastantes consolidadas no desenvolvimento de circuitos integrados. A Figura 20 resume o fluxo de projeto de um ASIC do tipo analógico e as ferramentas livres utilizadas em cada etapa. Esse fluxo é aplicável no desenvolvimento do detector de envelope, assim como do amplificador implementados com a tecnologia CMOS *SkyWater* 130 nm.

Figura 20 – Fluxo de projeto de um ASIC analógico e as ferramentas em cada fase.



Fonte: Autora (2023).

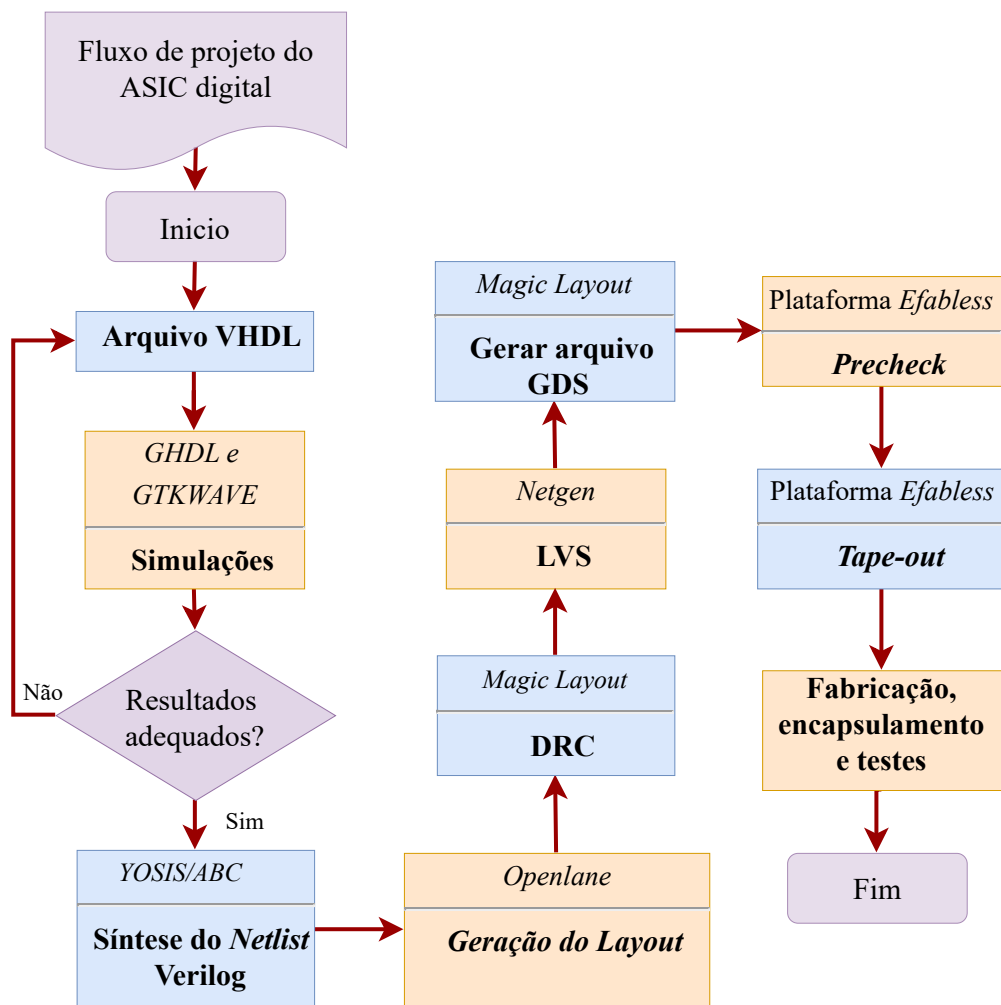
Para o dimensionamento dos transistores, o método gm/Id foi aplicado. Os algoritmos que

geraram as informações necessárias para o projeto foram implementados com a linguagem de programação *Python 3* (o algoritmo utilizado pode ser encontrado na referência Tclarke (2020)). A respeito das ferramentas indicadas na Figura 20, o *XSCHEM*, consiste em um *front-end* para a captura de esquemáticos e funciona com o *NGSPICE* no *back-end*. Os esquemáticos criados no *XSCHEM* geram *netlists*, que são simulados com auxílio do *NGSPICE*.

Na etapa de verificação, o *MAGIC Layout* e *NETGEN* auxiliam na análise DRC (do inglês, *Design Rule Check*) e LVS (do inglês, *Layout Versus Schematic*), respectivamente. As etapas de *precheck*, *tape-out* são realizadas na plataforma da *Efabless*, por fim, a fabricação é realizada com o programa *Open MPW* disponibilizado pela parceria entre *Google*, a *foundry SkyWater* e a *Efabless* (*EFABLESS CORPORATION*, c2022).

A Figura 21 expõe uma visão geral das etapas de desenvolvimento de um ASIC digital.

Figura 21 – Fluxo de projeto de um ASIC digital e as ferramentas *open-source* utilizadas.



Fonte: Autora (2023).

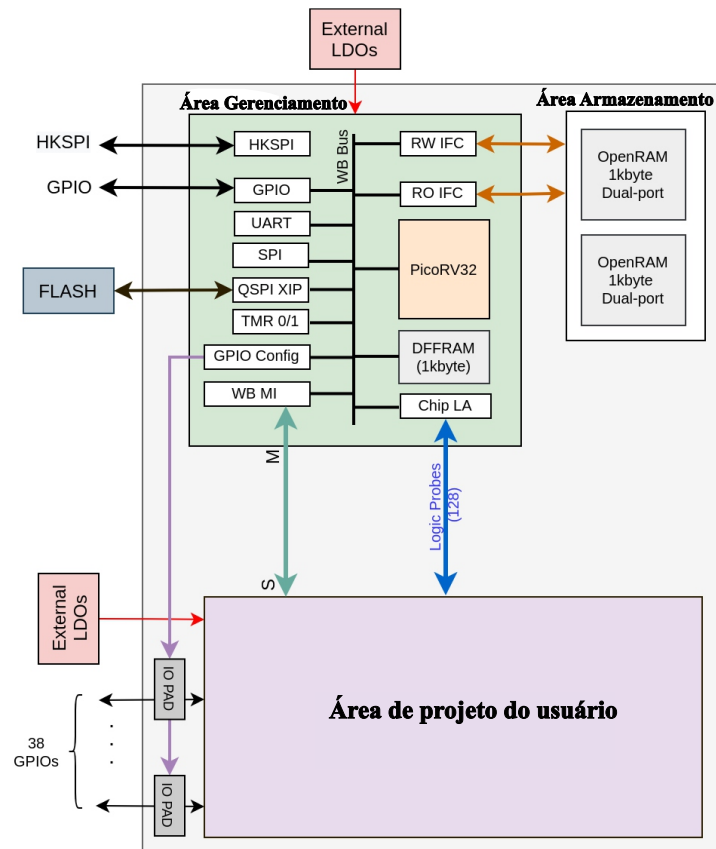
Diferente do fluxo analógico, o fluxo digital é feito majoritariamente de forma automática.

A primeira etapa consiste no desenvolvimento dos algoritmos em linguagem de descrição de *hardware*. Posteriormente os arquivos de teste são criados e realizadas as simulações, utilizando *GHDL* e *GTKWAVE*. A ferramenta *YOSIS* é utilizada para o arquivo *Verilog* a partir do arquivo *VHDL* implementado. Essa etapa de conversão de *VHDL* e *Verilog* é dispensável quando os algoritmos são implementados diretamente em *Verilog*. A etapa seguinte consiste na síntese RTL (*Register Transfer Level*) que inicia as etapas de síntese física do circuito em nível de registradores. O arquivo *Verilog* é a entrada da ferramenta *Openlane*. A ferramenta *Openlane* integra *scripts* que rodam outras ferramentas com o objetivo de gerar um *layout* otimizado, entregando na saída, o arquivo final da fabricação (GDSII).

Uma solução para o desenvolvimento de *hardware* com alto grau de paralelismo e reconfigurabilidade é alcançada com o FPGA. Em comparação com o ASIC, os FPGAs possuem uma área maior e consomem mais energia (AKEELA; DEZFOULI, 2018). No entanto a característica de reconfigurabilidade torna o FPGA uma alternativa promissora nos projetos de módulos digitais. De modo geral, é possível desenvolver o projeto, configura-lo no FPGA e realizar a validação experimental, com possibilidade de eventuais ajustes e alterações.

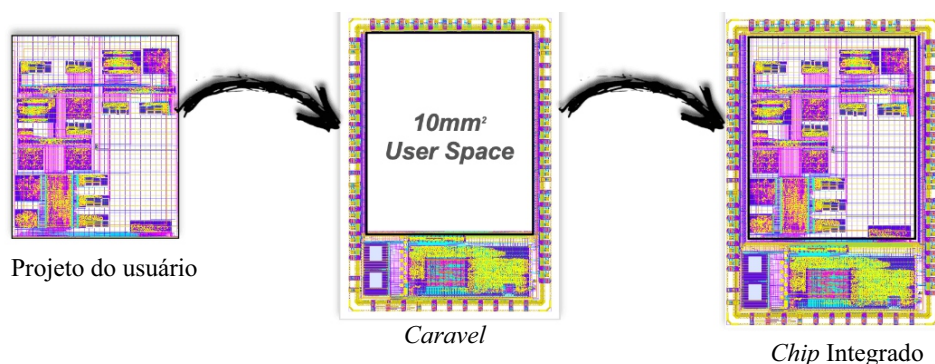
Com essas características o FPGA pode ser usado para validar o projeto e assim, posteriormente, realizar a confecção do ASIC. Isso é viável devido as semelhanças entre o fluxo de projeto de ambas as tecnologias. O fluxo de projeto com o ASIC e o FPGA possui um *front-end* em comum, diferindo apenas no *back-end*, ou seja, nas etapas de *layout* e finalização do *chip*, uma vez que o ASIC é fabricado de forma customizada para o projeto e os FPGAs possuem células programáveis.

Outra inovação incorporada com o fluxo *open-source* é o fornecimento de uma área pré-caracterizada para integração do chip desenvolvido. Essa área possui um espaço de 10 mm^2 para o projeto do usuário, além de uma área de gerenciamento e uma área de armazenamento, sendo disponibilizada para projetos analógicos e digitais (EFABLESS CORPORATION, 2020). A Figura 22 mostra o diagrama de blocos da *harness caravel*, ilustrando as áreas de projeto do usuário, gerenciamento e armazenamento.

Figura 22 – *Harness Caravel*.

Fonte: Adaptado de *Efabless corporation* (2020).

Esse modelo de SoC pré-caracterizado é nomeado como *harness caravel* para um ASIC digital e *harness caravan* para ASIC analógico. De modo geral a principal diferença entre as duas *harness*, consiste em uma alteração em alguns GPIOs para sinais de alta velocidade, alta tensão e sensíveis ao ruído. A Figura 23 ilustra o processo de integração entre o projeto de usuário e o SoC fornecido pelo textitopen MPW.

Figura 23 – Ilustração da integração com a *Harness*.

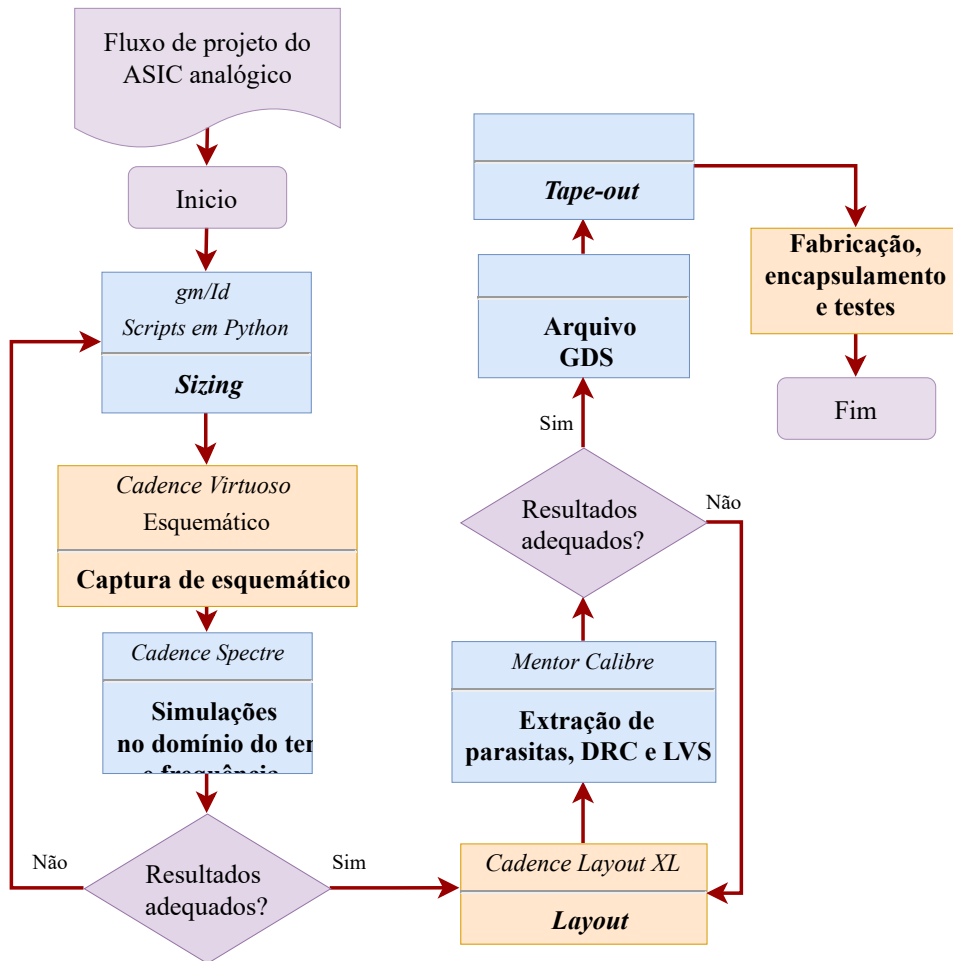
Fonte: Adaptado de *Efabless corporation* (c2022).

Após a fabricação, o *chip* é enviado com a PCB conectada aos pinos utilizados da *harness*.

3.2.2 Fluxo de Projeto com ferramentas da *Cadence*

A Figura 24 mostra o diagrama de blocos do fluxo de projeto, bem como as ferramentas utilizadas.

Figura 24 – Fluxo de projeto de ASIC com UMC e ferramentas *Cadence*.



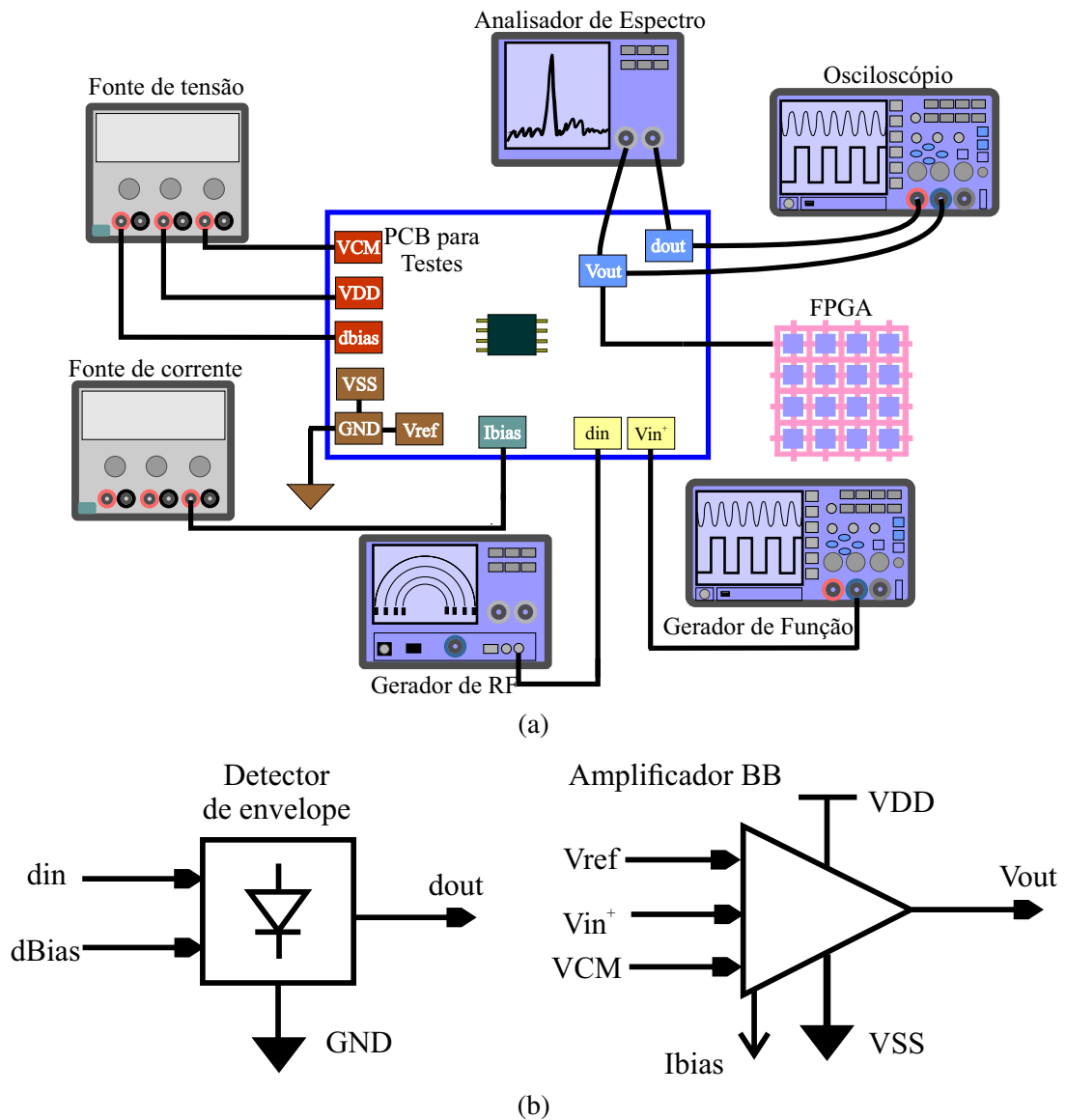
Fonte: Autora (2023).

