

Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA
Engenharia Eletrônica

**Projeto de receptores para comunicação
Through-The-Earth (TTE) para longas
distâncias**

Autor: Breno Dantas de Castro
Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF
2020



Breno Dantas de Castro

**Projeto de receptores para comunicação
Through-The-Earth(TTE) para longas distâncias**

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Universidade de Brasília – UnB

Faculdade UnB Gama – FGA

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Brasília, DF

2020

Breno Dantas de Castro

Projeto de receptores para comunicação Through-The-Earth(TTE) para longas distâncias/ Breno Dantas de Castro. – Brasília, DF, 2020-
107 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral

Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade de Brasília – UnB
Faculdade UnB Gama – FGA , 2020.

1. Through-The-Earth. 2. Receptor para comunicação. I. Prof. Dr. Wellington Avelino do Amaral. II. Universidade de Brasília. III. Faculdade UnB Gama. IV. Projeto de receptores para comunicação Through-The-Earth(TTE) para longas distâncias

CDU 02:141:005.6

Breno Dantas de Castro

Projeto de receptores para comunicação Through-The-Earth(TTE) para longas distâncias

Monografia submetida ao curso de graduação em Engenharia Eletrônica da Universidade de Brasília, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Trabalho aprovado. Brasília, DF, 16 de dezembro de 2020 – Data da aprovação do trabalho:

**Prof. Dr. Wellington Avelino do
Amaral**
Orientador

Prof. Dr. Leonardo Aguayo
Convidado 1

**Prof. Dr. Adoniran Judson de Barros
Braga**
Convidado 2

Brasília, DF
2020

Este trabalho é dedicado aos que diante das injustiças sociais, não se calam; mas que utilizam do aprendizado como fonte da mudança.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer à Universidade de Brasília pela oportunidade do meu desenvolvimento não só como estudante, mas também como cidadão. Além disso, deixo meu agradecimento ao meu orientador, Prof. Dr. Wellington Avelino, por mostrar os caminhos necessários para a elaboração desse trabalho, bem como pela ajuda no meu desenvolvimento teórico ao longo das disciplinas ministradas.

Deixo um agradecimento especial aos meus amigos que ao longo dos anos me auxiliaram nas disciplinas cursadas, bem como aos amigos de fora da universidade, por terem paciência e compreensão diante de minha ausência. Agradeço a minha amiga Elisa, por todo o carinho e incentivo para minha evolução como pessoa.

Por fim, deixo um agradecimento à música -especialmente ao conjunto Black Sabbath-, por ser fonte inexorável de acolhimento diante das agonias e medos enfrentados pelo homem, bem como o combustível da minha vontade de viver .

*“Knowledge,
like air, is vital to life.
Like air,
no one should be denied it.
(Alan Moore)*

Resumo

A dinamicidade do ambiente físico das minas subterrâneas requer sistemas de comunicação que sejam robustos e facilmente adaptáveis. Além disso, as características elétricas do meio de propagação do canal entre a superfície e o subterrâneo geram ruídos e atenuações de potência ao sinal transmitido, requerindo que essa comunicação ocorra em baixas frequências para que o sinal atinja maiores profundidades. Diante desse contexto, esse trabalho apresenta o embasamento teórico necessário para projetar dois receptores para comunicação TTE para longas distâncias. A seguir, apresenta metodologias de projeto para um amplificador de baixo ruído cascadeado, um amplificador de baixo ruído com estágio JFET de entrada e um de filtragem, assim como os esquemáticos de seus circuitos e as placas de circuito impresso. Por fim, apresenta as simulações referentes a todos os estágios, a descrição em Verilog-AMS de um amplificador operacional e os resultados obtidos pelas duas topologias.

Palavras-chaves: Comunicação Through-The-Earth. Transceptor. Low Noise Amplifier.

Abstract

The physical environment dynamics of underground mines requires robust and easily adaptable communication systems. Moreover, the electrical characteristics of the propagation environment of the channel between surface and underground of mines generates noise and power attenuation of the transmitted signal, requiring that the communication occurs on low frequencies so signal reaches great deepness. Thereat, this work presents the theoretical background to project two receivers for TTE communication for long distances. Next, presents project methodology to a cascaded low noise amplifier, a JFET-Input low noise amplifier and a filtering stage, as the schematics of the circuits and the printed circuit boards. Finally, presents the simulations referring to the amplification stages, the Verilog-AMS description of an operational amplifier and the receiver's results.

Key-words: Through-The-Earth Communication. Transceiver. Low Noise Amplifier.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação esquemática de um sistema de comunicação TTE. . . .	34
Figura 2 – Função de transferência do canal TTE para $\sigma= 0.01$ S/m e $r= 200$ m .	36
Figura 3 – Distribuição Gaussiana de Ruído.	38
Figura 4 – Modelo do amplificador operacional ideal.	44
Figura 5 – AmpOp Ideal: configuração não-inversora.	44
Figura 6 – AmpOp Ideal: configuração inversora.	45
Figura 7 – Circuito genérico realimentado.	46
Figura 8 – Modelo de NF para LNA de um estágio	48
Figura 9 – LNAs cascadeados.	49
Figura 10 – Exemplo de um filtro Butterworth passa-baixa de 5ª ordem	52
Figura 11 – Filtro 4ª Ordem.	60
Figura 12 – Filtro 4ª Ordem - Layout.	60
Figura 13 – Amplificador Operacional Inversor.	61
Figura 14 – Amplificador Operacional Não Inversor.	62
Figura 15 – Amplificador Operacional Inversor - Segundo esquemático.	62
Figura 16 – Amplificador Operacional Inversor - Layout PCB.	63
Figura 17 – Amplificador Operacional Não Inversor.	63
Figura 18 – Amplificador Operacional Não Inversor - Layout PCB.	63
Figura 19 – Esquemático do JFET-Input LNA.	65
Figura 20 – Esquemático Altium do JFET-Input LNA.	65
Figura 21 – JFET-Input LNA - Layout PCB.	65
Figura 22 – Esquemático do filtro passa-baixa.	66
Figura 23 – Esquemático do inversor.	66
Figura 24 – Esquemático do receptor RX-N-LNA.	67
Figura 25 – Esquemático do não-inversor.	67
Figura 26 – Esquemático do RX-N-Inv-N-LNA.	68
Figura 27 – Esquemático do LNA proposto.	68
Figura 28 – Esquemático do receptor RX-LNA.	69
Figura 29 – Importação do modelo SPICE do 2N3799.	70
Figura 30 – Importação do modelo SPICE do 2SK3557.	70
Figura 31 – Importação do modelo SPICE do OP213.	71
Figura 32 – Testbench Id X Vds do JFET 2SK3557.	71
Figura 33 – Amplificador PNP do tipo emissor-comum.	72
Figura 34 – Estágio discreto do JFET-Input LNA.	72
Figura 35 – Testbench do Input-JFET.	73
Figura 36 – Testbench do estágio composto pelo OP213.	73

Figura 37 – Testbench final do circuito.	74
Figura 38 – Testbench final do OpAmp-cascaded LNA.	74
Figura 39 – Testbench para cálculo do EIN - Primeiro estágio.	75
Figura 40 – Testbench para cálculo do EIN - Segundo estágio.	75
Figura 41 – Testbench para cálculo do EIN - Circuito Final.	76
Figura 42 – Testbench para cálculo do EIN - OpAmp-Cascaded.	76
Figura 43 – Testbench do modelo SPICE do LT1568 usado para o filtro.	77
Figura 44 – Alimentação para o bloco OpAmp-Cascaded LNA + Filtro.	78
Figura 45 – Sinal de entrada para o bloco OpAmp-Cascaded LNA + Filtro.	78
Figura 46 – Alimentação para o bloco JFET-Input LNA.	79
Figura 47 – Sinal de entrada para o bloco JFET-Input LNA.	79
Figura 48 – Montagem do bloco JFET-Input LNA.	79
Figura 49 – Antena de recepção.	86
Figura 50 – Testbench - Funcionamento do LNA.	86
Figura 51 – Comportamento do circuito LNA.	87
Figura 52 – Testbench para os receptores.	87
Figura 53 – Comportamento dos receptores quanto à frequência.	88
Figura 54 – Receptores e a ressonância com a antena de recepção.	88
Figura 55 – Resposta transiente do Filtro ativo de quarta ordem.	89
Figura 56 – Resposta em frequência do Filtro ativo de quarta ordem.	89
Figura 57 – Resultado da simulação Id x Vgs do JFET 2SK3557.	91
Figura 58 – Resultado da simulação transiente do amplificador emissor-comum formado pelo PNP 2N3799.	91
Figura 59 – Ganho AC do estágio discreto do JFET-Input LNA com relação à variação de frequência.	92
Figura 60 – E_{in} referente ao estágio discreto do JFET-Input	92
Figura 61 – Ganho AC do estágio não-inversor do JFET-Input LNA com relação à variação de frequência.	93
Figura 62 – Comportamento transiente do estágio não-inversor do JFET-Input LNA.	93
Figura 63 – E_{in} referente ao estágio não-inversor do JFET-Input LNA.	94
Figura 64 – Ganho AC do OpAmp-cascaded LNA modelado com as características SPICE do OP213.	94
Figura 65 – E_{in} referente OpAmp-cascaded LNA.	95
Figura 66 – Ganho AC Final do JFET-Input LNA.	95
Figura 67 – Comportamento transiente final do JFET-Input LNA.	96
Figura 68 – E_{in} referente ao circuito final do JFET-Input LNA.	96
Figura 69 – Placa de Circuito Impresso do OpAmp-cascadad LNA.	97
Figura 70 – Placa de Circuito Impresso do Filtro Ativo de Quarta Ordem.	97
Figura 71 – Placa de Circuito Impresso do JFET-Input LNA (frente).	98

Lista de tabelas

Tabela 1 – Cores de ruído e seu comportamento quanto à f	41
--	----

Lista de símbolos

μ	Permeabilidade do meio
σ	Condutividade do meio
∇	Operador gradiente
λ	Comprimento de Onda
δ	Profundidade peculiar
ε	Permissividade do meio
w	Frequência angular
$\hat{\mathbf{r}}$	Vetor na direção radial
$\hat{\theta}$	Vetor na direção elevacional
β	Fator de Realimentação
α	Atenuação

Sumário

I	INTRODUÇÃO	25
1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Contextualização	27
1.2	Objetivos	28
1.3	Metodologia	29
II	ANÁLISE TEÓRICA	31
2	ANÁLISE TEÓRICA	33
2.1	Sistema de comunicação Through-The-Earth	33
2.1.1	Contextualização	33
2.1.2	Características intrínsecas à comunicação TTE	34
2.1.3	Propagação de Ondas eletromagnéticas no canal TTE	34
2.1.4	Função de transferência do canal	35
2.2	Ruído	37
2.2.1	Conceitos introdutórios	38
2.2.2	Tipos de ruído	39
2.2.2.1	Ruído de poisson (<i>Shot noise</i>)	39
2.2.2.2	Ruído térmico (<i>Thermal noise</i>)	40
2.2.2.3	Ruído de ruptura (<i>Burst noise</i>)	40
2.2.2.4	Ruído de avalanche (<i>Avalanche noise</i>)	40
2.2.2.5	<i>Flicker Noise</i>	41
2.2.3	Coers de ruído	41
2.2.3.1	Ruído branco	41
2.2.3.2	Ruído rosa	41
2.2.3.3	Ruído azul	42
2.2.4	Ruídos e o ambiente TTE	42
2.3	Low-noise operational amplifiers	42
2.3.1	Amplificador operacional ideal	43
2.3.1.1	Configuração não-inversora	44
2.3.1.2	Configuração inversora	45
2.3.2	Amplificador operacional não ideal	45
2.3.2.1	Configuração não-inversora	47
2.3.2.2	Configuração inversora	47
2.3.3	Noise figure em LNAs	47

2.3.3.1	Noise figure em estágios cascadeados	48
2.4	Filtros Eletrônicos	50
2.4.1	Introdução	50
2.4.2	Ordem do filtro	50
2.4.3	Fator de Qualidade	51
2.4.4	Aliasing	51
2.5	Transistores e a modelagem de ruído	51
2.5.1	Bipolar Junction Transistor (BJT)	52
2.5.2	Field Effect Transistor (FET)	53
2.5.3	Transistores e os estágios de entrada	54
2.6	Verilog-A e Verilog-AMS	54
III	METODOLOGIA	57
3	METODOLOGIA	59
3.1	Projeto dos Filtros	59
3.2	Projeto dos LNAs	60
3.2.1	OpAmp-Cascaded LNA	60
3.2.2	JFET-Input LNA	64
3.3	Virtuoso	65
3.3.1	Simulações com auxílio do modelo em Verilog-A	66
3.3.2	Simulações com auxílio dos modelos SPICE	69
3.3.3	Testes em bancada	77
IV	RESULTADOS E DISCUSSÕES	81
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	83
4.1	Resultados	83
4.1.1	Filtro passa-faixa de quarta ordem	83
4.1.2	OpAmp-cascaded LNA	83
4.1.3	JFET-Input LNA	84
4.1.4	Resultados das simulações	85
4.1.4.1	OpAmp-Cascaded (Mista) + Antena + Filtro	85
4.1.4.2	JFET-Input LNA + OpAmp-Cascaded LNA (Com modelos SPICE)	90
4.2	Discussão dos Resultados	98
	REFERÊNCIAS	103

APÊNDICES	105
APÊNDICE A – PRIMEIRO APÊNDICE	107

Parte I

Introdução

1 Introdução

1.1 Contextualização

Historicamente as atividades extrativistas desempenham papel-chave na economia brasileira. Inserida nesse cenário, a mineração está situada como um dos expoentes de maior importância dentro do setor produtivo do país, sendo responsável por ter gerado diretamente mais de 180 mil vagas de emprego em 2017. Além disso, a indústria extrativista representa aproximadamente 4% do produto interno bruto (PIB) do Brasil, sendo 1,4% oriundo do extrativismo mineral. Desse valor, cerca de 80% da produção mineral com fins de comércio é advinda da classe dos metais. Esses insumos possuem as mais diversas utilidades, sendo uma delas a composição dentro das tecnologias desenvolvidas em praticamente todos os setores industriais, como o automobilístico, aeroespacial e das telecomunicações (1) (2).

A exploração mineral pode ser categorizada de acordo com o tipo de mina, sendo um dos parâmetros a sua localização quanto à superfície. Para a mineração a céu aberto, as extrações são realizadas nas camadas mais superficiais da Terra, sem que haja a necessidade de perfuração do solo. Quanto às camadas mais inferiores, denomina-se mineração subterrânea a extração desenvolvida, sendo necessário fazer perfurações no solo para retirar os minerais desejados. Esse trabalho busca explorar especificamente o segundo cenário (3).