O uso da tecnologia UMC 180 nm faz parte de um programa da *EUROPRACTICE IC Service*, que oferece um custo reduzido na fabricação de ASICs para universidade e laboratórios de pesquisas (DAS; MCLEAN, 2003). Para reduzir o custo da fabricação a área é reduzida em um tamanho suficiente para a maioria dos projetos com fins acadêmicos, resultando em *mini ASICs*. Muitas tecnologias participam desse programa, dentre elas a UMC, que disponibiliza um custo reduzido para uma área de $1,525 \times 1,525 \mu$. A tecnologia UMC 180 nm é utilizada com o fluxo de ferramentas da *Cadence*.

3.2.3 Setup para teste experimental dos ASICs

Após a submissão do CI para fabricação, o plano de testes é elaborado para realização dos testes experimentais. A Figura 25 ilustra o *setup* para medição dos resultados experimentais após o *chip* ser fabricado.

Figura 25 – Plano de testes: (a) Ilustração do *setup* de medição, (b) Indicação dos pinos do *chip*.



Fonte: Autora (2023).

A Figura 25b faz a indicação dos pinos de entradas e saídas, e estes são descritos abaixo:

- *din*: sinal de entrada do detector de envelope;
- *dBias*: tensão de polarização (VGS) do transistor N do detector;
- *dout*: sinal de saída do detector;

- GND: tensão de referência em 0 V;
- Vref: entrada inversora do amplificador;
- Vin+: sinal de entrada do amplificador;
- VCM: tensão de modo comum;
- *Ibias*: corrente de polarização do OTA;
- VSS: tensão de alimentação do negativa do amplificador, conectada ao GND;
- VDD: alimentação positiva do amplificador;
- *Vout*: Sinal de saída do amplificador.

De modo geral, para os testes experimentais serão necessários os equipamentos ilustrados na Figura 25a e listados a seguir:

- Fonte de tensão para polarizar o transistor do detector (dBias), alimentar o amplificador (VDD) e fornecer a tensão de modo comum (VCM);
- Fonte de corrente para suprir a corrente de polarização do OTA;
- Osciloscópio para visualização dos sinais de entrada e saída no domínio do tempo;
- Analisador de espectro para avaliar os sinais de entrada e saída no domínio da frequência;
- FPGA para fazer a conversão do sinal analógico para digital e implementar a demodulação;
- Gerador de funções para produzir sinais de entrada para teste do amplificador;
- Gerador de RF será utilizado para gerar os sinais em altas frequências na entrada do receptor.

3.3 Resumo do capítulo

Este capítulo descreveu sobre o sistema proposto e metodologia aplicada. Na primeira seção foi explicado sobre os circuitos avaliados para projeto do detector de conversão direta de ultra baixo consumo. As etapas da realização dessa pesquisa, bem como os fluxos de projetos empregados no desenho do ASIC foram explicados na seção 3.2. O fluxo de projeto da *SkyWater* é destacado pela interoperabilidade na utilização de diferentes ferramentas ao longo de cada etapa do fluxo de projeto. Além disso, foi ilustrado o *setup* para medição do *chip* quando fabricado. Após essas considerações, o capítulo 4 apresentará os resultados alcançados, as discussões e um comparativo com os trabalhos encontrados no estado da arte.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo apresenta os resultados em nível de modelagem, simulações e *layout*. Os resultados foram obtidos utilizando as tecnologias CMOS *SkyWater* 130 nm e UMC 180 nm, assim como as respectivas ferramentas de cada fluxo de projeto. Para ambas as tecnologias, as curvas para implementação do método gm/Id foram geradas e os transistores foram dimensionados considerando as regiões de inversão.

Este capítulo está organizado em seções e em cada seção os resultados existe subseções que exibem os resultados para cada tecnologias separadamente. Na primeira seção serão mostrados os resultados para o detector de envelope passivo, na segunda seção será discutido sobre o amplificador com acoplamento capacitivo, a determinação da sensibilidade será exposta na terceira seção. Posteriormente o MODEM ASK será mostrado e por fim, os resultados serão contextualizados e comparados com os encontrados na literatura.

4.1 Detector de Envelope

Na primeira seção serão apresentados os resultados para o detector de envelope, iniciando com as simulações realizadas com as ferramentas do fluxo da tecnologia *SkyWater* 130 nm e seguindo com os resultados para a tecnologia UMC 180 nm. Uma subseção com discussões sobre os resultados também será exibida.

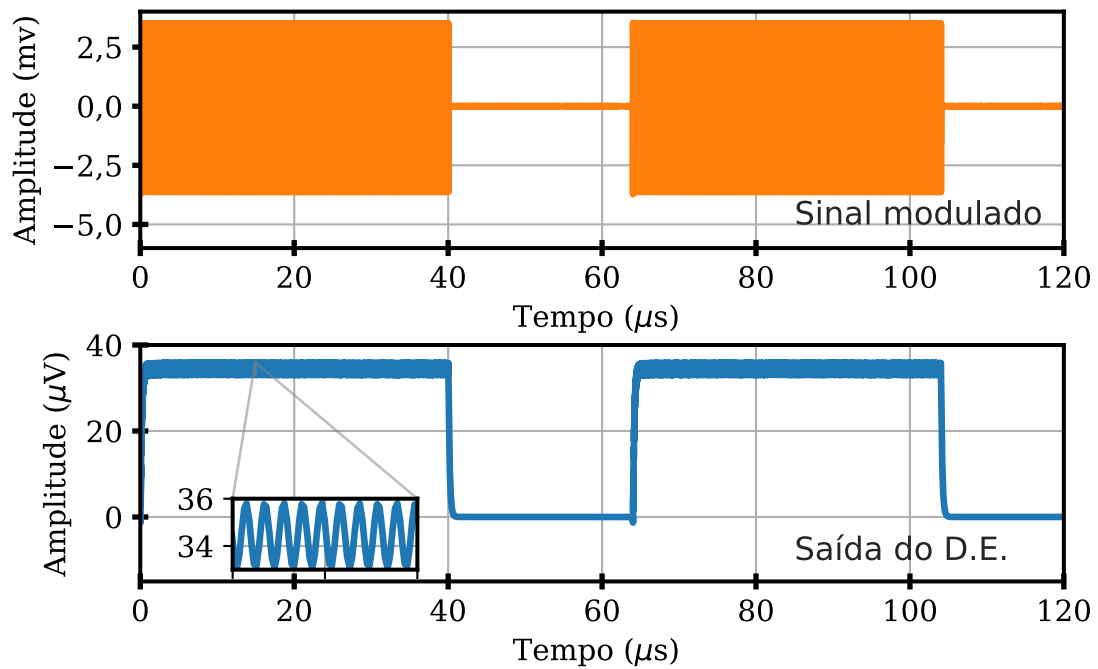
4.1.1 Resultados para a tecnologia CMOS *SkyWater* 130 nm

Para a tecnologia *SkyWater* 130 nm, o detector foi simulado com uma tensão de *gate* de 0,8 V. O transistor do tipo N possui dimensões W/L de $9\ \mu\text{m}/0,15\ \mu\text{m}$ e o mínimo comprimento do canal foi utilizado para operação em alta frequência. Para esta tecnologia, o modelo dos MOSFETs é BSIM 4.

Em relação aos componentes passivo, a capacitância de entrada possui um valor de $15\ \text{pF}$ e o filtro RC na saída possui uma resistência de $100\ \text{K}\Omega$ e capacitância de $0,985\ \text{pF}$, o que resulta em uma frequência de corte de aproximadamente $1,6\ \text{MHz}$.

Para verificação comportamental do detector de envelope, foram realizadas a simulação transiente, ruído e ganho de conversão. Considerando um sinal modulado ASK com a portadora operando na banda *ISM* (do inglês *Industrial Scientific and Medical*)) em $2,45\ \text{GHz}$, a Figura 26 exhibe a resposta transiente realizada por meio do *NgSpice* com os modelos da tecnologia *SkyWater* 130 nm.

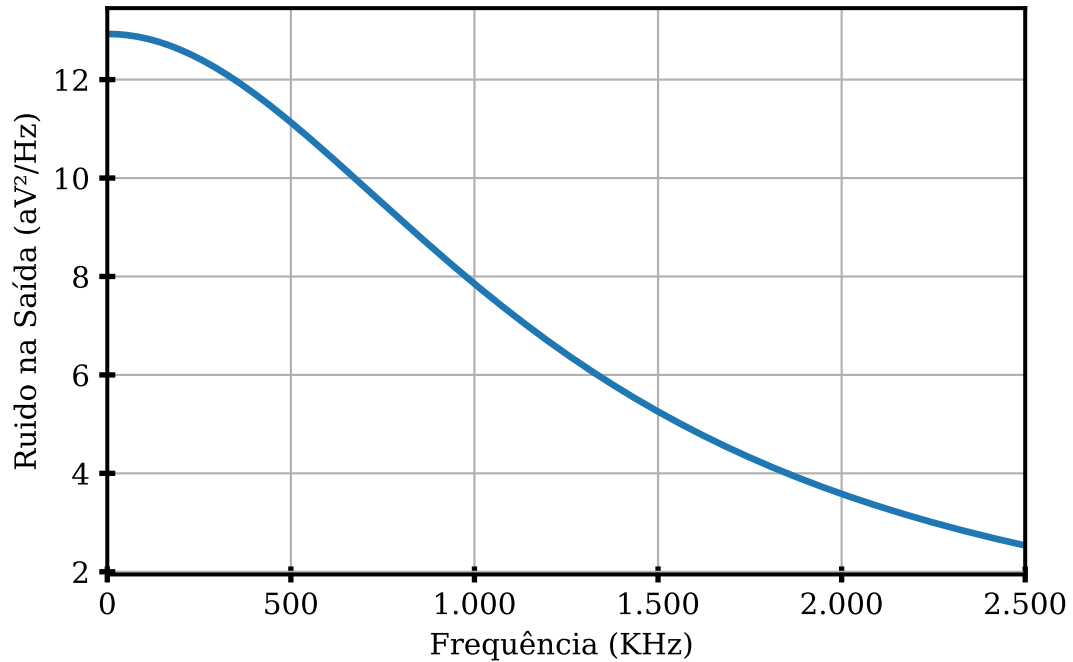
Figura 26 – Análise transiente do detector para tecnologia *SkyWater* 130 nm.



Fonte: Autora (2023).

Percebe-se que o detector de envelope faz a detecção da envoltória do sinal modulado ASK, realizando a etapa de *down conversion* do sinal de radio frequência na entrada. Como esperado, o sinal banda-base na saída é fortemente atenuado. A densidade espectral de potência do ruído na saída do detector pode ser observada na Figura 27.

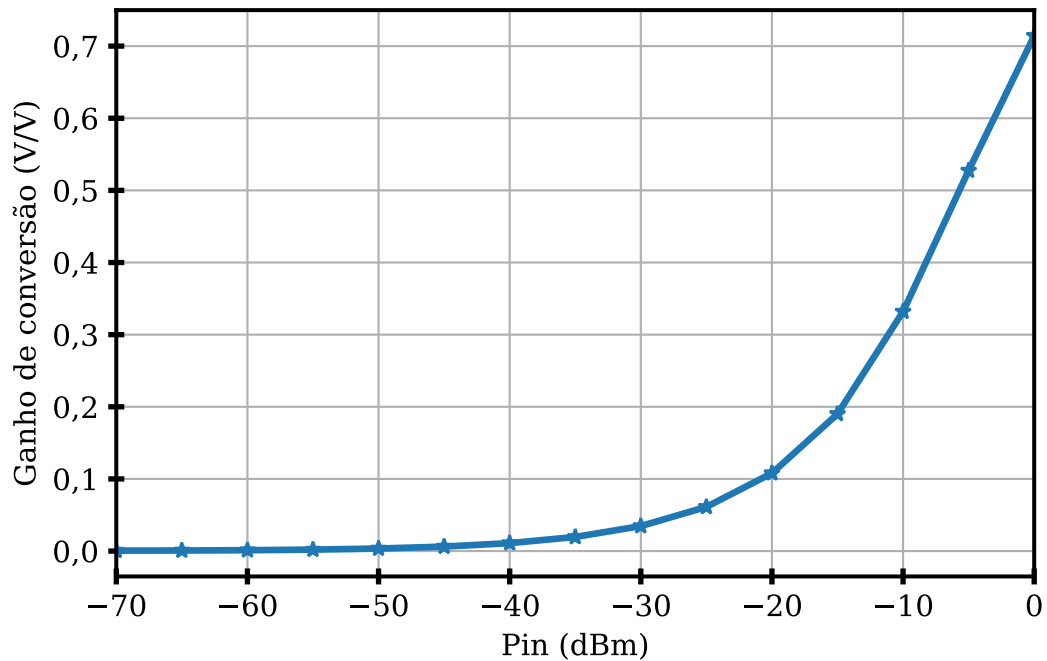
Figura 27 – Densidade espectral de potência do ruído na saída do detector.



Fonte: Autora (2023).

A potência espectral do ruído (unidade em V^2/Hz) foi escolhida para fins comparativos. A amplitude do ruído espectral gerado ao longo da banda, é menor em comparação com o resultado obtido em Cheng e Chen (2017). Para determinação da figura de ruído, o ruído foi integrado ao longo da banda, considerando a largura de banda do ruído, com o fator de *brick wall*, conceito discutido no capítulo 2. O ruído total integrado ao longo da banda foi de $17,84 pV^2$. O ganho de conversão do detector também foi avaliado, considerando o valor *RMS* da tensão de saída pelo valor *RMS* sinal de entrada. A Figura 28 apresenta esse resultado com unidade em (V/V).

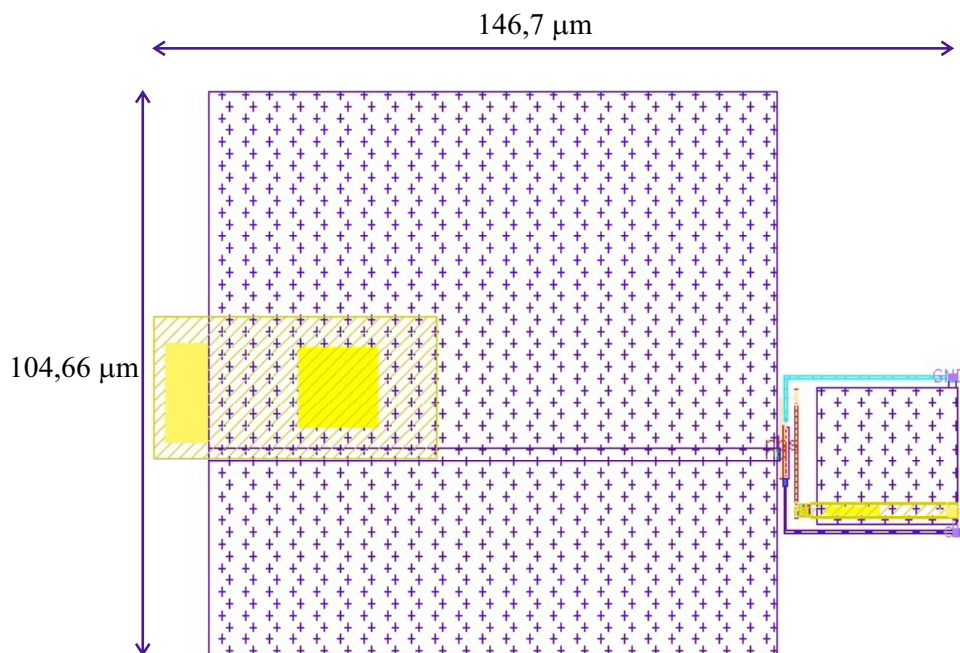
Figura 28 – Ganho de conversão para o detector da tecnologia *SkyWater*.