As minas subterrâneas são caracterizadas como um ambiente de risco, em que uma série de fatores pode afetar a integridade dos trabalhadores, sendo alguns deles: materiais particulados presentes no ar, gases tóxicos, desníveis no terreno e até mesmo a presença de animais. Diante desse cenário, é imprescindível que ocorra um monitoramento constante da situação desses trabalhadores, haja visto que a visualização da mudança do nível de oxigênio de um deles, por exemplo, pode prevenir a ocorrência de uma tragédia de maior nível. Para que ocorra esse monitoramento, é necessária uma forma eficiente de comunicação entre a superfície e o subterrâneo, sendo essa uma das justificativas para o estudo da comunicação *Through-the-earth* (TTE)(3).

Embora não seja a única forma de comunicação entre superfície e subterrâneo, a comunicação TTE apresenta vantagens consideráveis com relação às comunicações *Through-The-Wire* e *Through-The-Air* (TTW e TTA, respectivamente). Uma delas reside na própria dinâmica da mina, em que a ocorrência de desmoronamentos pode romper os cabos de comunicação da TTW, assim como obstruir uma passagem de ar anteriormente utilizada para pela TTA. Como no caso da TTE a comunicação é feita através da terra, o problema

enfrentado pelas outras duas alternativas é contornado. Entretanto, outras dificuldades intrínsecas ao canal devem ser enfrentadas.

A profundidade máxima que a comunicação TTE pode ser estabelecida possui relação direta com a frequência utilizada para transmissão. Devido à presença de minerais, rochas, entre outros materiais com uma condutividade elétrica considerável, ondas eletromagnéticas de altas frequências sofrem maiores atenuações dentro desse meio. Dessa forma, a distância percorrida por esse sinal termina por limitar sua utilização, penetrando poucas camadas do solo. Contudo, sinais *ultra-low frequency* (ULF) e *very-low frequency* (VLF) conseguem percorrer grandes profundidades dentro do solo, sendo utilizadas na comunicação TTE. Entretanto, em decorrência da utilização dessas frequências a largura de banda disponível para transmissão termina por ser limitada (3). Além disso, outros fatores externos como ruídos atmosféricos e antrópicos interferem na qualidade da comunicação do sistema, o que leva a uma relação sinal-ruído (SNR) que também deve ser considerada no projeto tanto dos receptores, quanto dos transmissores desse sistema (4).

1.2 Objetivos

Objetivo Geral: projetar um sistema transceptor para comunicação through-the-earth para longas distâncias entre as bases.

Objetivos específicos:

- Estudar as principais características associadas à comunicação TTE e seus requisitos quanto aos transceptores envolvidos.
- Caracterizar uma antena quadrada utilizada para recepção TTE.
- Estudar a aplicação de transistores bipolares e de efeito de campo para amplificadores de baixo ruído.
- Estudar os requisitos e as características dos circuitos *low-noise amplifiers* (LNA), bem como projetar duas de suas topologias.
- Projetar um filtro passa-faixa de quarta-ordem que se adeque ao canal de forma a otimizar a comunicação entre as bases.
- Projetar sistemas transceptores passíveis de serem utilizados tanto para monitoramento diário das minas, quanto para situações de desastre.

1.3 Metodologia

- Estudo teórico sobre os principais tópicos contidos no trabalho com o objetivo de aperfeiçoar os projetos dos receptores.
- Desenvolver os projetos dos LNAs tomando como base - principalmente - (5) (6).
- Desenvolver o projeto do filtro passa-faixas com base em (7).
- Desenvolver o layout de todos os circuitos, bem como suas respectivas *printed-circuit-board* (PCB) através do software Altium.
- Simular o funcionamento de todos os circuitos através do software Cadence Virtuoso.

Este documento está organizado da seguinte maneira:

- O capítulo 1: introdução do trabalho a ser realizado (que contém a contextualização que motivou a elaboração da pesquisa), os objetivos a serem alcançados e a metodologia proposta
- O capítulo 2: aborda os principais conceitos envolvidos para desenvolvimento desse trabalho, sendo eles: comunicação TTE, Ruídos, amplificadores de baixo ruído, *trade-offs* quanto ao ruído gerado por transistores bipolares e de efeito de campo, Verilog-A e Verilog-AMS.
- O capítulo 3: apresenta as técnicas utilizadas para projeto tanto dos LNAs, quanto do filtro passa-faixas.

Parte II

Análise Teórica

2 Análise Teórica

2.1 Sistema de comunicação Through-The-Earth

2.1.1 Contextualização

As minas subterrâneas possuem uma série de fatores que limitam a utilização de equipamentos para comunicação tanto interna, quanto com o meio externo. Alguns deles são: umidade relativa próxima aos 95%, a presença de gases tóxicos, líquidos corrosivos e materiais particulados suspensos no ar. Além disso, as minas subterrâneas são ambientes com uma dinâmica considerável, advinda de modificações tais como: criação de novos túneis, explosão de obstáculos para movimentação dentro da mina e a mineração de rochas através de explosivos (3). Caso o sistema de comunicação seja exclusivamente TTW, essas condições terminam por requerir altos níveis de investimento para sua manutenção, pois esse equipamento termina por ficar exposto às adversidades presentes. Além disso, a atenuação do sinal causada pelos cabos requisita o uso regular de amplificadores ao longo do trajeto.

Devido ao crescimento do uso de sistemas autônomos para mineração, aumentou-se a demanda por equipamentos *wireless* para a comunicação nas mais diversas profundidades. Essa comunicação pode ocorrer tanto entre os trabalhadores localizados na parte subterrânea, como entre a superfície e as camadas inferiores. Com isso, diferenciando-se entre outros motivos pelos canais de comunicação utilizados, tanto a comunicação TTA quanto a TTE se apresentam como alternativas mais eficientes para comunicação subterrânea do que a TTW (8).

Embora possua vantagens quando comparada à comunicação TTW, a comunicação TTA também apresenta fatores que limitam sua utilização. Sua capacidade de adaptação às expansões das minas requer *upgrades* no sistema de telecomunicação. Além disso, há casos em que a técnica de escavação mantém pilares com a função de suporte para o teto, enquanto que no método *longwall mining* não há a existência de pilares. Dessa forma, a própria modelagem de propagação das ondas eletromagnéticas nesses ambientes é afetada pelo método de escavação realizado (8).

Contudo, em situações extremas -como um desabamento- os métodos mais tradicionais de comunicação para minas subterrâneas ficam indisponíveis, pois a infraestrutura do sistema dificilmente ficará intacta. Neste cenário, surge a necessidade de um sistema de comunicação que possua uma estrutura de complexidade inferior às convencionais, e que utilizando ondas eletromagnéticas de baixas frequências permita a comunicação entre superfície e mina através do solo. Caso cumpra esses requisitos, o sistema em questão é

denominado TTE (8).

2.1.2 Características intrínsecas à comunicação TTE

Sistemas convencionais de comunicação *wireless* costumam utilizar antenas RF, levando em consideração que os meios de transmissão possuem características elétricas semelhantes às do vácuo (4). Entretanto, o canal TTE é formado por água, rochas, sedimentos, além de outros componentes que possuem condutividade elétrica não desprezível. Em decorrência desse fatores, sinais de altas frequências possuem maior atenuação quando percorrem a mesma distância que sinais de menor frequência. Usualmente, esses sistemas operam em frequências abaixo dos 30 kHz, permitindo maiores alcances dentro da superfície. Contudo, a utilização de *low frequencies* (LF) ou *very low frequencies* (VLF) termina por limitar a largura de banda disponível, limitando a taxa de transmissão de dados (3).

Em decorrência dessas características, os sistemas TTE operam preferencialmente via indução magnética, pois as transmissões desse tipo possuem maior eficiência em meios que apresentam grandes perdas elétricas. Considerando as zonas de campo existentes na transmissão de ondas eletromagnéticas, as antenas utilizadas operam na chamada *near field zone*. Outra característica associada às antenas diz respeito à eficiência de transmissão. Por operarem em baixas frequências, o comprimento de onda requer antenas com grandes áreas para transmissão. Entretanto, as antenas *loop* utilizadas possuem áreas úteis consideravelmente menores, limitando a potência irradiada pela antena para o campo elétrico (9). Para que uma maior quantidade de linhas de fluxo magnético possa ser retida no sistema, costuma-se utilizar antenas com grandes áreas.

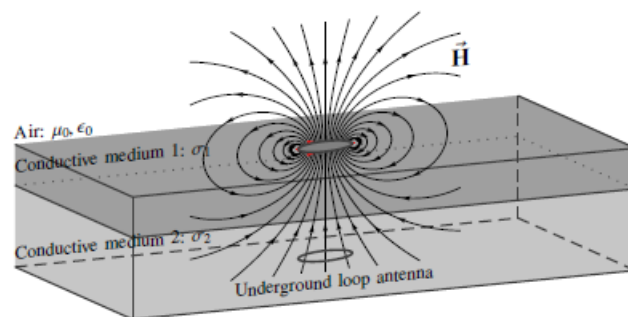


Figura 1 – Representação esquemática de um sistema de comunicação TTE.

Fonte:(3)

2.1.3 Propagação de Ondas eletromagnéticas no canal TTE

A Eq. 2.1 descreve a penetração de uma onda eletromagnética através de um meio com condutividade elétrica σ , onde μ representa a permeabilidade magnética desse meio

e H o campo magnético inserido nesse meio.

$$\nabla^2 H = \mu\sigma(\partial H/\partial t) \quad (2.1)$$

A Eq. 2.2 representa a profundidade peculiar, ou seja, a distância na qual o sinal decai $1/\varepsilon$ de seu valor original. Como δ é inversamente proporcional a raiz quadrada de w -sendo w a frequência angular de operação-, nota-se que para baixas frequências o sinal percorrerá maiores distâncias dentro do meio antes de sofrer atenuações significantes (9).

$$\delta = \sqrt{(2/w\mu\sigma)} \quad (2.2)$$

Uma antena loop pode ser caracterizada de acordo com sua capacidade de transmissão indutiva, sendo descrito pelo momento magnético na Eq. 2.3, onde S_{tx} representa a área da antena de transmissão, I_{tx} é o valor RMS da corrente e N_{tx} é o número de espiras que formam a antena (9).

$$m_d = N_{tx}I_{tx}S_{tx} \quad (2.3)$$

No que diz respeito a intensidade de um campo magnético criado por uma antena loop, uma das possíveis aproximações considera o vácuo como meio homogêneo e uniforme de propagação (3). Dessa forma, assemelha-se o comportamento do campo para distâncias próximas à transmissão com o comportamento de um campo magnético quase estático, como mostra a Eq. 2.4.

$$H_{qs} = \frac{m_d}{4\pi r^3} \{2 \cos(\theta)\hat{r} + \sin(\theta)\hat{\theta}\} \quad (2.4)$$

onde \hat{r} e $\hat{\theta}$ são vetores em coordenadas esféricas nas direções radial e elevacional. m_d representa o momento magnético descrito pela Eq.2.3 e r é a distância entre a fonte de transmissão e o ponto de medição. Quando o ângulo θ é 0, configura-se uma comunicação do tipo coaxial, sendo essa a comunicação vertical mais eficiente para TTE (9). Dessa forma, o campo magnético resultante é descrito pela Eq. 2.5:

$$H_{qs} = \frac{m_d}{2\pi r^3} \quad (2.5)$$

2.1.4 Função de transferência do canal

Levando em consideração às características condutivas do canal TTE, é possível descrever o campo magnético gerado por uma antena *loop* em coordenadas esféricas por (4)

$$H = \frac{m_d}{4\pi r^3} e^{-jT} e^{-T} \{2 \cos \theta (1 + (1 + j)T)\hat{r} + \sin \theta (1 + (1 + j)T + 2jT^2)\hat{\theta}\} \quad (2.6)$$

em que T é dado pela Eq. 2.7 e μ , σ , w e r são parâmetros com o mesmo significado dado em 2.1.3.

$$T = r\sqrt{\frac{\mu\sigma w}{2}} \quad (2.7)$$

Caso uma antena receptora paralela à transmissora ($\theta = 0$) esteja submersa nesse campo magnético, a variação do fluxo magnético produzirá uma tensão $V_{rx}(w)$ dada por (4):

$$V_{rx}(w) = -jw\mu N_{rx}S_{rx}H_r \quad (2.8)$$

em que H_r representa o campo magnético na direção \hat{r} . Além disso, define-se a impedância de transferência como a razão entre a tensão induzida na antena transmissora (V_{rx}) e a corrente elétrica que atravessa a antena *loop* transmissora (I_{tx}) (4)

$$Z(T) = \frac{V_{rx}(T)}{I_{tx}(T)} \quad (2.9)$$

podendo ser reescrita como:

$$Z(T) = N_{tx}N_{rx}S_{rx}Fr \quad (2.10)$$

em que Fr é a função de transferência obtida pela combinação das Eqs.2.6 e 2.8, dada por (4):

$$Fr = \frac{T^2}{\pi\sigma r^5} e^{-T} \sqrt{1 + 2T + 2T^2} \exp\left\{j\left[\arctan\left(\frac{T}{1+T}\right) - T - \frac{\pi}{2}\right]\right\} \quad (2.11)$$

A impedância de transferência é, portanto, caracterizada em termos da da função de transferência com os ganhos das antenas de transmissão e recepção (4). Ignorando os ganhos para análise da distorção realizada pelo canal, considera-se apenas Fr . Tomando $\sigma = 0.01$ S/m e $r = 200$ m:

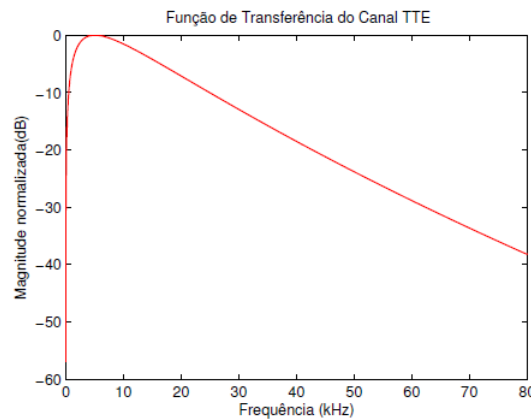


Figura 2 – Função de transferência do canal TTE para $\sigma = 0.01$ S/m e $r = 200$ m .