Fonte: Autora (2023).

Após realizar as simulações pré-*layout*, o *layout* do detector foi desenhado com a ferramenta *Magic Layout*, considerando as regras de projeto e modelos da *Skywater* 130 nm. A Figura 29 exibe o *layout* do detector de envelope.

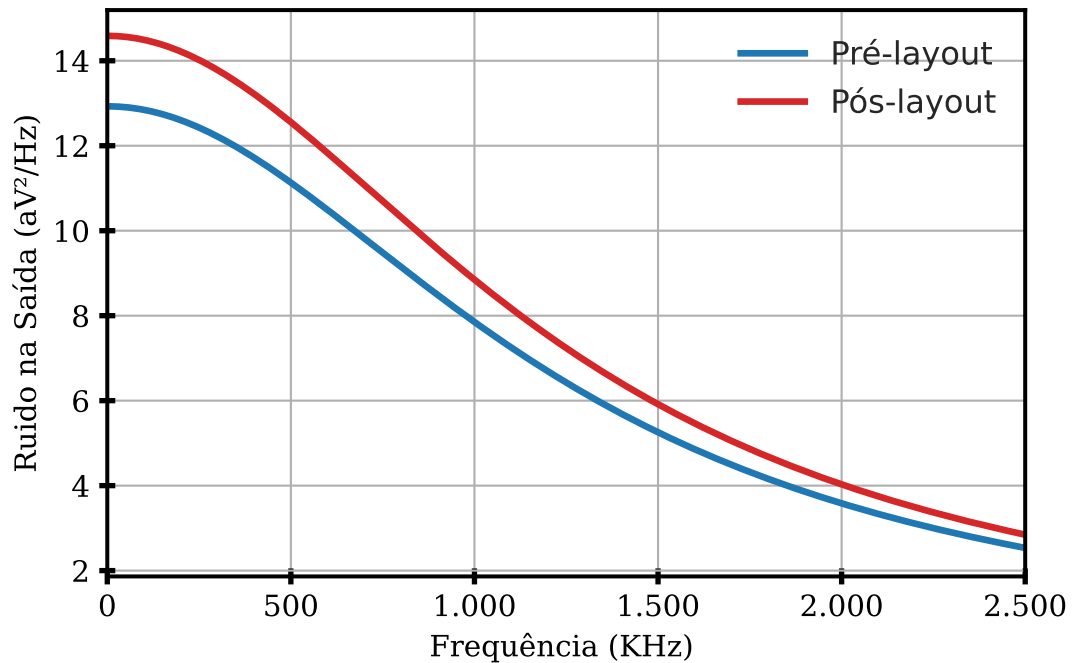
Figura 29 – *Layout* do detector de envelope.



Fonte: Autora (2023).

As dimensões do *layout* do detector são $146,7 \mu m \times 104,66 \mu m$, sendo a maior ocupação devido ao capacitor da entrada. O passo seguinte ao desenho do *layout* é a realização das simulações pós-*layout*. Nessas simulações as capacitâncias e resistências parasitas extraídas pela ferramenta *Magic layout* são consideradas. A Figura 30 mostra o ruído de saída do detector com os parasitas.

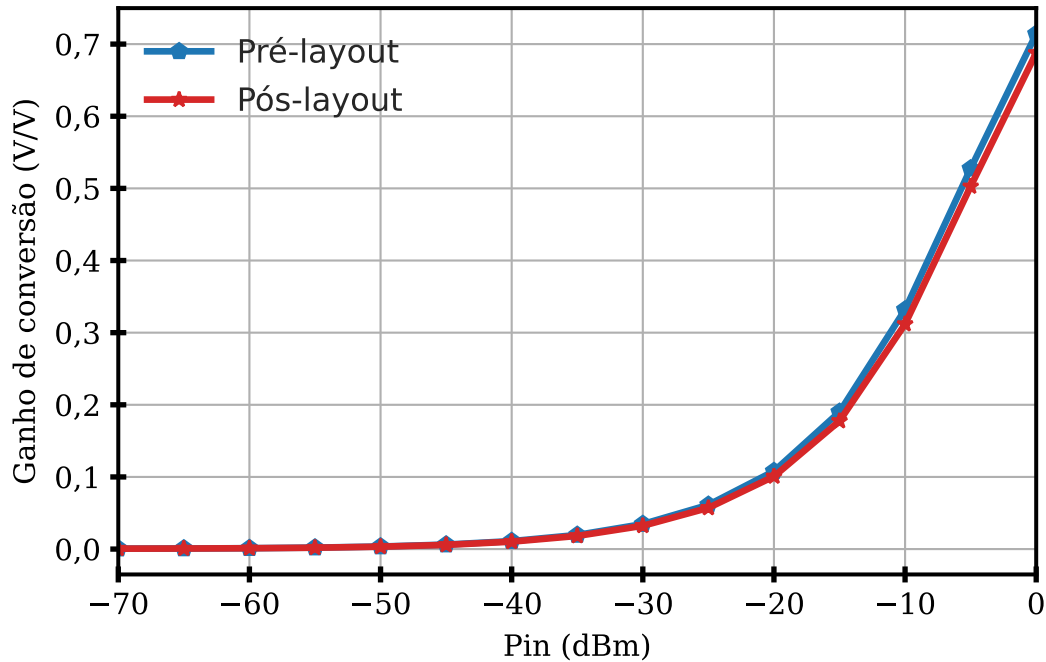
Figura 30 – Comparativo do ruído de saída pré e pós-*layout*.



Fonte: Autora (2023).

Os parasitas extraídos pelo *Magic* resultaram em um aumento do ruído de saída para o detector. Contudo, o valor máximo permanece com bom desempenho. Na simulação pré-*layout* o valor máximo da potência do ruído é $0,013 fV^2/Hz$, enquanto na simulação pós-*layout* o valor é aproximadamente $0,014 fV^2/Hz$. Desse modo, o ruído total na saída do detector com as simulações pré-*layout* foi de $17,84 pV^2$ e para as simulações pós-*layout* é $20,1 pV^2$. A Figura 31 apresenta o resultado para o ganho de conversão do detector.

Figura 31 – Resultados pré e pós-*layout* para o ganho de conversão.



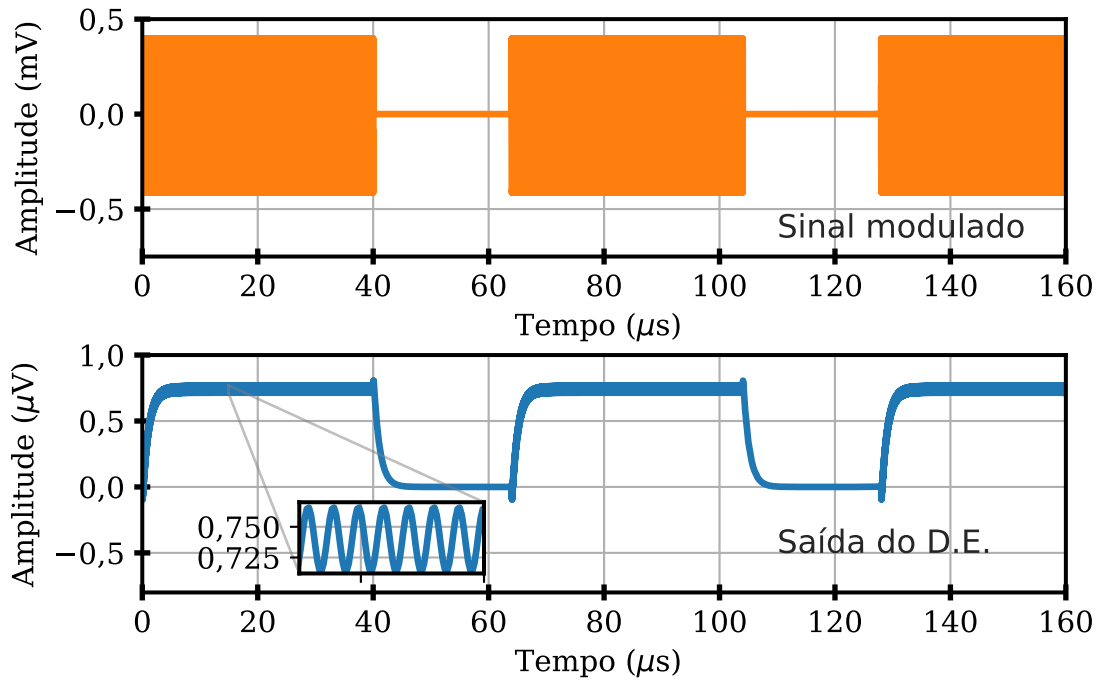
Fonte: Autora (2023).

A Figura 31 traz os resultados para o ganho de conversão pré e pós-*layout*. De modo geral, pode-se afirmar que não houve alterações significativas na resposta, apenas uma pequena redução do ganho em alguns pontos.

4.1.2 Resultados com a tecnologia CMOS UMC 180 nm

Os mesmos resultados são exibidos para tecnologia UMC 180 nm com o modelo de transistores BSIM3V3, para essa tecnologia, o simulador *Spectre* foi utilizado. A Figura 32 exibe a análise transiente para o detector. O detector foi simulado com uma tensão de polarização de 0,5 V. Para operação em alta frequência o comprimento do canal do transistor é o mínimo. A relação W/L para o transistor é $7\ \mu\text{m}/0,18\ \mu\text{m}$. O capacitor de entrada foi ajustado para 10 pF, e o filtro RC na saída possui uma resistência de 100 K Ω e capacitância de 10 pF, na qual resulta em uma frequência de corte de 159 kHz.

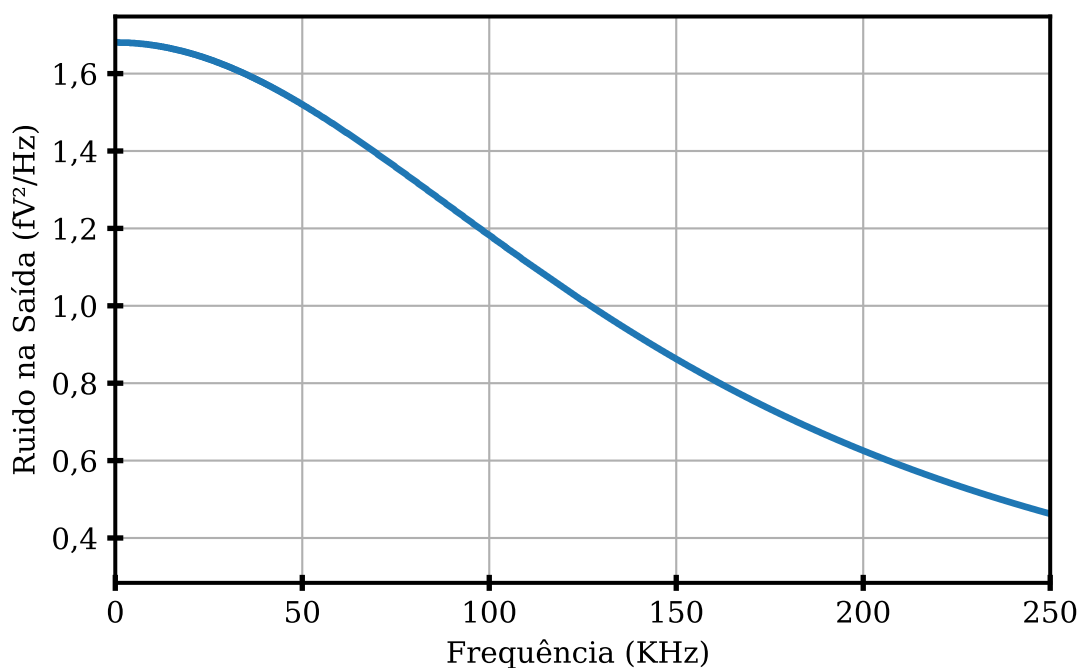
Figura 32 – Análise transiente do detector para tecnologia UMC 180 nm.



Fonte: Autora (2023).

A Figura 33 exibe o resultado simulado para o ruído na saída. O ruído gerado pelo detector da tecnologia CMOS UMC 180 nm foi maior do que o gerado pela tecnologia *SkyWater* 130 nm. No entanto, ainda possui um valor inferior ao trabalho de (CHENG; CHEN, 2017).

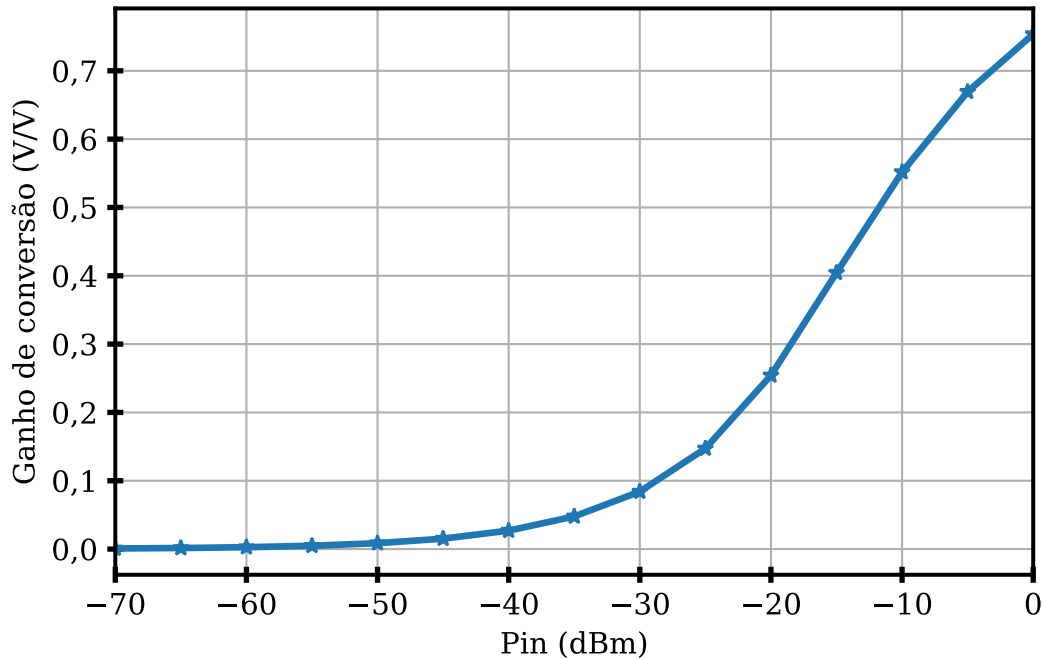
Figura 33 – Ruído na saída do detector da tecnologia UMC 180 nm.



Fonte: Autora (2023).

O valor máximo da potência do ruído ao longo da banda foi de $1,6 \text{ fV}^2/\text{Hz}$. E o ruído integrado ao longo da banda foi de $263,7 \text{ pV}^2$. A Figura 34 exibe o resultado simulado do ganho de conversão com o detector da tecnologia UMC 180 nm.

Figura 34 – Ganho de conversão para o detector da tecnologia UMC 180 nm.



Fonte: Autora (2023).

O detector projetado com a tecnologia UMC 180 nm apresentou um ganho de conversão um pouco maior em relação ao detector da *SkyWater* 130 nm, no entanto, deve-se considerar que os valores das capacitâncias são diferentes o que influencia na impedância de entrada e largura de banda.

4.1.3 Discussões a respeito dos resultados do detector de envelope

A partir do projeto dos detectores é possível inferir sobre as principais métricas para a sensibilidade de um receptor: seletividade e ruído. O ruído total para o detector da *SkyWater* 130 nm foi menor em comparação com o projeto da UMC 180 nm, enquanto que a largura de banda foi maior. A influência desse *trade-off* será exposta na seção 4.3. Os transistores foram polarizados considerando a tensão de limiar (ou *threshold*) para cada uma das tecnologias e o comprimento mínimo do canal foi utilizado para operação em mais alta frequência, para a tecnologia UMC o valor de 180 nm foi utilizado enquanto para a *SkyWater* o valor de 150 nm foi utilizado, embora o nome da tecnologia sugira que o nó do processo é 130 nm o comprimento mínimo é de 150 nm . Para a arquitetura de detector mostrada nessa pesquisa, as dimensões do transistor não tem influência no ganho de conversão.