Fonte: (4)

2.2 Ruído

Ruído pode ser definido como um sinal puramente aleatório, ou seja, seu valor e/ou sua fase não podem ser previstos ao longo do tempo. Dado um sistema de comunicação X, os estágios podem apresentar tanto ruídos gerados tanto pelos circuitos que compõem o sistema, quanto por fontes externas (10). Por não ser possível apresentar valores determinísticos para as tensões e correntes, pode-se utilizar a potência média do sinal para caracterizar o comportamento do ruído ao longo de um intervalo T (em segundos):

$$P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt \quad (2.12)$$

em que $n(t)$ representa o sinal tomado como ruído do sistema. Embora observar a potência média no domínio do tempo permita uma noção inicial sobre esse sinal, projetar sistemas de maior complexidade requer uma visualização mais específica sobre o ruído. Uma abordagem promissora é a análise espectral do sinal, que permite observar o comportamento da potência média em cada uma das frequências de interesse (10). Dado um sinal $x(t)$, a transformada de fourier da função autocorrelação é chamada *Power Spectral Density* (PSD) e denotada por S_x . Uma das principais vantagens da PSD é permitir realizar operações no domínio da frequência para sinais determinísticos e aleatórios, sendo definida por:

$$\int_0^\infty S_x(f) df = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt \quad (2.13)$$

Embora não seja possível apresentar os valores determinísticos das tensões e correntes, tratar o ruído de maneira estatística serve como referência para análise desses valores. Como as amplitudes do ruído variam aleatoriamente com o tempo, utiliza-se a *probability density function* (PDF) para descrever a probabilidade das variáveis aleatórias assumirem determinados valores (11). A distribuição Normal (também chamada de Gaussiana) é uma das PDF mais utilizadas para modelagem de ruídos. Contudo, quando se trata da comunicação TTE, além das componentes gaussianas de ruído também é preciso lidar com componentes de ruído que são descritos como não-gaussianos (4). Dada uma variável aleatória x, a PDF Gaussiana é descrita por:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (2.14)$$

em que σ é o desvio padrão e μ o valor médio. Observa-se que além de representar o desvio padrão, σ também é igual ao valor RMS do sinal avaliado. A figura abaixo exemplifica uma PDF Gaussiana:

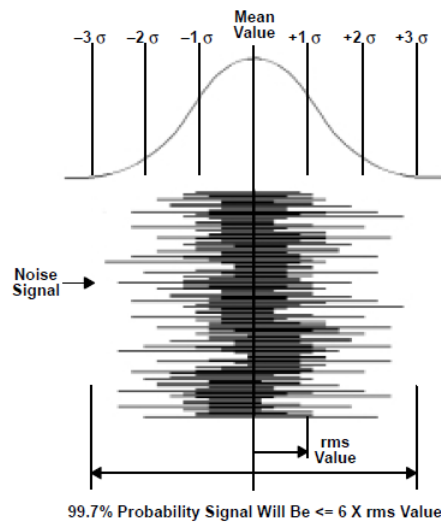


Figura 3 – Distribuição Gaussiana de Ruído.

Fonte: (11)

2.2.1 Conceitos introdutórios

Todo circuito eletrônico carrega consigo um ruído intrínseco associado aos componentes da topologia proposta. Chamado de *noise floor*, esse sinal é obtido quando todas as entradas do circuito estão desligadas. Através desse valor, define-se a sensibilidade do circuito, pois a menor entrada a ser utilizada deve possuir amplitude maior que o *noise floor* medido (11). No projeto de circuitos e sistemas, um dos valores de interesse diz respeito a razão *Signal-to-noise* (SNR). Esse parâmetro pode ser medido em diversos pontos do circuito para obter quanto de ruído aquele estágio acrescenta (10). A relação SNR pode ser realizada tanto em relação às potências do Sinal e do Ruído, quanto das tensões médias de ambos ao longo do mesmo intervalo de tempo. Essa relação é definida por:

$$SNR = \frac{S_{rms}(f)}{N_{rms}(f)} \quad (2.15)$$

em que $S_{rms}(f)$ é o valor RMS da tensão do sinal e $N_{rms}(f)$ o valor RMS da tensão do ruído. Como os sistemas eletrônicos estão sujeitos as mais diversas fontes de ruído, define-se o ruído resultante como (11)

$$E_{Totalrms} = \sqrt{e_{1rms}^2 + e_{2rms}^2 + \dots + e_{nrms}^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^n e_{krms}^2} \quad (2.16)$$

sendo cada um dos e_{krms} o valor RMS da tensão associada com sua respectiva fonte de ruído. Cabe notar que os resultados provenientes de Eq.2.16 mostram que o ruído total tende a se aproximar do e_{krms} de maior magnitude (11). Exemplo:

$$E_{Totalrms} = \sqrt{e_{1rms}^2 + e_{2rms}^2} = \sqrt{1^2 + 10^2} = 10.05V_{rms} \quad (2.17)$$

Outro parâmetro utilizado para mensurar o quão ruidoso um determinado estágio do circuito pode ser diz respeito ao *Noise Figure*. Através dessa medida, possibilita-se verificar a degradação do sinal ao longo de um trecho, de acordo com:

$$NF_{dB} = 20 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.18)$$

em que SNR_{in} é a relação SNR na entrada do estágio de referência, e SNR_{out} a relação SNR na saída do mesmo estágio (10). Caso $NF_{dB} = 20$, então a SNR da saída é igual a SNR de entrada, demonstrando que determinado estágio não acrescenta ruído no sistema.

2.2.2 Tipos de ruído

Quando avaliados os tipos de ruído, diferentes dispositivos e/ou processos são capazes de gerar ruídos distintos. Tratando de circuitos eletrônicos - especialmente amplificadores operacionais- 5 tipos de ruídos internos ao sistema são os mais comuns: Ruído de Poisson (também chamado *shot noise*), Ruído térmico, Ruído de ruptura, *Flicker Noise* e Ruído de avalanche. Toda essa subseção é baseada em (11).

2.2.2.1 Ruído de poisson (*Shot noise*)

Esse ruído é gerado a partir do movimento dos portadores de carga dentro de um condutor. Ou seja, necessita-se a existência de uma corrente elétrica atravessando o condutor para que esse tipo de ruído seja formado. Caso seja aplicada uma diferença de potencial elétrico entre 2 terminais, esses portadores de carga começam a se movimentar, encontrando barreiras potenciais ao longo do caminho (como uma junção PN). Após transpor essas barreiras, parte da energia potencial acumulada pelos portadores é transformada em energia cinética, entretanto, outra parte é liberada contribuindo para a formação desse ruído. Dessa forma, o ruído de Poisson é formado com a soma da contribuição de cada um dos portadores ao cruzar uma barreira potencial. A corrente RMS do ruído de Poisson associada a uma junção PN pode ser aproximada por:

$$I_{sh} = \sqrt{(2qI_{dc} + 4qI_0)B} \quad (2.19)$$

em que q é a carga fundamental do elétron ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulombs), I_{dc} é a corrente média de polarização direta (em Ampere), I_0 é a corrente de saturação reversa (em Ampere) e B a largura de banda (em Hz).

A tensão RMS do ruído de Poisson em uma junção PN é dada por:

$$E_{sh} = kT \sqrt{\frac{2B}{qI_{dc}}} \quad (2.20)$$

onde k é a constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Joules/°K), T é a temperatura (em Kelvin), q é a carga fundamental do elétron ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulombs), I_{dc} é a corrente média de polarização direta (em Ampere) e B a largura de banda (em Hz).

2.2.2.2 Ruído térmico (*Thermal noise*)

O ruído térmico é gerado pela agitação térmica dos portadores de carga presentes em um condutor. Além disso, dado um determinado elemento resistivo, seu ruído térmico é diretamente proporcional à temperatura de operação e a sua resistência. Como o aumento de temperatura torna o movimento dos elétrons mais aleatório, conseqüentemente o ruído térmico também é incrementado. A tensão RMS e a corrente RMS do ruído térmico são respectivamente dadas por:

$$E_{th} = \sqrt{4kTRB} \quad [V] \quad (2.21)$$

e

$$I_{th} = \sqrt{\frac{4kTB}{R}} \quad (2.22)$$

em que k , T e B possuem o mesmo significado físico atribuído em 2.20, e R representa a resistência equivalente a uma fonte resistiva (em Ohms). Caso exista mais de uma fonte, o ruído térmico total segue a Eq.2.16.

2.2.2.3 Ruído de ruptura (*Burst noise*)

O Ruído de Ruptura (também chamado *Burst Noise*) é formado a partir de mudanças no nível de operação de um circuito, ou seja, na transição entre níveis de corrente e/ou tensão. Essa transição possui frequência na faixa audível ao ser humano. Por isso, esse ruído também é chamado *popcorn noise*, referente ao som produzido por um milho ao estourar e virar pipoca.

Embora pouco se conheça sobre a mecânica dos portadores de carga envolvidos com esse processo, nota-se que a presença de imperfeições e contaminações nas superfícies dos semicondutores facilita a ocorrência desse fenômeno (5).

2.2.2.4 Ruído de avalanche (*Avalanche noise*)

O Ruído de Avalanche é formado quando uma junção PN está operando na região de ruptura. No caso em que região de depleção da junção está sob influência de um campo elétrico forte, os elétrons adquirem energia cinética e entram em movimento. Caso essa energia seja alta o suficiente, os elétrons podem se chocar com a estrutura cristalina e deslocar outros portadores de carga, criando pares elétron-lacuna que ao se formarem liberam energia em forma de corrente elétrica. Esses portadores podem ionizar outras partes da estrutura cristalina, criando o chamado efeito avalanche (12). Componentes - como o diodo zener- devem ser evitados justamente por produzirem ruído de avalanche em decorrência da sua ruptura zener.

2.2.2.5 Flicker Noise

Embora esteja presente em várias situações dentro da ciência, pouco se conhece sobre a origem desse tipo de ruído. Contudo, sabe-se que sua presença está associada com imperfeições nas redes cristalinas e nos semicondutores. É possível descrever seu comportamento conforme alguns parâmetros, como a frequência de operação do sistema. A amplitude do *flicker noise* é inversamente proporcional à frequência, sendo chamado de ruído $\frac{1}{f}$. Ao analisar sua influência em alguns circuitos RF (*radio frequency*), nota-se que em osciladores sua predominância perdura até frequências na faixa GHz (no caso da utilização de MOSFETs). Após chegar na frequência de *corner*, a predominância passa a ser do ruído branco (que será apresentado na próxima subseção).

2.2.3 Cores de ruído

Tabela 1 – Cores de ruído e seu comportamento quanto à f

Cor	Comportamento
Roxo	f^2
Azul	f
Branco	1
Rosa	$\frac{1}{f}$
Vermelho	$\frac{1}{f^2}$

A classificação feita em 2.2.2 disponibiliza informações importantes quanto à natureza dos ruídos. Contudo, o ruído resultante nos circuitos eletrônicos -em sua maioria- é formado pela composição dessas categorias, dificultando a análise da influência de cada um separadamente. Partindo desse princípio, uma alternativa é categorizar a amplitude do ruído resultante quanto à frequência f e associar esse comportamento com o espectro de cores (11).

2.2.3.1 Ruído branco

O ruído branco possui densidade espectral de potência (DEP) constante para todo intervalo de frequência escolhido. Isso significa que dada uma largura de banda B_w (medida em Hz), a intensidade desse sinal (medida em dB) será uma reta paralela ao eixo das frequências. Tanto o ruído térmico quanto o de Poisson são fontes de ruído aproximadamente branco, embora na prática não existe um ruído que apresente esse comportamento igualmente para todo o espectro (11).

2.2.3.2 Ruído rosa

O ruído rosa está presente nos organismos biológicos, na radiação emitida por corpos astronômicos e também na análise de dados financeiros (13). A DEP desse sinal

é inversamente proporcional à frequência f , como descrito na Tab.1. Isso implica em dizer que a amplitude da DEP decai logicamente com o aumento da frequência. Cabe ressaltar que essa relação se aplica apenas aos sinais unidimensionais, caso o sinal avaliado possua outra dimensão, então a relação entre DEP e f é dada por:

$$S(f) \propto \frac{1}{f^n} \quad (2.23)$$

em que n representa a dimensão do sinal avaliado. Se esse sinal for unidimensional, a amplitude da DEP decai 3 dB/oitava (11).

2.2.3.3 Ruído azul

O ruído azul possui densidade espectral de potência diretamente proporcional à frequência, ou seja:

$$S(f) \propto f^n \quad (2.24)$$

em que n representa a dimensão do sinal avaliado. Esse ganho apresentado pela proporcionalidade é de 3 dB/oitava.

2.2.4 Ruídos e o ambiente TTE

Além do ruído térmico gaussiano, o canal TTE contém outras formas de ruído descritos como não Gaussianos. Como dito em 2.1.2, o ambiente TTE está sujeito às interferências advindas das mais diversas fontes, inclusive via ação humana, através da introdução de equipamentos elétricos, maquinários e linhas de transmissão que afetam o meio. Os ruídos oriundos dessas fontes são denominados *man-made noise*, sendo principalmente harmônicos presentes na rede dominantes nas faixas de frequência entre *ultra low frequency* (ULF) até *low frequency* (LF). Além disso, a influência desses ruídos decai conforme aumenta a distância entre a fonte do ruído e o sistema de referência (14).

O outro tipo de ruído que predomina nos canais TTE é chamado Ruído atmosférico, sendo a composição de uma parte Gaussiana com uma não Gaussiana. A parte Gaussiana advém das descargas elétricas que ocorrem distantes ao sistema de análise, na ordem de megametros (para *very low frequency*) até quilômetros (para *low frequency*). A componente impulsiva resulta das descargas elétricas que ocorrem próximas ao receptor da comunicação (4).

2.3 Low-noise operational amplifiers

Os amplificadores operacionais estão entre os componentes mais importantes dentro do universo dos circuitos eletrônicos. Seu uso inicial está atrelado ao surgimento dos

computadores analógicos, em que os primeiros amplificadores operacionais eram utilizados para realizar operações aritméticas básicas com o objetivo de performar as lógicas computacionais.

Outras demandas que surgiram dentro da eletrônica impulsionaram o desenvolvimento das pesquisas sobre o uso desse componente, bem como a evolução de suas arquiteturas. Atualmente, esse dispositivo está presente em diversos circuitos, tais como: *line driver*, filtros passivos/ativos, circuitos comparadores, integradores, diferenciadores, somadores, fontes de tensão, osciladores, conversores A/D, fontes de corrente, etc (15).

Os *low-noise operational amplifiers* (amplificadores operacionais de baixo ruído) acrescentam ruídos aos sistemas receptores que compõem. Entretanto, esses circuitos são projetados através de técnicas que objetivam minimizar o máximo possível essa adição, de forma a manter uma SNR aceitável. Há diversas maneiras de garantir que o LNA respeitará essa relação, sendo algumas delas: escolha de topologias adequadas e uso de componentes pouco ruidosos.

2.3.1 Amplificador operacional ideal

Embora a modelagem de amplificadores operacionais ideais leve em consideração a idealização de alguns parâmetros de funcionamento, o avanço das tecnologias de *design* e fabricação (bem como a utilização de frequências até a ordem dos kHz) permite a obtenção valores de alta acurácia quando comparados aos valores reais (15).