4.2 Amplificador com acoplamento CA

Nessa seção serão apresentados os resultados para o amplificador com acoplamento capacitivo, com a subseção 4.2.1 descrevendo os resultados para a tecnologia *SkyWater* 130 nm e a subseção 4.2.2 abordando sobre as simulações do projeto com a tecnologia UMC 180 nm. Além disso, discussões a respeito dos resultados e comparativos também serão apontados nessa seção.

4.2.1 Resultados para a tecnologia CMOS *SkyWater* 130 nm

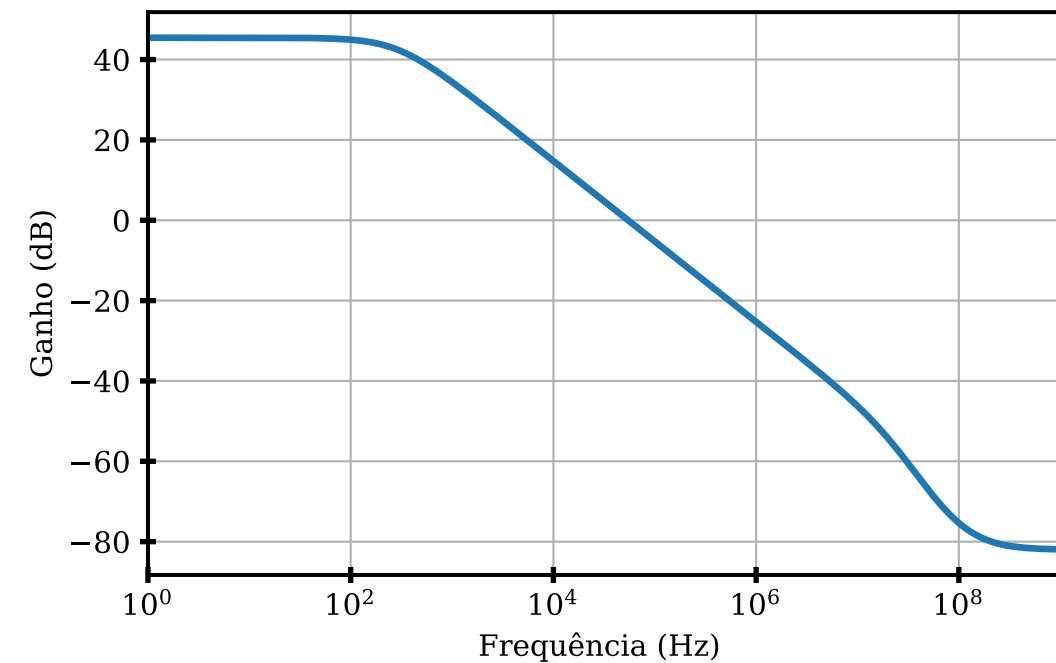
Após o dimensionamento dos transistores, foram realizadas as simulação com o OTA. A Tabela 1 resume as dimensões dos transistores e os parâmetros obtidos mediante simulações com o *Ngspice*, para uma corrente de polarização (*Ibias*) de $1 \mu A$, fonte de alimentação simples de $1,8 V$ e tensão de modo comum de $0,7 V$.

Tabela 1 – Dimensões dos transistores do OTA para *SkyWater* 130 nm.

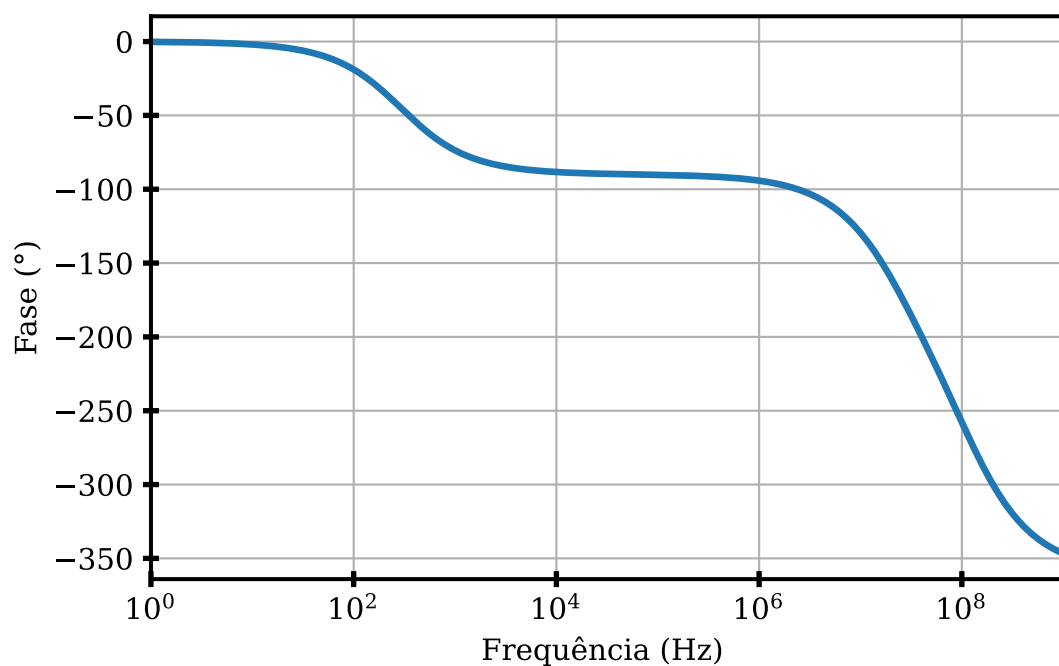
Transistor	Tipo	W/L	gm/Id (V^{-1})
M₁,M₂	PMOS	1,7/2	11,1
M₃-M₆	NMOS	0,8/4	10,41
M₇,M₈	PMOS	1,4/1	12,58
M₉,M₁₀	PMOS	5/4	9,7

Para a tecnologia *SkyWater* 130 nm, é importante ressaltar que os transistores PMOS foram dimensionados para operar na região de inversão forte. Apesar da operação em inversão forte apresentar um maior consumo e menor ganho, os modelos de transistores PMOS fornecidos pela *SkyWater* 130 nm possuem, até o momento do projeto, um funcionamento atípico na região de inversão fraca. O nível de inversão é observado com base na relação gm/Id do transistor. A inversão forte é obtida quando o valor da relação gm/Id é inferior a $10 V^{-1}$, para a inversão fraca gm/Id é maior do que $20 V^{-1}$ e a região moderada é localizada entre esses dois extremos, isto é $10 V^{-1} < gm/Id < 20 V^{-1}$. Para evitar a região de mau comportamento dos transistor PMOS todos foram dimensionados para terem uma relação gm/Id abaixo de $15 V^{-1}$. A Figura 35a exibe o gráfico do ganho em malha aberta e a Figura 35 a fase para o OTA.

Figura 35 – Resposta AC em malha aberta: (a) Ganho do OTA e (b) Fase do OTA.



(a)



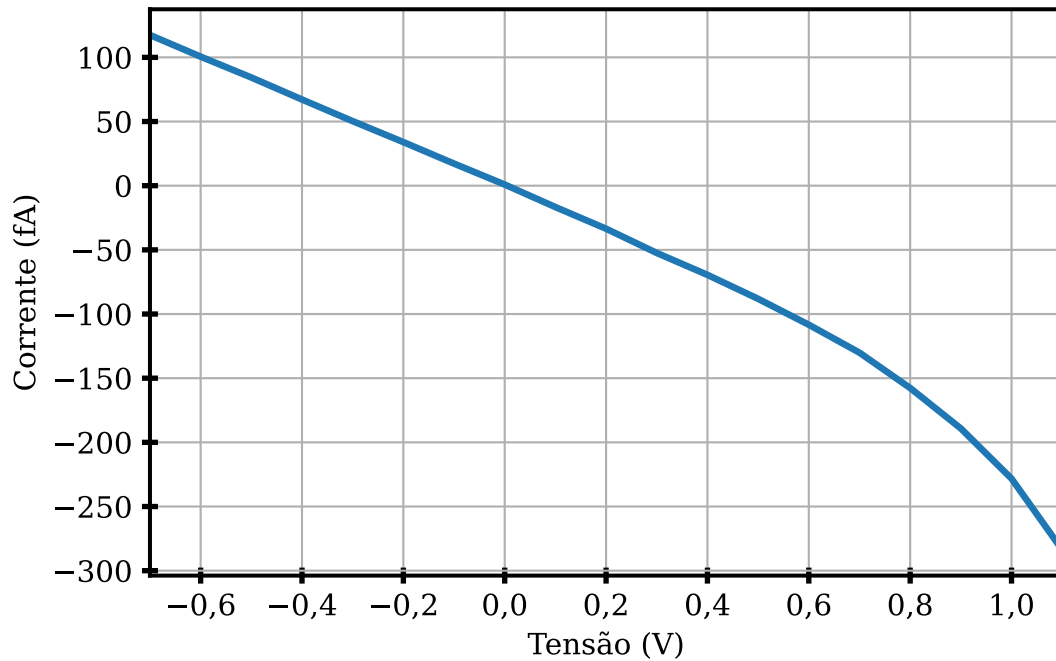
(b)

Fonte: Autora (2023).

A partir da simulação AC em malha aberta, foi observado que o OTA apresentou um ganho em malha aberta de aproximadamente 45,4 dB, uma margem de ganho de 59,17 dB e margem de fase de 89,9°. Após a análise em malha aberta, o sistema foi simulado em malha

fechada. Para implementar o pseudo resistor foram utilizados seis transistores com dimensões W/L de $0,42 \mu m/4 \mu m$. O capacitor de carga (CL) foi simulado com um valor de $10 pF$, enquanto que C1 e C2 possuem os valores de $15 pF$ e $250 fF$ respectivamente. A Figura 36 mostra a relação entre a tensão e corrente para o pseudo resistor.

Figura 36 – Gráfico da tensão *versus* corrente do pseudo-resistor com a *SkyWater*.



Fonte: Autora (2023).

O valor da resistência pode ser estimado considerando a variação da tensão pela variação da corrente, como mostra a equação 4.1.

$$R = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (4.1)$$

A partir da equação 4.1 a resistência pode ser quantificada considerando variações de tensão de $50 mV$, $200 mV$ e $400 mV$. Em virtude da operação do transistor com a tensão de modo comum, o pseudo resistor foi analisado, mantendo um de seus terminais com o valor da tensão de modo comum, e variou-se a tensão no outro terminal, a fim de verificar a variação na relação tensão *versus* corrente quando um terminal tinha uma tensão mais positiva do que o outro. Os valores obtidos estão resumidos na Tabela 2.

Tabela 2 – Valores de resistência simulados.

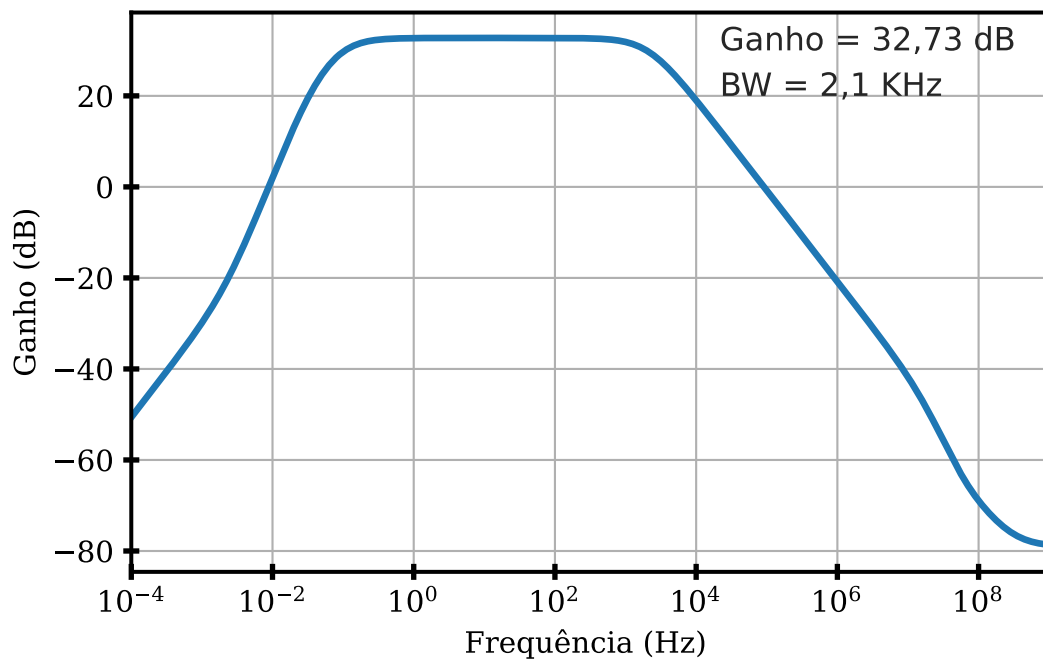
Variação	Região	Resistência (Ω)
50 mV	$\approx 0 V$	$5,932 \times 10^{12}$
	$V_d > V_s$	$5,61 \times 10^{12}$
	$V_d < V_s$	$6,370 \times 10^{12}$
200 mV	$\approx 0 V$	$6,06 \times 10^{12}$
	$V_d > V_s$	$5,826 \times 10^{12}$
	$V_d < V_s$	$5,922 \times 10^{12}$
400 mV	$\approx 0 V$	$5,87 \times 10^{12}$
	$V_d > V_s$	$5,850 \times 10^{12}$
	$V_d < V_s$	$5,775 \times 10^{12}$

Fonte: Autora (2023).

Os valores de resistência determinados pela relação da variação da tensão pela variação de corrente são superiores a $10^{11} \Omega$ demonstrando a alta resistência obtida com o uso dos pseudos resistores. De modo geral, esse pseudo resistor apresentou um comportamento linear mesmo com análise feita em uma maior variação da tensão.

Após especificar o pseudo resistor a simulação em malha fechada do amplificador foi realizada. A Figura 37 mostra a análise de ganho do amplificador em malha fechada realizada com *Ngspice*.

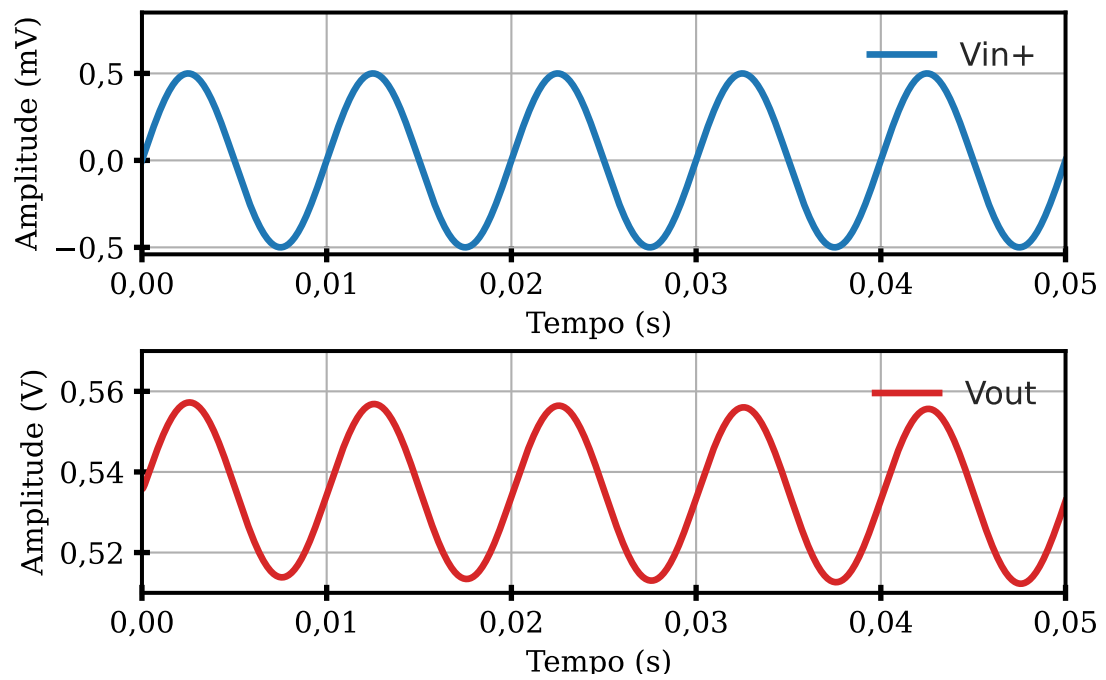
Figura 37 – Ganho em malha fechada do amplificador.



Fonte: Autora (2023).

O amplificador em malha fechada foi simulado com uma fonte de alimentação simples de $1,8\text{ V}$ e corrente de polarização de $1\text{ }\mu\text{A}$, logo, o consumo do amplificador é de $1,8\text{ }\mu\text{W}$. A curva AC da saída vista na Figura 37 resultou em um ganho de $32,7\text{ dB}$ ao longo da banda que inicia em $0,1\text{ Hz}$ e se estende até $2,11\text{ KHz}$. A simulação transiente mostrada na Figura 38 exibe um sinal senoidal na entrada não inversora e o sinal de saída do amplificador com alimentação e entrada simples. O sinal simulado possui uma amplitude de $500\text{ }\mu\text{V}_p$ e frequência de 100 Hz , como resultado o sinal de saída possui uma amplitude de 45 mV_{pp} , resultado que condiz com o ganho em malha fechada de aproximadamente 33 dB .

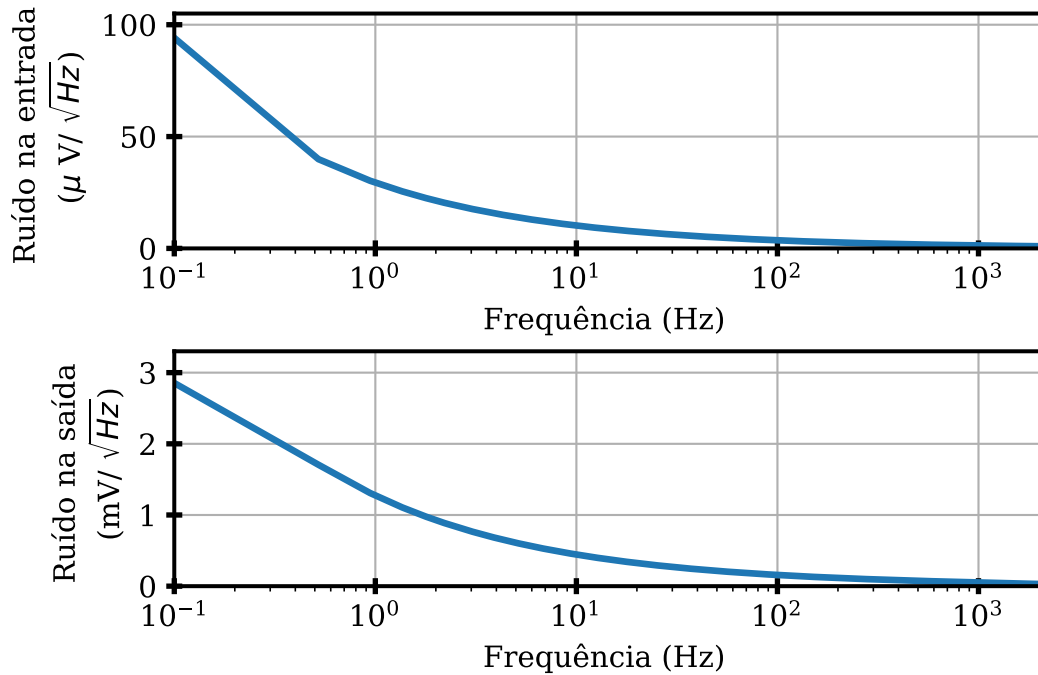
Figura 38 – Análise Transiente do amplificador.



Fonte: Autora (2023).

A densidade espectral de tensão do ruído (em $v/\sqrt{Hz}$) também foi observada, com o intuito de quantificar o ruído na saída para cálculo do fator de ruído em cascata. A Figura 39 mostra o resultado para o amplificador com a tecnologia *SkyWater* 130 nm.

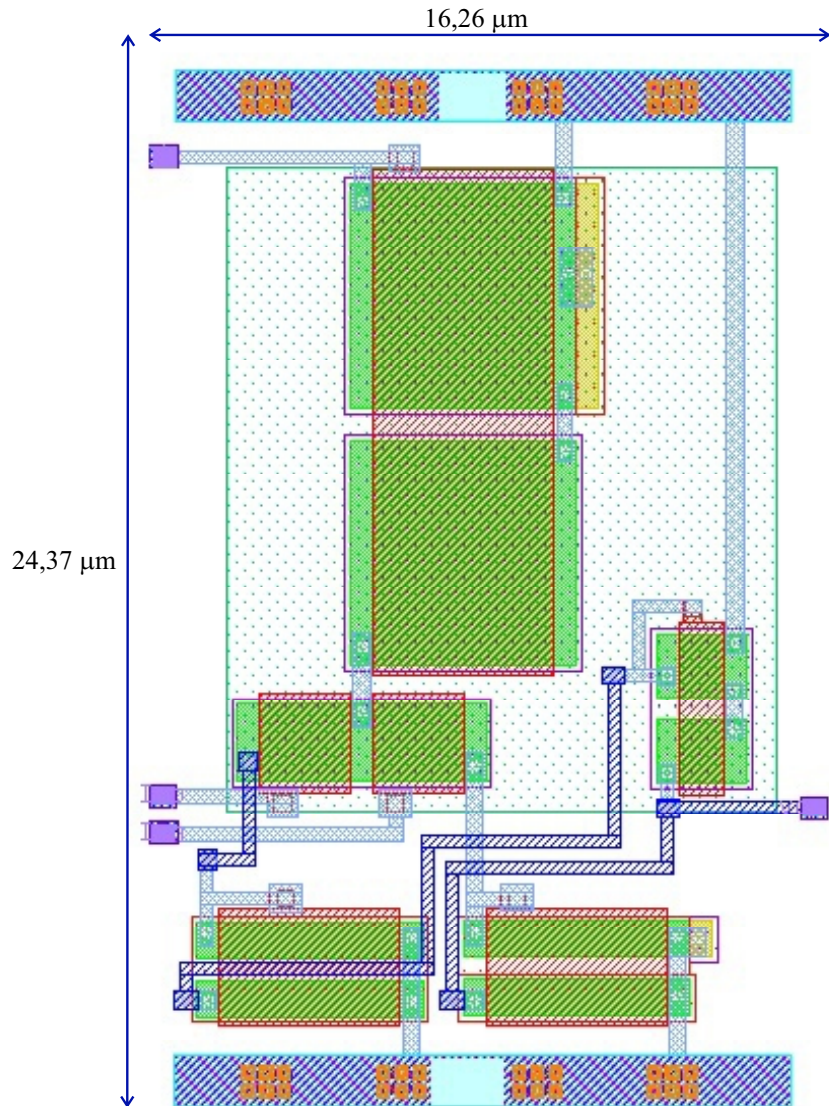
Figura 39 – Ruído do amplificador.



Fonte: Autora (2023).

A Figura 39 traz a curva do ruído na entrada e o ruído na saída do amplificador ao longo de sua largura banda. Para obter a tensão *RMS* do ruído deve-se elevar os valores ao quadrado, obtendo assim a potência espectral do ruído, integrar ao longo da faixa de frequência desejada e tirar a raiz quadrada. O ruído total na saída foi de $4,47 mV_{RMS}$. O ruído referido à entrada na frequência de 1 Hz é de $29,5 \mu V/\sqrt{Hz}$ e o NEF foi de 24,7. Após as simulações pré-layout, o layout do OTA foi desenhado na ferramenta *Magic Layout* e pode ser observado na Figura 40.

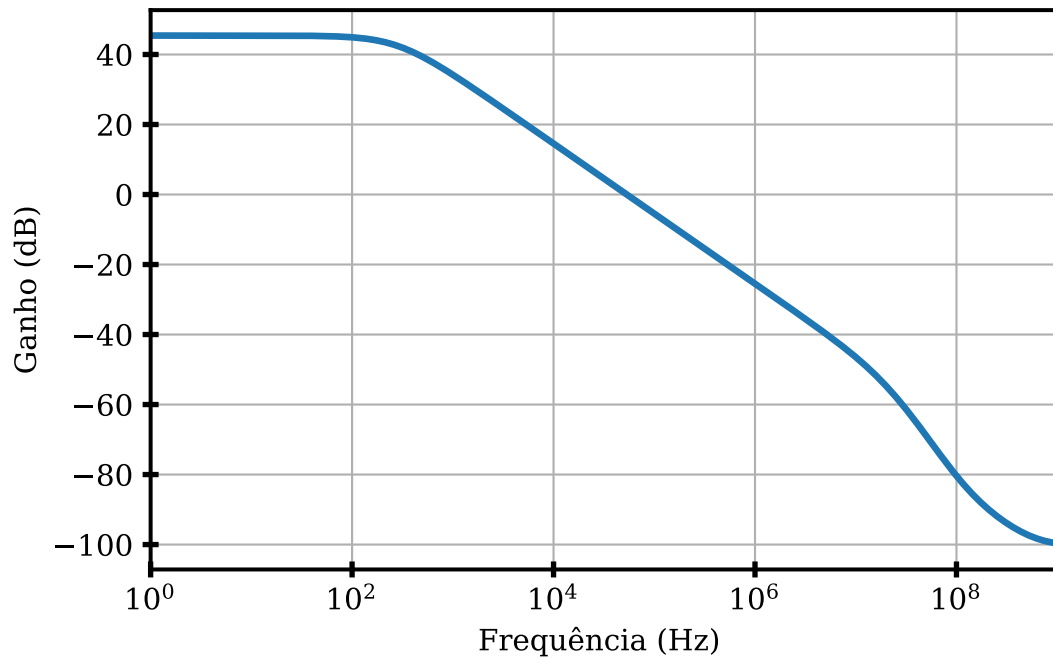
Figura 40 – *Layout* do OTA feito no *Magic Layout*.



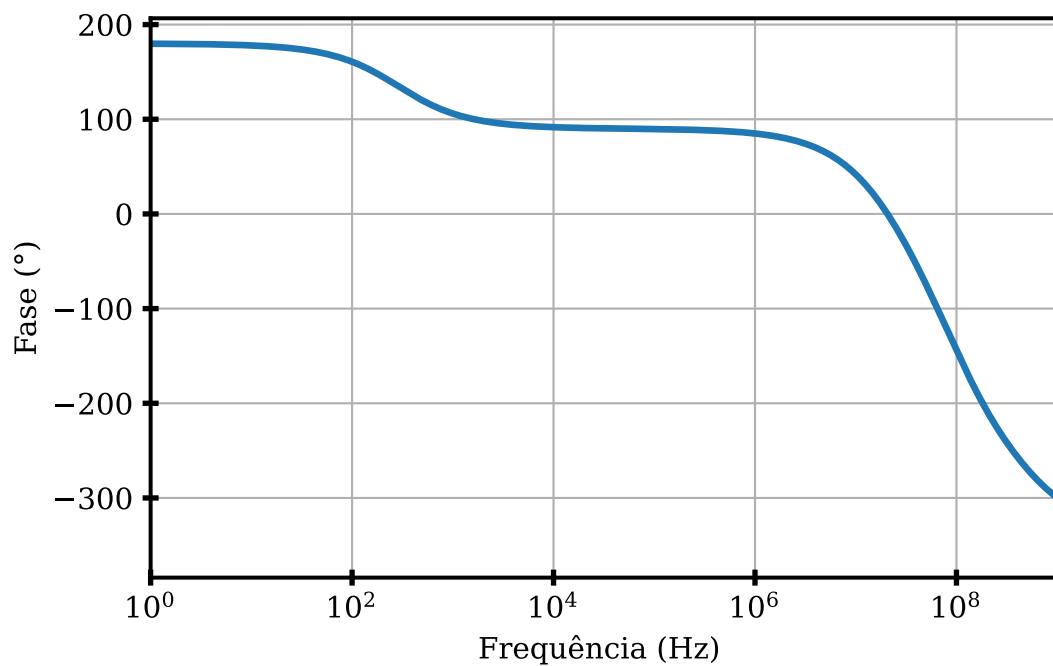
Fonte: Autora (2023).

Como indicado na Figura 40 as dimensões do *layout* do OTA foram de $16,26 \mu m \times 24,37 \mu m$. A Figura 41 exibe a análise AC pós-*layout*. As simulações foram avaliadas com o auxílio do *NgSpice*. A Figuras 41 exibe os resultados da análise AC onde a Figura 41a exibe o ganho e a Figura 41b a fase.

Figura 41 – Resposta AC pós-*layout*: (Ganho do OTA), (b) Fase do OTA.



(a)



(b)

Fonte: Autora (2023).

Os parâmetros margem de ganho, margem de fase e o produto ganho-banda foram verificados nas simulações pré e pós *layout*. A Tabela 3 resume esses resultados para o OTA espelho de corrente.

Tabela 3 – Comparativo dos resultados pré e pós-*layout* do OTA

Parâmetros	Resultado Pré- <i>layout</i>	Resultado Pós- <i>layout</i>
Ganho	45,4 <i>dB</i>	45,4 <i>dB</i>
GBW	54,72 <i>KHz</i>	53,43 <i>KHz</i>
Margem de ganho	59,17 <i>dB</i>	85 <i>dB</i>
Margem de fase	89,9 °	90 °

Fonte: Autora (2023).

4.2.2 Resultados para a tecnologia CMOS UMC 180nm

Com a tecnologia UMC 180 nm, os transistores foram dimensionados considerando as regiões de inversão apresentadas em Viana e Belfort (2019). A Tabela 4 exhibe as relações W/L para os transistores, bem como a relação gm/Id com valores obtidos por simulação. Os transistores M1 e M2 foram dimensionados para operação em inversão fraca, M9 e M10 em inversão forte e os transistores M3 a M8 em inversão moderada.

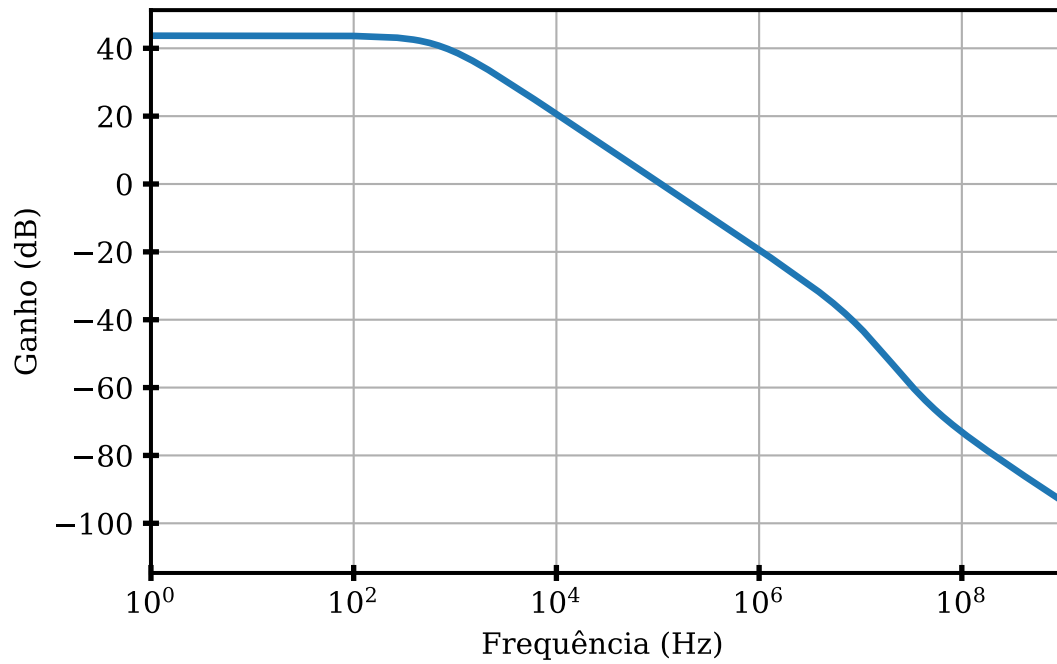
Tabela 4 – Dimensões dos transistores do OTA espelho de corrente da UMC 180 nm.

Transistor	Tipo	W/L	gm/Id (V^{-1})
M₁,M₂	PMOS	53/0,72	26
M₃-M₆	NMOS	0,3/1,89	14,6
M₇,M₈	PMOS	1,8/1,17	17,2
M₉,M₁₀	PMOS	0,6/1,35	9

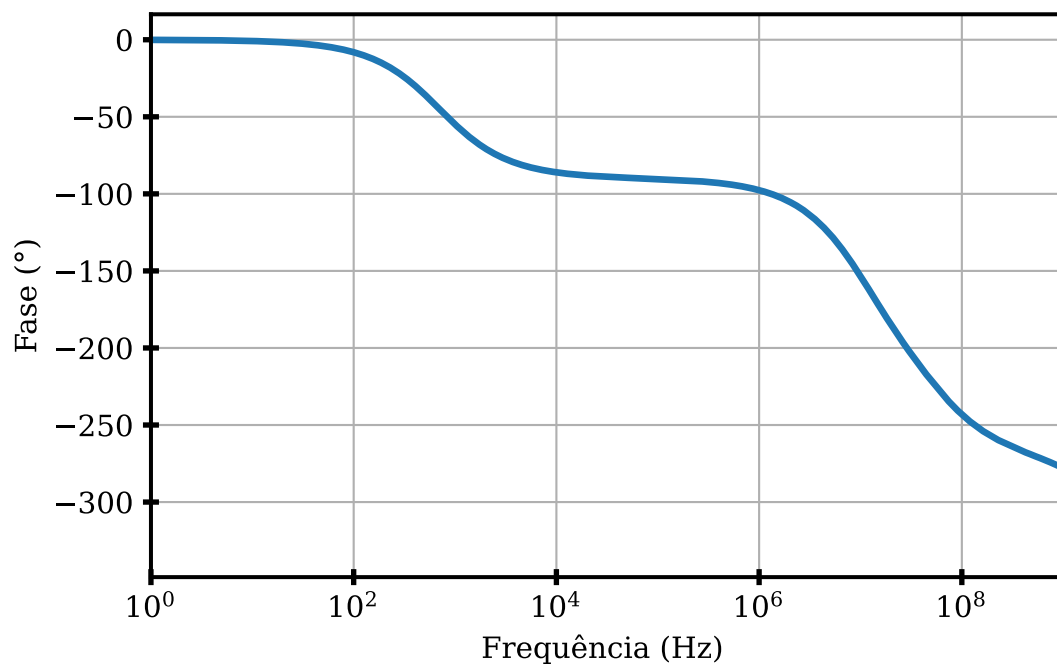
Fonte: Autora (2023).