Dessa forma, para que seja possível gerar as equações desse modelo, algumas suposições são feitas em relação aos parâmetros do amplificador operacional:

- A corrente entre os terminais de entrada do amplificador tem valor zero. Essa suposição aproxima bem o caso dos amplificadores operacionais criados com o uso de *Field Effect Transistors* (FETs), já que o valor real está na ordem dos pA.
- O ganho de malha aberta é infinito, possibilitando a tensão de saída possuir qualquer valor (desde que satisfaça as condições de entrada). Contudo, na prática a saída desses componentes é limitada por uma série de fatores, saturando quando seu valor se aproxima ao valores das tensões de alimentação.
- Como o ganho do circuito é infinito, supõe-se sinal de entrada com valor igual a zero. Ou seja, não há diferença de tensão entre os terminais de entrada. Além disso, a impedância de entrada do dispositivo termina por ser aproximada como infinita.
- Por fim, supõe-se impedância de saída nula. O amplificador operacional ideal é capaz de fornecer corrente para qualquer carga sem que ocorra queda de tensão na resistência de saída.

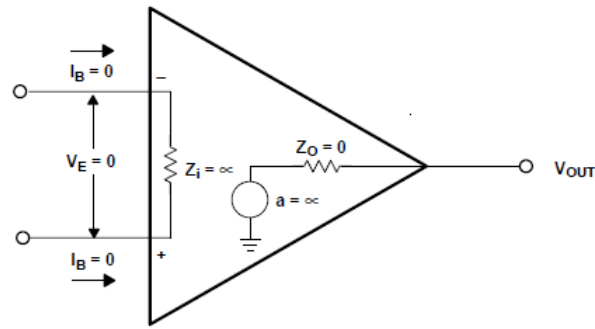


Figura 4 – Modelo do amplificador operacional ideal.

Fonte: (15)

2.3.1.1 Configuração não-inversora

Uma das possíveis configurações para AmpOp diz respeito à configuração não-inversora. Tem-se nesse cenário o sinal de entrada conectado à entrada positiva do amplificador, bem como impedância de entrada infinita. Como não há diferença de tensão entre os terminais, a entrada positiva também tem valor V_{in} . Dessa forma, a tensão sobre o nó entre o terra e o resistor R_g também é V_{in} .

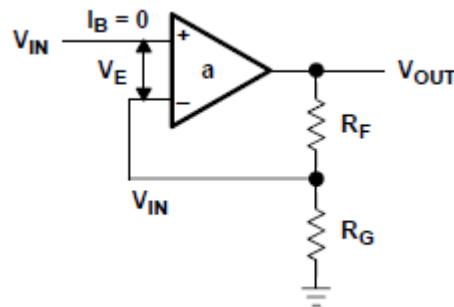


Figura 5 – AmpOp Ideal: configuração não-inversora.

Fonte: (15)

O ganho A_v desse circuito é dado por:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.25)$$

através da divisão de tensão realizada no nó entre R_f e R_g , equaciona-se V_{in} como:

$$V_{in} = V_{out} \frac{R_g}{R_g + R_f} \quad (2.26)$$

Isolando V_{out} , define-se o ganho A_v como:

$$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_g} \quad (2.27)$$

2.3.1.2 Configuração inversora

Na configuração inversora a entrada não invertida está aterrada. Entretanto, como $V_e=0$, a corrente $I_b=0$. A partir disso, conclui-se que a corrente I_1 passará inteiramente por R_f , fazendo com que $I_2=I_1$.

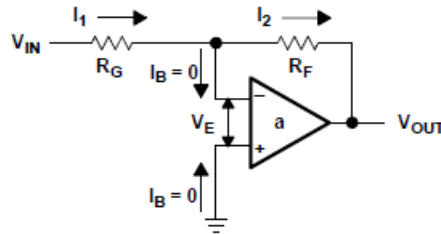


Figura 6 – AmpOp Ideal: configuração inversora.

Fonte: (15)

Sendo assim, é possível escrever I_1 como:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_g} = I_2 = -\frac{V_{out}}{R_f} \quad (2.28)$$

que sendo manipulada afim de obter 2.25:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A_v = -\frac{R_f}{R_g} \quad (2.29)$$

2.3.2 Amplificador operacional não ideal

Embora o modelo ideal possibilite aproximar de maneira bem efetiva o comportamento de um amplificador operacional, algumas situações requerem uma análise mais detalhada quanto ao funcionamento desse componente. Neste caso, utiliza-se o modelo não ideal do amplificador operacional, levando em consideração os erros de natureza *direct* e *alternate current* (DC e AC, respectivamente). Alguns exemplos de erros categorizados como natureza DC:

- Tensão *offset* de entrada: pode ser definida como a tensão que deve ser aplicada entre os terminais de entrada do amplificador operacional para que a saída seja igual a zero volts. A necessidade dessa tensão existe independentemente da aplicação de um sinal de entrada, sendo uma das suas causas a variação nas pastilhas dos circuitos integrados oriundas processo de fabricação (16).
- Correntes de polarização de entrada: é a corrente que surge nos terminais de entrada do amplificador operacional, sendo que o módulo da diferença entre a corrente que de cada terminal origina a corrente *offset* do circuito. Essas correntes são inerentes ao projeto do circuito, embora algumas técnicas possam ser utilizadas para reduzir seus efeitos sobre o sistema (15).

Ao contrário dos erros de natureza DC, os erros de natureza AC são afetados diretamente pela mudança de frequência de operação do sistema, sendo linearmente proporcionais à frequência aplicada na entrada. Alguns desses parâmetros AC são (15):

- *Common mode rejection ration* (CMRR): é a razão entre o Ganho diferencial e o Ganho de modo comum (que é o ganho quando aplicada a mesma tensão em ambas as entradas do amplificador operacional). Em teoria, espera-se obter um CMRR infinito, pois o Ganho de modo comum ideal seria nulo. Contudo, na prática isso não é observado, sendo que o CMRR decai conforme o aumento da frequência (indicando uma piora no comportamento do circuito). Seu valor pode ser obtido (em dB) por:

$$CMRR_{dB} = 20 \log \frac{A_v}{A_{cm}} \quad (2.30)$$

em A_v é o Ganho diferencial e A_{cm} é o ganho em modo comum.

- Outras propriedades possuem ligação com a frequência, tais como: margem de fase, impedância de entrada, impedância de saída e *power supply rejection ratio* (PSRR). Contudo, todos esses parâmetros possuem ligação com o Ganho diferencial, sendo que esse ganho decai conforme o aumento da frequência do sistema (consequentemente aumentando o erro).

A realimentação negativa utilizada nesses circuitos visa tornar a função de transferência do circuito menos dependente dos parâmetros internos do amplificador operacional. Dessa forma, é possível tornar sua função de transferência dependente dos componentes externos ao amplificador, bem como garantir a sua estabilidade. Outras possíveis consequências da realimentação negativa são: dessensibilidade do ganho, controle das impedâncias de entrada e saída, ampliação da banda passante e redução do ruído total (15).

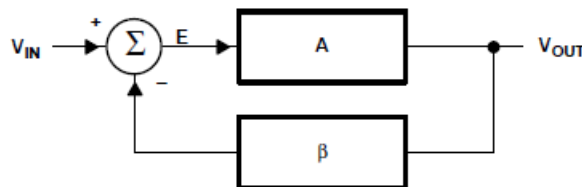


Figura 7 – Circuito genérico realimentado.