A simulação em malha aberta foi realizada considerando uma fonte de alimentação simples de 1,8 V, uma corrente de polarização de 0,5 μA e uma tensão de modo comum de 0,9 V. A Figura 42a exhibe o ganho em malha aberta e a Figura 42b a fase.

Figura 42 – Análise AC em malha aberta para UMC: (a) Ganho do OTA e (b) Fase do OTA.



(a)



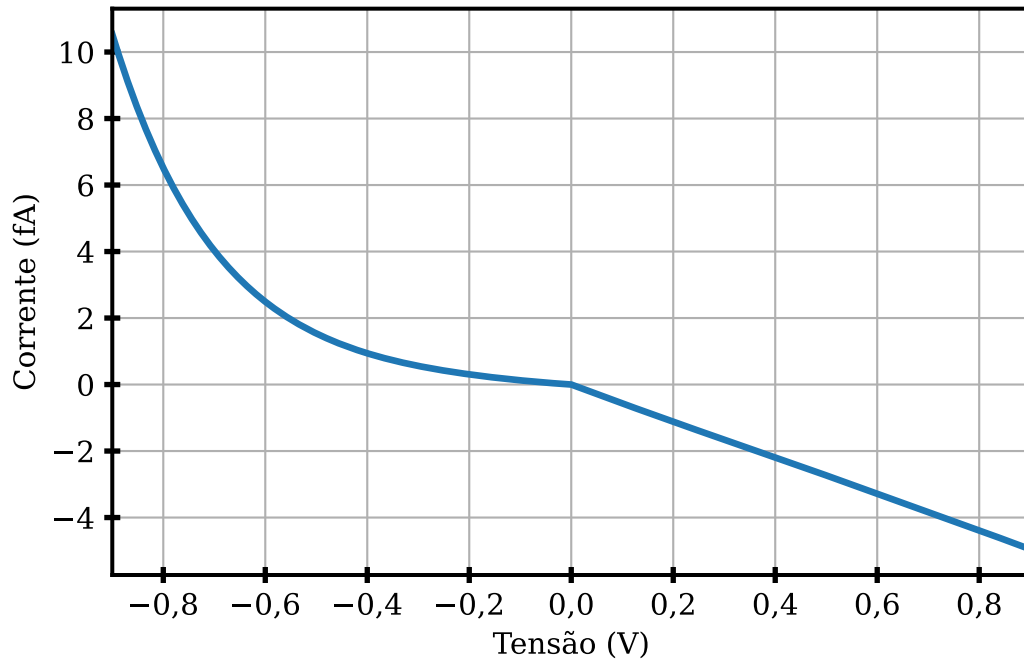
(b)

Fonte: Autora (2023).

A análise AC apresentou um ganho em malha aberta de 43,71 dB, margem de ganho de 50,9 dB e margem de fase de 89,55°. Após a simulação em malha aberta, foram realizadas as simulações com o amplificador em malha fechada. Os valores dos capacitores C1 e C2 são de

18 pF e 320 fF, respectivamente. O pseudo resistor é composto por 6 transistores do tipo P com relação W/L de $1,44 \mu/1,8 \mu$. A Figura 43 mostra a relação entre a tensão e a corrente através do pseudo resistor.

Figura 43 – Gráfico da tensão *versus* corrente do pseudo resistor UMC.



Fonte: Autora (2023).

Visualizando os pontos ao longo da curva da Figura 43 os valores para a resistência simulada são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores de resistência simulados para UMC.

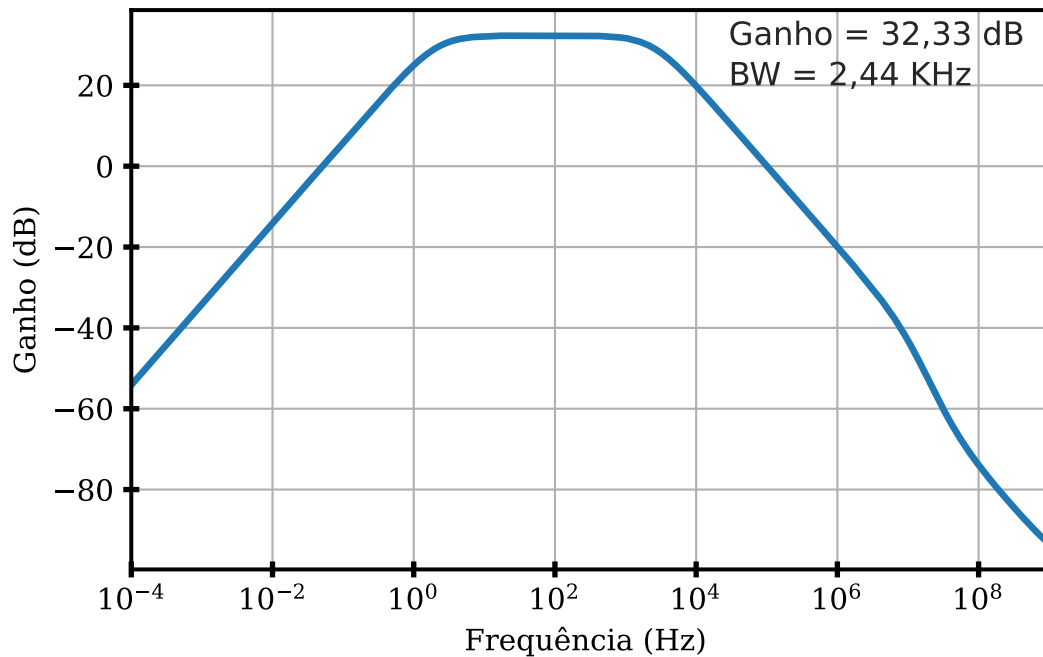
Variação	Região	Resistência (Ω)
50 mV	$\approx 0 V$	$2,933 \times 10^{11}$
	$V_d > V_s$	$1,75 \times 10^{11}$
	$V_d < V_s$	$8,66 \times 10^{11}$
200 mV	$\approx 0 V$	$2,88 \times 10^{11}$
	$V_d > V_s$	$1,787 \times 10^{11}$
	$V_d < V_s$	$6,540 \times 10^{11}$
400 mV	$\approx 0 V$	$2,81 \times 10^{11}$
	$V_d > V_s$	$1,822 \times 10^{11}$
	$V_d < V_s$	$4,248 \times 10^{11}$

Fonte: Autora (2023).

O resultados indicam uma resistência na ordem de $10^{11} \Omega$, como esperado. Para o *setup* de simulação utilizado com um terminal do pseudo resistor com fonte fixa igual a tensão de modo

comum (VCM) e o outro terminal com tensão variando, para essa tecnologia, a curva apresentou um comportamento menos linear em comparação com o resultado da tecnologia *SkyWater*. No entanto, mesmo para maiores variações a resistência manteve-se na ordem $10^{11} \Omega$. Considerando os resultados obtidos, a simulação AC com o sistema em malha fechada foi avaliada e a resposta do ganho pode ser visualizada na Figura 44.

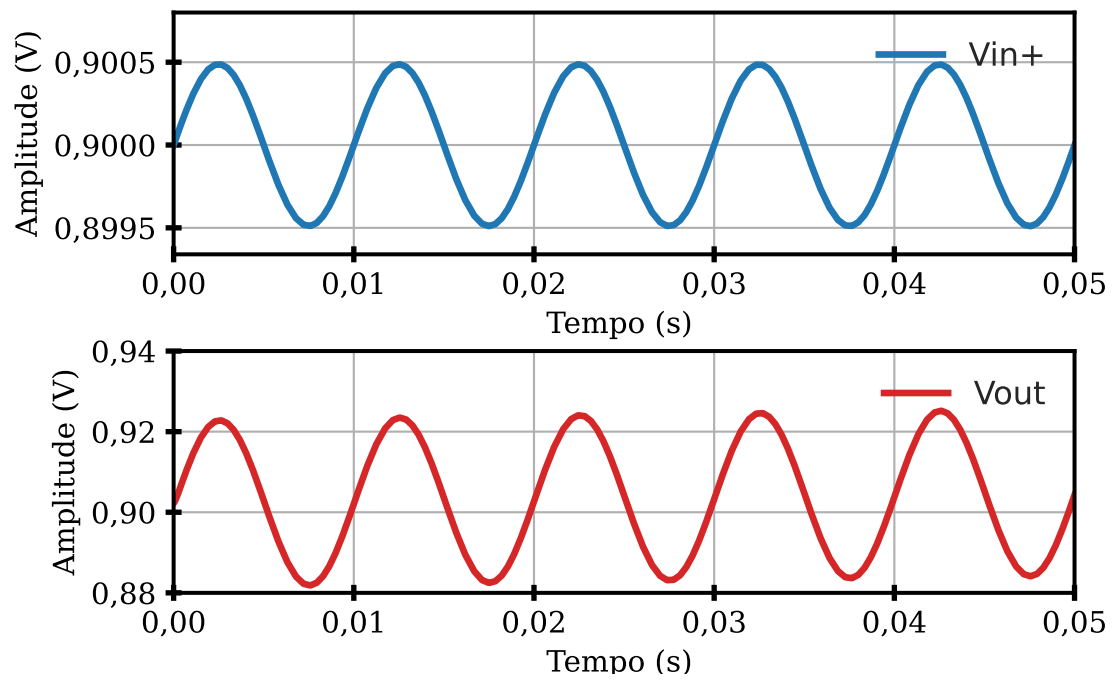
Figura 44 – Ganho em malha fechada.



Fonte: Autora (2023).

O resultado obtido para o amplificador com a tecnologia UMC apresentou um ganho de 32,33 dB e uma banda com frequência de corte inferior em 2,11 Hz e superior de 2,44 KHz. A Figura 45 mostra o resultado da simulação transiente para uma senoide com amplitude de $500 \mu V_p$ e frequência de 100 Hz. O sinal de saída possui uma amplitude de aproximadamente 43,4 mV_{pp}.

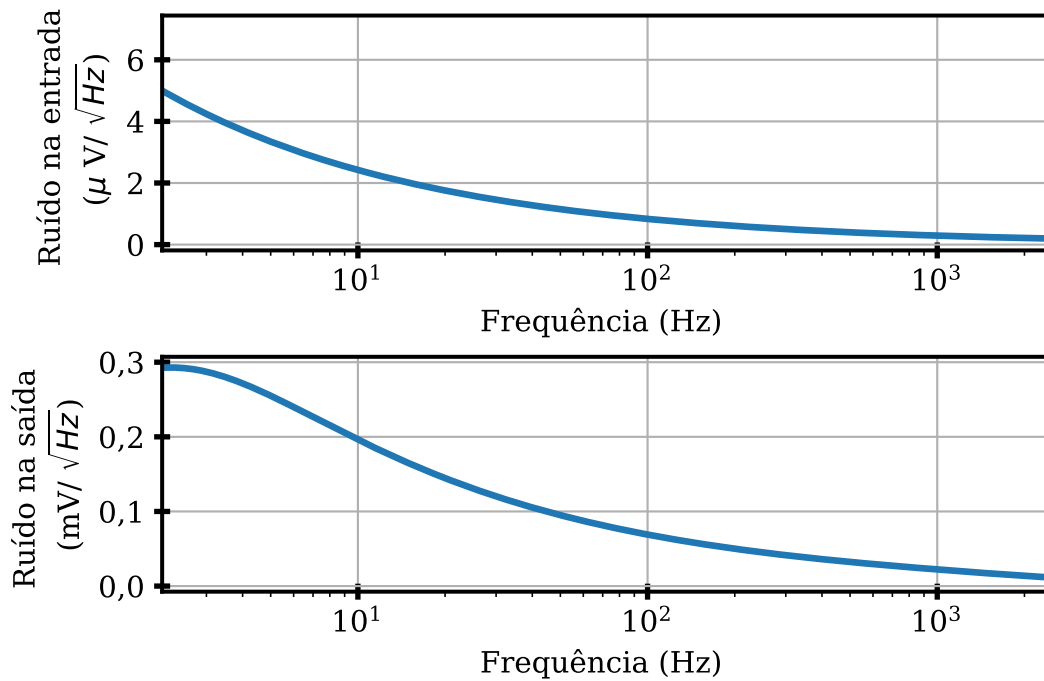
Figura 45 – Análise Transiente do amplificador para tecnologia UMC 180 nm.



Fonte: Autora (2023).

A densidade espectral de ruído pode ser vista na Figura 46.

Figura 46 – Análise de ruído do amplificador para tecnologia UMC 180 nm.



Fonte: Autora (2023).

O amplificador possui um ruído menor do que o resultado da tecnologia *SkyWater*. Como resultado, o ruído integrado total na saída é de $1,73 mV_{RMS}$ e o ruído referenciado na entrada na frequência de 1 Hz é de $7 \mu V_{rms}$, que resulta em um NEF de 3,86.

4.2.3 Discussões sobre os resultados do amplificador

A Tabela 6 mostra um comparativo dos resultados obtidos para cada uma das tecnologias.

Tabela 6 – Comparativo entre os resultados do amplificador.

Parâmetro	Resultados	
Tecnologia	180 nm	130 nm
Tensão de Alimentação	1,8 V	1,8 V
Corrente de Polarização	0,5 μA	1 μA
Potência DC	0,9 μW	1,8 μW
Ganho em malha aberta	43,71 dB	45,4 dB
Ganho em malha fechada	32,33 dB	32,73 dB
Margem de Fase	89,55 °	89,9 °
Margem de Ganho	50,9 dB	59,2 dB
Largura de Banda	2,44 KHz	2,10 KHz
GBW	107,79 KHz	54,72 KHz
CMRR	100 dB	58 dB
Input-referred Noise	7 μV_{rms}	29,5 μV_{rms}
THD	5,75 %	0,4 %
NEF	3,86	24,7

Fonte: Autora (2023).

O amplificador com a tecnologia *SkyWater* apresentou uma frequência de corte inferior de 0,1 Hz e superior de 2,11 KHz. Para a UMC a faixa de operação vai de 2,11 Hz à 2,44 KHz. A frequência de corte inferior é importante para a redução do ruído *flicker* que vem do detector e uma maior seletividade em frequência é necessária para melhorar a sensibilidade, limitando a faixa de frequência.

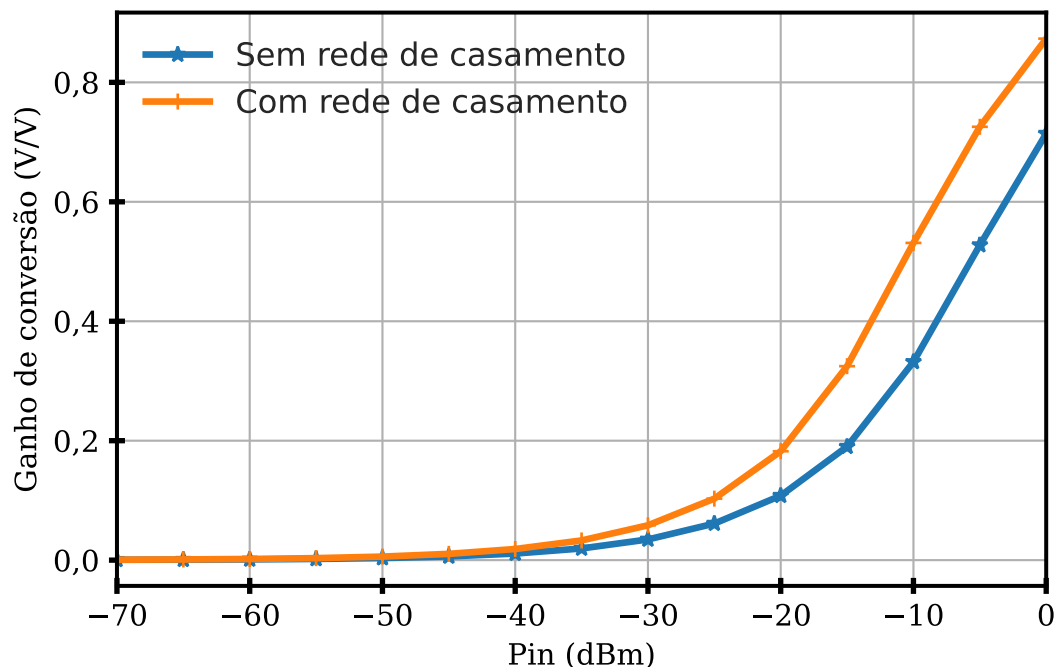
Em virtude de uma frequência de corte inferior maior para o amplificador com a tecnologia 180 nm, o ruído total na saída foi menor. O pior comportamento do amplificador da tecnologia *Skywater* também pode ser explicado em virtude da limitação da escolha da região de inversão. De acordo com Viana (2019), Harrison e Charles (2003) a contribuição do ruído pode ser reduzida quando a transcondutância do par de entrada for muito maior do que a dos transistores M_3 à M_8 . Contudo, essa especificação foi relaxada em virtude de limitações do modelo. O amplificador possui o comportamento passa-banda e os capacitores foram dimensionados para alcançar uma banda estreita e menor ruído na saída. O terra virtual do amplificador com os modelos da *SkyWater* foi simulado com o uso de um *buffer*. O *layout* do OTA apresentado já foi submetido para fabricação.

4.3 Figura de ruído e Sensibilidade

A determinação do mínimo sinal detectável, ou seja, da sensibilidade foi realizada a partir da Equação 2.2. Para obter esse resultado, é necessário primeiramente obter a figura de ruído, que foi determinada por meio da Equação 2.3. Em cada uma das tecnologias, foram calculadas a sensibilidade do detector de envelope, a sensibilidade com entrada casada, bem

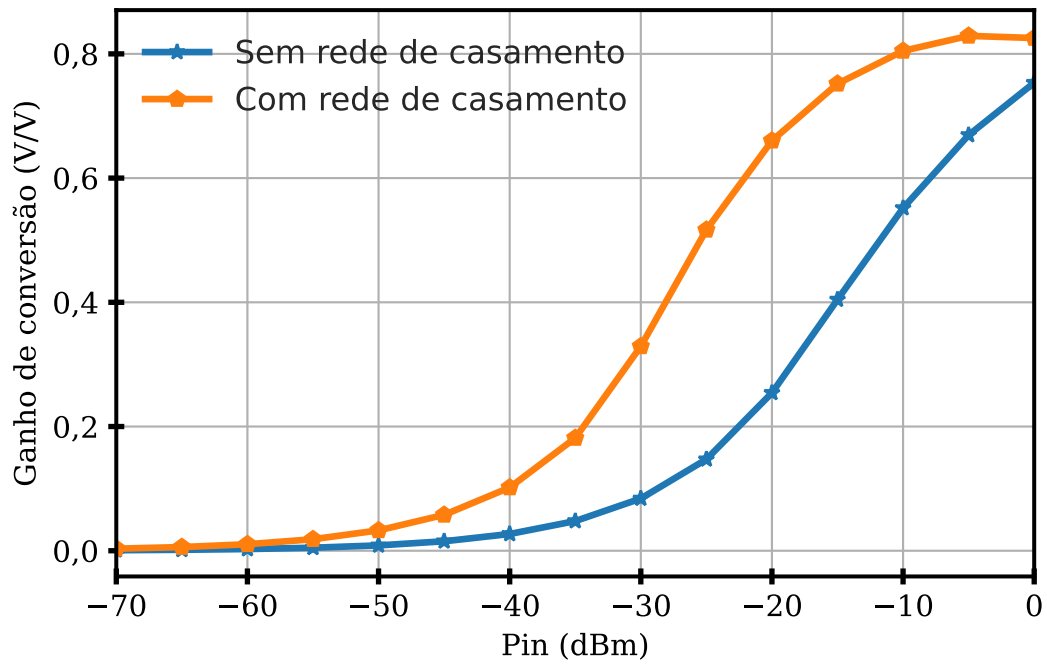
como a sensibilidade com o uso do amplificador com acoplamento CA. Nesse último caso, foi realizada a análise em cascata do ruído. Para garantir a máxima transferência de potência no detector uma rede de casamento do tipo LC foi utilizada nas simulações. O aumento da tensão na ressonância faz com que o sinal na entrada seja maior, além de reduzir a reflexão na porta de entrada, o que melhora o ganho de conversão do detector, como já demonstrado em outros trabalhos (CHENG; CHEN, 2017; WENTZLOFF et al., 2021; YAN et al., 2018). A Figura 47 exibe o ganho de conversão com a rede de casamento, para a tecnologia *SkyWater* 130 nm e a Figura 48 mostra o resultado com a UMC 180 nm.

Figura 47 – Ganho de conversão para o detector de envelope.



Fonte: Autora (2023).

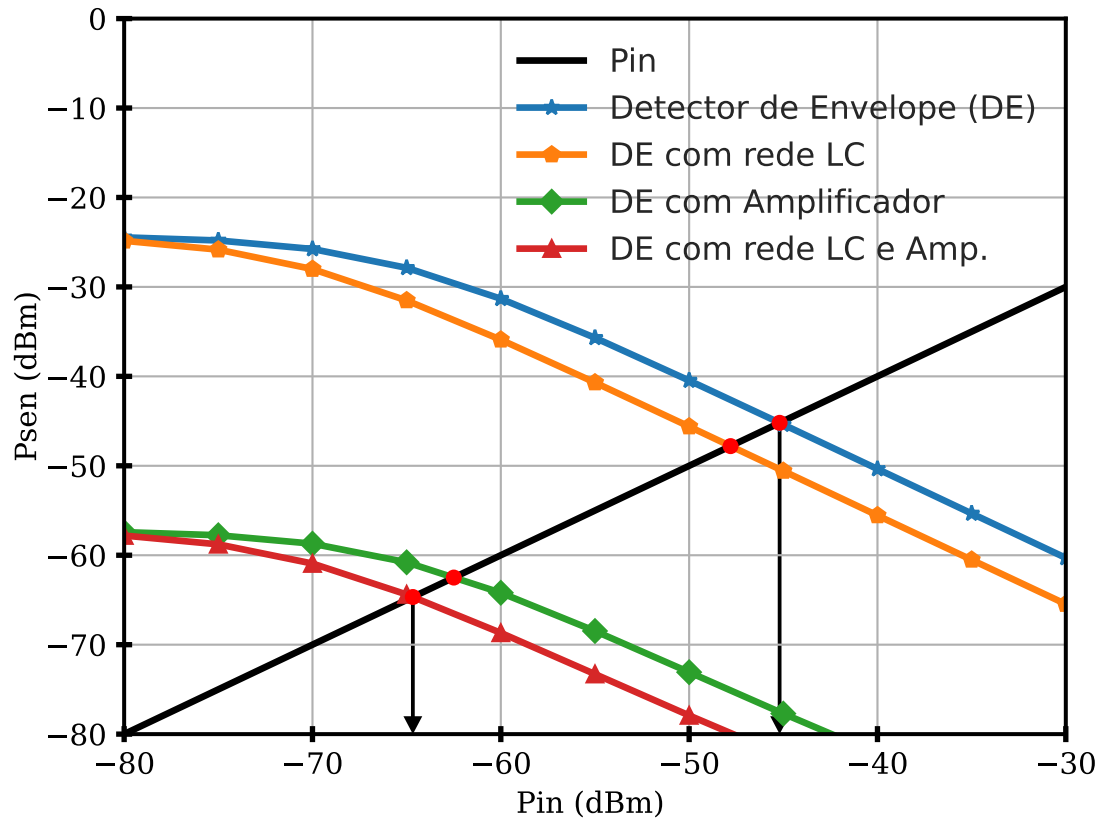
Figura 48 – Ganho de conversão para o detector de envelope.



Fonte: Autora (2023).

Tendo em vista as considerações e os resultados já apresentados, a Figura 49 mostra o mínimo sinal detectável para o projeto feito com a tecnologia *SkyWater* 130 nm.

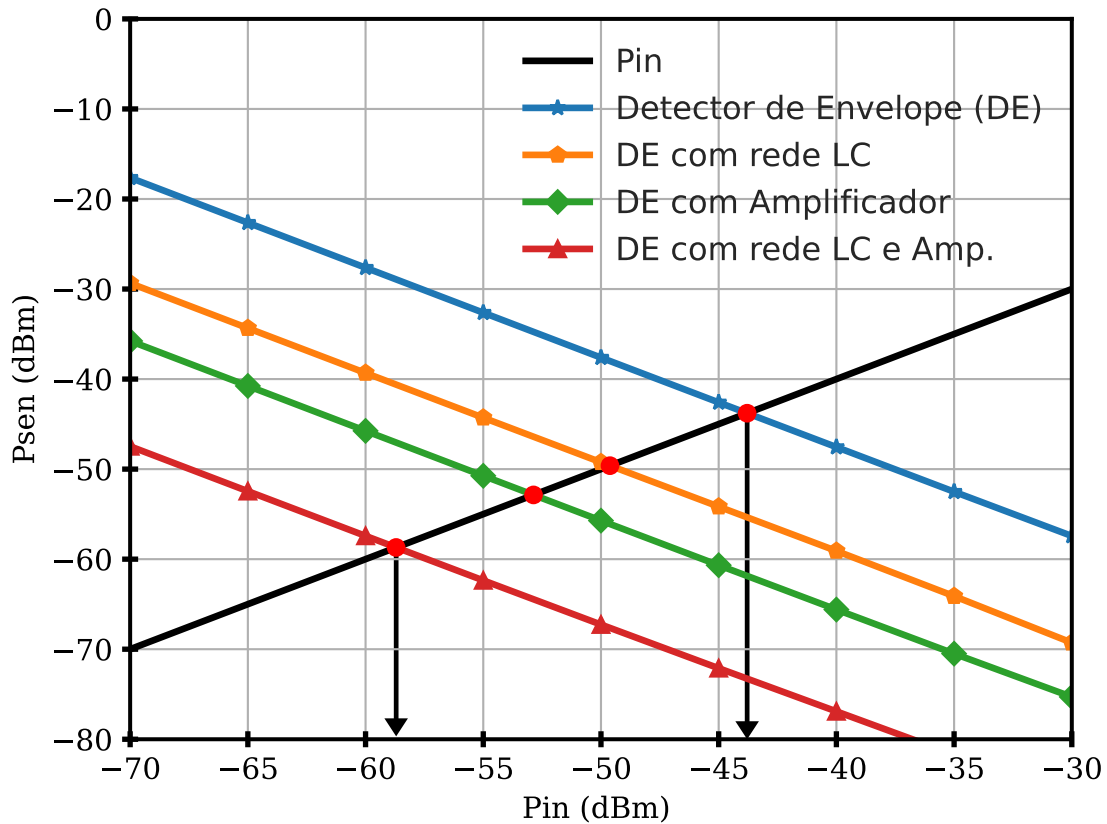
Figura 49 – Resultados de sensibilidade para tecnologia *SkyWater* 130nm.



Fonte: Autora (2023).

Considerando os resultados *pós-layout*, para a tecnologia CMOS 130 nm, o detector apresentou uma sensibilidade de $-45,2 \text{ dBm}$, com a rede de casamento a sensibilidade foi de aproximadamente -48 dBm , essa melhora deve-se a redução do descasamento, e consequente reflexão, na porta de entrada. O amplificador com acoplamento capacitivo melhorou a sensibilidade para $-64,7 \text{ dBm}$, em virtude da resposta passa-banda que limita o *range* de frequência. A Figura 50 exibe a sensibilidade com a tecnologia UMC 180 nm.

Figura 50 – Resultados de sensibilidade para tecnologia UMC 180nm.



Fonte: Autora (2023).

Com a tecnologia UMC 180 nm o detector de envelope apresentou uma sensibilidade de $-43,8 \text{ dBm}$, com a rede de casamento a sensibilidade foi de aproximadamente $-49,62 \text{ dBm}$, e o resultado final com a rede de casamento e o amplificador banda base foi de $-58,7 \text{ dBm}$.

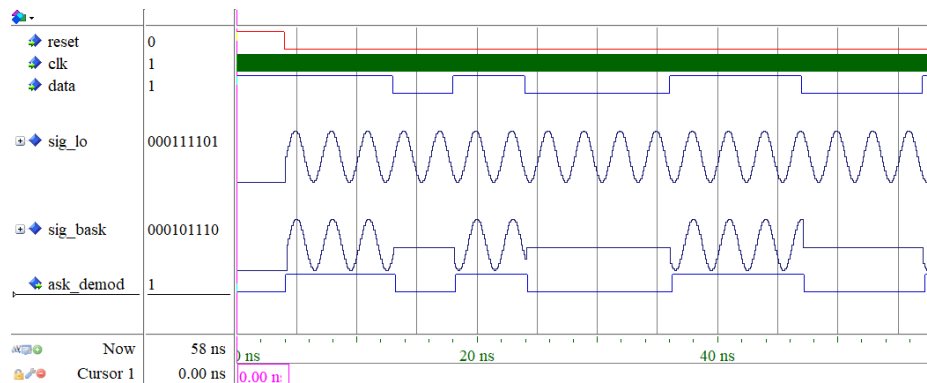
O casamento de impedância propiciou um melhor resultado para o projeto da tecnologia UMC 180 nm, devido ao detector apresentar um maior descasamento com a impedância de 50Ω , em comparação com o projeto da tecnologia *SkyWater* 130 nm. Para o projeto da tecnologia *SkyWater* a impedância de entrada simulada foi de $(640 - 101,68j) \Omega$, enquanto que para a tecnologia UMC a impedância de entrada do detector foi $(2 - 1,3j) K\Omega$.

4.4 MODEM ASK

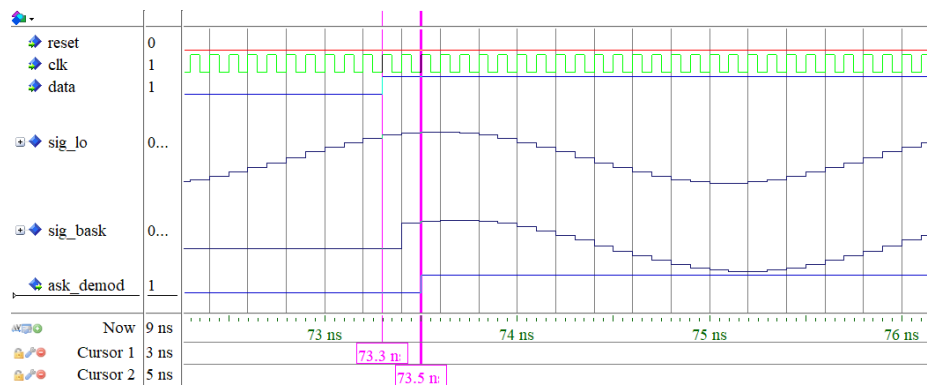
A simulação do bloco do MODEM ASK é observada na Figura 51. O circuito foi implementado com sincronismo do *clock* (sinal *clk*) e um sinal de *reset*. No processo de modulação, a cada borda de subida do *clock* o dado da entrada (*data*) é avaliado, resultando no sinal indicado em *bask*. No processo de demodulação, a cada borda de subida do *clock*, o sinal modulado é verificado, obtendo o sinal demodulado (*ask_dem*). Além disso, é observado também o sinal da portadora (*sig_lo*). Portanto, a simulação apresenta tanto o modulador ASK,

com a saída indicada pelo sinal *bask*, quanto o demodulador ASK, com a saída demodulada equivalente ao sinal *ask_demod*.

Figura 51 – Simulação do MODEM ASK.



(a) Formas de onda do MODEM.



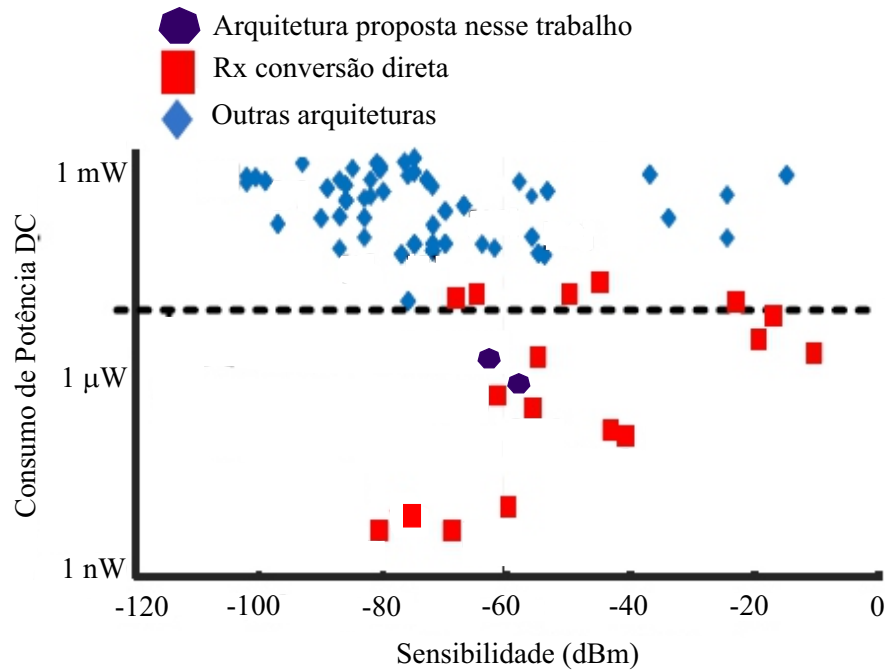
(b) detalhe dos sinais

Fonte: Autora (2023).

O MODEM simulado será configurado no FPGA para integração da arquitetura proposta (ilustrada na Figura 14) e posterior validação experimental. Como descrito no capítulo 3 a flexibilidade dos projetos com FPGA o torna uma proposta atrativa e será aplicado nos futuros testes experimentais para implementação do MODEM, propiciando reconfigurabilidade aos testes.

4.5 Análise da Sensibilidade *versus* Consumo de Energia

Com a finalidade de inserir os resultados obtidos nessa pesquisa com os encontrados no estado da arte, a Figura 52 retoma a discussão do capítulo 2 com a adição dos resultados expostos ao comparativo levantado em (MOODY et al., 2019).

Figura 52 – *Trade-off* entre sensibilidade e consumo de energia.

Fonte: Autora (2023).

O comparativo confirma que os resultados apresentados nesse trabalho estão dentro dos encontrados no estado da arte para receptores de conversão direta e apresenta um valor de sensibilidade coerente para essa topologia de receptor. Ademais, deve-se considerar que os resultados para o detector de envelope apresentaram uma sensibilidade de aproximadamente -50 dBm sem consumo de energia DC. Além dessa comparação, a Tabela 7 resume os resultados de algumas referências usadas nesse trabalho com os resultados obtidos.

Tabela 7 – Comparação dos receptores encontrados no estado da arte.

Parâmetros	Resultados				
	Res. ¹	Res. ²	Ref. ³	Ref. ⁴	Ref. ⁵
Tecnologia	130 nm	180 nm	180 nm	95 nm	130 nm
Sensibilidade	$-64,7$ dBm	$-58,7$ dBm	-50 dBm	$-58/-43/-45$ dBm	-60 dBm
Potência DC	$1,8$ μW	$0,9$ μW	$2,4$ μW	$1/0,6/0,12$ μW	$2,4$ μW
Frequência da portadora	$2,45$ GHz	$2,45$ GHz	$2,45$ GHz	$13,56/900$ MHz	915 MHz
Fonte de tensão	$1,8$ V	$1,8$ V	$0,8$ V	$1,2$ V	$1,2$ V

¹ Resultados obtidos com a tecnologia SkyWater 130 nm.² Resultados obtidos com a tecnologia UMC 180 nm.³ Cheng e Chen (2017).⁴ Yan et al. (2018).⁵ Ou e Ferreira (2018).

Fonte: Autora (2023).

O comparativo da Tabela 7 demonstra que os resultados para o detector de envelope passivo com a adição do amplificador com acoplamento capacitivo, avaliados nessa pesquisa, são competitivos com os apresentados no estado da arte de receptores de baixo consumo projetados com detectores do tipo ativo.

4.6 Resumo do capítulo

Este capítulo trouxe os resultados simulados para os blocos que compõem a arquitetura de receptor proposta, para ambas as tecnologias CMOS. De modo geral foi possível compreender que a seletividade e o ruído são parâmetros importantes na melhoria da sensibilidade. O detector da tecnologia *SkyWater* apresentou um menor ruído de saída e uma maior largura de banda, enquanto que o projeto da tecnologia UMC apresentou uma maior seletividade e um maior ruído, em comparação com o resultado da tecnologia *SkyWater*. Contudo, ambos os detectores possuem um baixo ruído na saída e em virtude da seletividade o detector com entrada casada da UMC apresentou uma sensibilidade de $-49,62 \text{ dBm}$ e para a tecnologia *SkyWater* a sensibilidade foi de -48 dBm . Ambos os detectores tem sensibilidade próxima de -50 dBm , resultado que está dentro do indicado em Wentzloff et al. (2021). Os amplificadores melhoraram a sensibilidade com um consumo de energia de $0,9 \mu\text{W}$ para o projeto com os modelos da UMC 180 nm e $1,8 \mu\text{W}$ para o projeto com a *SkyWater* 130 nm. O próximo capítulo relatará sobre as considerações finais da pesquisa e as perspectivas de trabalhos futuros.

5 CONCLUSÕES

Esta dissertação avaliou a sensibilidade de uma arquitetura de receptor de conversão direta para aplicações de ultra-baixo consumo. Para isso, foram analisados um detector de envelope do tipo passivo e um amplificador com acoplamento AC. Levando em consideração outros aspectos, estes dois blocos principais foram implementados por meio das tecnologias CMOS *SkyWater* 130 nm e UMC 180 nm. Os resultados para o detector de RF, o amplificador e o MODEM ASK foram apresentados e um protótipo de ASIC foi submetido para fabricação.

Para o detector de envelope os resultados demonstraram um bom desempenho em termos de ruído, mas um ganho de conversão pouco favorável. No entanto, considerando o detector com carga casada e máxima transferência de potência, os resultados da sensibilidade estão dentro do esperado para um receptor passivo. A sensibilidade do detector com a tecnologia *SkyWater* foi de -48 dBm e $-49,62$ dBm para a UMC. Estes valores estão próximos aos -50 dBm apontados em algumas referências (WENTZLOFF et al., 2021; YAN et al., 2018). Além disso, deve-se enfatizar que esses resultados foram alcançados com circuitos sem consumo de energia DC.

O amplificador banda base apresentou, como esperado, um bom comportamento AC em faixas de frequência ultra-baixas e com o comportamento passa-banda limitou o *range* de operação do detector, melhorando a sensibilidade. O projeto da tecnologia UMC 180 nm apresentou um melhor desempenho em termos de ruído, quando comparado com o projeto da *SkyWater* 130 nm. Contudo, deve-se considerar a limitação do dimensionamento dos transistores à regiões de inversão forte ou moderada, o que ocasionou o relaxamento em algumas especificações do dimensionamento. O amplificador da tecnologia UMC atingiu valores similares ao da *SkyWater*, no entanto, com um menor consumo de energia.

Os resultados simulados pós-*layout* indicam uma sensibilidade de $-64,7$ dBm para o projeto da tecnologia *SkyWater* 130 nm, tendo o amplificador banda base um consumo de $1,8$ μ W. Para a tecnologia UMC 180 nm os resultados apresentaram uma sensibilidade de $-58,7$ dBm para um amplificador com consumo de $0,9$ μ W. Os resultados comparados estão em concordância com o estado da arte e o *trade-off* entre as especificações avaliadas, isto é, consumo de energia e sensibilidade.

Além dos principais blocos avaliados, isto é, detector de envelope e amplificador com acoplamento capacitivo, outros blocos foram mostrados, como é o caso de um MODEM ASK. A proposta de utilizar o FPGA para essa finalidade acrescenta ao projeto portabilidade, flexibilidade e bom desempenho, tendo em vista todas as vantagens da tecnologia FPGA.

O fluxo de projeto com ferramentas EDA do tipo *open-source* foi aplicado no projeto com a tecnologia *SkyWater* 130 nm e apesar de algumas limitações foi possível avaliar o comportamento dos circuitos que compõem o receptor, assim como participar do projeto de um

ASIC desde a concepção da ideia até a etapa de geração do arquivo GDSII e *tape-out*. Com o fluxo da tecnologia UMC outro processo de fabricação foi estudado e o uso de ferramentas comerciais foi empregado. Portanto, todo o processo de desenvolvimento da pesquisa agregou experiências na área de projeto de circuitos integrados.

5.1 Perspectivas para trabalhos futuros

Como perspectivas de trabalhos futuros, espera-se:

1. Realizar os testes experimentais utilizando o *setup* de medição ilustrado no Capítulo 3 para avaliação dos resultados do OTA e do detector de envelope com a tecnologia *SkyWater* 130 nm, já submetidos para fabricação;
2. Enviar o projeto com a tecnologia UMC 180 nm para o próximo MPW;
3. Desenvolver a PCB e todas as customizações necessárias para a verificação experimental do *chip* da UMC 180 nm;
4. Obter os resultados medidos do *chip* da UMC 180 nm com o *setup* ilustrado no Capítulo 3 após o seu recebimento.

Portanto, com o recebimento dos *chips* a integração completa do sistema proposto na Figura 14 será possível, e os testes experimentais serão realizados para posterior compartilhamento dos resultados por meio de um artigo científico.

REFERÊNCIAS

ADVANTAGES and Disadvantages of Homodyne Receiver. c2012. Disponível em: <<https://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Homodyne-Receiver.html>>.

ADVANTAGES of Superheterodyne Receiver | disadvantages of heterodyne Receiver. c2012. Disponível em: <<https://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-Heterodyne-Receiver.html>>.

AKEELA, R.; DEZFOULI, B. Software-defined Radios: Architecture, state-of-the-art, and challenges. **Computer Communications**, v. 128, p. 106–125, set. 2018. ISSN 01403664. Disponível em: <<https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0140366418302937>>.

BOYLESTAD, R.; NASHELSKY, L. CIs lineares/digitais. In: **Dispositivos Eletrônicos e ETEORIA DE CIRCUITOS**. 11. ed. [S.l.]: Pearson Education do Brasil Ltda., 2013. p. 600–624. ISBN 978-85-64574-21-2. Tradução Sônia Midori Yamamoto; revisão técnica Alceu Ferreira Alves.

CHENG, K.-W.; CHEN, S.-E. An ultralow-power wake-up receiver based on direct active rf detection. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 64, n. 7, p. 1661–1672, jul. 2017. ISSN 1549-8328, 1558-0806. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7870607/>>.

DAS, C.; MCLEAN, J. The europractice mini@sic program. In: **Proceedings 2003 IEEE International Conference on Microelectronic Systems Education. MSE'03**. [S.l.: s.n.], 2003. p. 45–46.

EDWARDS, R. T.; SHALAN, M.; KASSEM, M. Real Silicon Using Open-Source EDA. **IEEE Design & Test**, v. 38, n. 2, p. 38–44, abr. 2021. ISSN 2168-2356, 2168-2364. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9336682/>>.

EFABLESS CORPORATION. **Caravel Harness**. Repositório GitHub, 2020. Acesso: 25/01/23. Disponível em: <<https://github.com/efabless/caravel>>.

EFABLESS CORPORATION. **Make Your Own Chips for Free**. c2022. Acesso: 25/01/23. Disponível em: <https://efabless.com/open_shuttle_program>.

GOWDA, T. D. G. S.; KAMAT, D. V. Operational transconductance amplifier (ota) based schmitt trigger without passive elements. In: **2020 IEEE Applied Signal Processing Conference (ASPCON)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 139–142.

HARRISON, R.; CHARLES, C. A low-power low-noise cmos amplifier for neural recording applications. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 38, n. 6, p. 958–965, 2003.

JUSOH, W. M. E. A. W.; RUSLAN, S. H. Design and analysis of current mirror OTA in 45 nm and 90 nm CMOS technology for bio-medical application. **Bulletin of Electrical Engineering and Informatics**, v. 9, n. 1, p. 221–228, fev. 2020. ISSN 2302-9285, 2089-3191. Disponível em: <<https://beei.org/index.php/EEI/article/view/1860>>.

KAMALINEJAD, P. et al. A high-sensitivity fully passive wake-up radio front-end for wireless sensor nodes. In: **2014 IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)**. Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2014. p. 209–210. ISBN 978-1-4799-1291-9 978-1-4799-1290-2. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6775976/>>.

KASSIRI, H.; ABDELHALIM, K.; GENOV, R. Low-distortion super-GOhm subthreshold-MOS resistors for CMOS neural amplifiers. **2013 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS 2013**, n. July, p. 270–273, 2013.

LEE, T. H. The design of CMOS radio-frequency integrated circuits. In: _____. 2nd ed. ed. Cambridge, UK ; New York: Cambridge University Press, 2004. cap. 11. Noise. ISBN 978-0-521-83539-8.

MOODY, J. et al. Interference Robust Detector-First Near-Zero Power Wake-Up Receiver. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v. 54, n. 8, p. 2149–2162, ago. 2019. ISSN 0018-9200, 1558-173X. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8705350/>>.

OLIVEIRA, W. M. M.; BRITO-FILHO, F. A. Development of a baseband amplifier for a 130 nm cmos process using open-source design flow. In: **2022 6th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–5.

OU, J.; FERREIRA, P. M. A cmos envelope detector for low power wireless receiver applications. In: **2018 16th IEEE International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 44–47.

PAJKANOVIC, A. Open Source CMOS General Purpose Operational Amplifier. In: **2021 IEEE 32nd International Conference on Microelectronics (MIEL)**. Nis, Serbia: IEEE, 2021. p. 213–217. ISBN 978-1-66544-528-3. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9569148/>>.

PARK, S.-B.; WILSON, J. E.; ISMAIL, M. The chip - peak detectors for multistandard wireless receivers. **IEEE Circuits and Devices Magazine**, v. 22, n. 6, p. 6–9, 2006.

PIOVANI, D. S.; SOUSA, F. R. de. Analysis of a mosfet operating as an rf power detector. In: **2011 Argentine School of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4.

RAZAVI, B. **RF microelectronics**. 2nd ed. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2012. ISBN 978-0-13-713473-1.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic circuits**. seventh. New York ; Oxford: Oxford University Press, 2015. (The Oxford series in electrical and computer engineering). ISBN 978-0-19-933913-6 978-0-19-933918-1.

SOBERING, T. J. **Equivalent Noise Bandwidth**. 1991. Revisado 6/25/2008. Acesso 20/01/2023. Disponível em: <<https://www.k-state.edu/edl/docs/pubs/technical-resources/Technote1.pdf>>.

SOLUTIONS, C. P. **Equivalent Noise Bandwidth, Its Applications, and How Is It Calculated?** c2023. Disponível em: <<https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-equivalent-noise-bandwidth-its-applications-and-how-is-it-calculated>>.

TCLARKE, T. R. **Tclarke/sky130radio: Components and examples for creating radio ICS using the open skywater 130NM PDK**. 2020. Disponível em: <<https://github.com/tclarke/sky130radio>>.

VIANA, N. L. d. M. **Amplificadores de instrumentação integrados de baixo consumo e baixo ruído para aplicações portáteis voltadas ao tratamento de biosinais**. Tese (Dissertação de Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE, Natal, jul 2019.

VIANA, N. L. M.; BELFORT, D. R. A Low-Power Low-Noise Instrumentation Amplifier for Wearable Applications. In: **2019 4th International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT)**. Sao Paulo, Brazil: IEEE, 2019. p. 1–5. ISBN 978-1-72812-109-3. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8868504/>>.

WATTANAPANITCH, W.; FEE, M.; SARPESHKAR, R. An energy-efficient micropower neural recording amplifier. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 1, n. 2, p. 136–147, 2007.

WENTZLOFF, D. D. et al. Ultralow-Power Receivers: Overcoming Battery Limitations to Facilitate Self-Powered Operation. **IEEE Solid-State Circuits Magazine**, v. 13, n. 3, p. 33–37, 2021. ISSN 1943-0582, 1943-0590. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9523461/>>.

WILLIAMS, I. **Calculating RMS noise**. 2015. Texas Instruments Pre-parado por Art Kay. Disponível em: <<https://www.ti.com/content/dam/videos/external-videos/1/3816841626001/4078827152001.mp4/subassets/opamps-noise-calculating-root-mean-squared-noise-presentation-quiz.pdf>>.

YAN, N. et al. Analysis and Design of a Multi-Mode Wake-Up Receiver Based on Direct Envelope Detection in Wireless Sensor Networks. **IEEE Sensors Journal**, v. 18, n. 22, p. 9305–9314, nov. 2018. ISSN 1530-437X, 1558-1748, 2379-9153. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8468241/>>.

ZHANG, J. et al. A Low-Noise, Low-Power Amplifier With Current-Reused OTA for ECG Recordings. **IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems**, v. 12, n. 3, p. 700–708, jun. 2018. ISSN 1932-4545, 1940-9990. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/8359351/>>.