Fonte: (15)

A partir da Figura 7 define-se: A como Ganho de malha aberta, β como Fator de realimentação, $A\beta$ como Ganho de malha e E como erro. Equacionando essa malha a fim de obter o ganho de malha fechada A_f :

$$E = V_{in} - V_{out}\beta \quad (2.31)$$

$$V_{out} = EA \quad (2.32)$$

$$\frac{V_{out}}{A} = V_{in} - V_{out}\beta \quad (2.33)$$

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (2.34)$$

tomando $A\beta \gg 1$, obtém-se:

$$A_f = \frac{1}{\beta} \quad (2.35)$$

demonstrando a dependência quase que exclusiva de A_f quanto ao fator de realimentação.

2.3.2.1 Configuração não-inversora

Tomando a Figura 5 como referência, define-se a tensão sobre o resistor R_g como V_g . Portanto:

$$V_{out} = a(V_{in} - V_g) \quad (2.36)$$

$$V_g = V_{out} \frac{R_g}{R_g + R_f} \quad (2.37)$$

Substituindo V_g na Eq.2.37, substituindo na Eq.2.36 e rearranjando:

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{a}{1 + a \frac{R_g}{R_f + R_g}} \quad (2.38)$$

Comparando Eq.2.34 e Eq.2.38, obtém-se o fator de realimentação β :

$$\beta = \frac{R_g}{R_f + R_g} \quad (2.39)$$

2.3.2.2 Configuração inversora

A análise do circuito inversor é similar a do não-inversor, contudo, os resultados obtidos são parcialmente diferentes. O Ganho de malha fechada (A_f) é dado por:

$$A_f = -\frac{\frac{aR_f}{R_g + R_f}}{1 + \frac{aR_g}{R_g + R_f}} \quad (2.40)$$

em que o ganho de malha aberta (A) é:

$$A = \frac{aR_f}{R_f + R_g} \quad (2.41)$$

2.3.3 Noise figure em LNAs

Através da análise das características descritas em (10), possibilita-se analisar o NF de um LNA acoplado em uma antena de recepção.

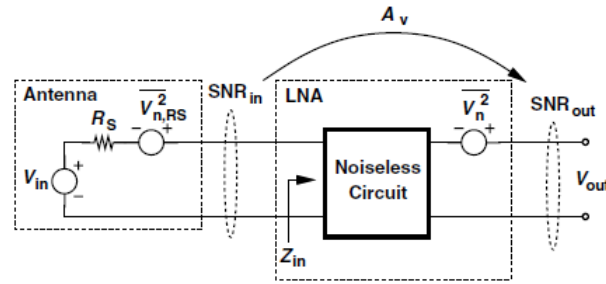


Figura 8 – Modelo de NF para LNA de um estágio .

Fonte: (10)

Inicialmente, observa-se na Fig.8 o modelo da antena de recepção como sendo a parte quadriculada à esquerda, em que V_{in} é o valor RMS do sinal recebido, R_s é a resistência causada pela radiação eletromagnética da antena e $\overline{V_{n,RS}^2}$ é o ruído térmico gerado pela resistência R_s .

Em seguida, o segundo campo quadriculado representa o modelo proposto para o LNA, em que A_v representa o ganho do amplificador operacional, Z_{in} a impedância de entrada, $\overline{V_n^2}$ o valor RMS do ruído de saída e V_{out} o sinal de saída. Como existe uma atenuação na entrada do circuito, tanto o sinal de entrada quanto o ruído são afetados. Essa atenuação é dada por:

$$\alpha = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s} \quad (2.42)$$

Dessa forma, a relação SNR_{in} é:

$$SNR_{in} = \frac{\alpha^2 V_{in}^2}{\alpha^2 \overline{V_{n,RS}^2}} \quad (2.43)$$

Sabendo que o LNA não só amplifica o sinal de entrada e o ruído advindo de estágios anteriores, como também acrescenta um ruído próprio, define-se o SNR_{out} por:

$$SNR_{out} = \frac{\alpha^2 V_{in}^2 A_v^2}{\alpha^2 \overline{V_{n,RS}^2} A_v^2 + \overline{V_n^2}} \quad (2.44)$$

Com isso, define-se o NF como a razão entre a Eq.2.44 e a Eq.2.43:

$$NF = 1 + \frac{\overline{V_n^2}}{|\alpha|^2 A_v^2} \cdot \frac{1}{\overline{V_{n,RS}^2}} \quad (2.45)$$

2.3.3.1 Noise figure em estágios cascadeados

No projeto de receptores, costuma-se utilizar estágios cascadeados para tratar o sinal recebido. Dessa forma, é de interesse do projetista determinar o *Noise figure* total da cadeia de recepção em termos de cada estágio (10).

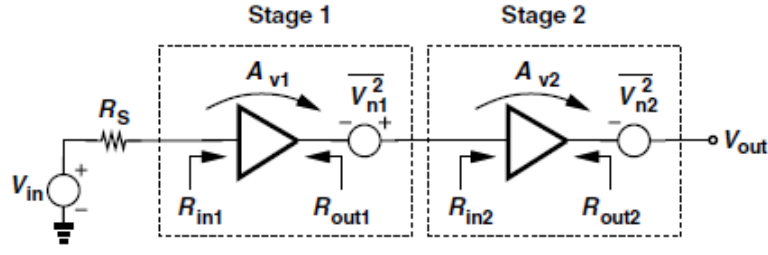


Figura 9 – LNAs cascadeados.

Fonte: (10)

A Figura 9 exemplifica o cascadeamento de 2 LNAs. Os parâmetros V_{in} , R_s , $\overline{V_{n1}^2}$ e A_{v1} possuem o mesmo significado descrito em 2.3.3. Além disso, R_{in2} , A_{v2} e $\overline{V_{n2}^2}$ do estágio 2 possuem significado análogo ao estágio 1. Por fim, define-se ainda R_{out1} e R_{out2} como as resistências de saída dos estágios e $\overline{V_{n,out}^2}$ como ruído resultante (10).

Como $\overline{V_{n1}^2}$ vê R_{out1} e R_{in2} , o ruído final possui uma componente advinda do primeiro estágio atenuada por um divisor de tensão. Dessa forma, define-se o $\overline{V_{n,out}^2}$ por:

$$\overline{V_{n,out}^2} = \overline{V_{n2}^2} + \overline{V_{n1}^2} A_{v2}^2 \frac{R_{in2}^2}{(R_{in2} + R_{out1})^2} \quad (2.46)$$

O ganho final desse circuito, A_0 , é descrito por:

$$A_0 = A_{v1} \frac{R_{in1}}{R_{in1} + R_s} A_{v2} \frac{R_{in2}}{R_{in2} + R_{out1}} \quad (2.47)$$

Para obter o NF_{total} substitui-se as Eq. 2.46 e 2.47 em 2.45:

$$NF_{total} = 1 + \frac{\overline{V_{n1}^2}}{\left(\frac{R_{in1}}{R_{in1} + R_s}\right)^2 A_{v1}^2} \frac{1}{\overline{V_{n,R_s}^2}} + \frac{\overline{V_{n2}^2}}{\left(\frac{R_{in2}}{R_{in2} + R_{out1}}\right)^2 A_{v2}^2 \left(\frac{R_{in1}}{R_{in1} + R_s}\right)^2 A_{v1}^2} \frac{1}{\overline{V_{n,R_s}^2}} \quad (2.48)$$

Reescrevendo 2.48 em termos do NF de cada estágio, obtém-se:

$$NF_{total} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_{p1}} \quad (2.49)$$

onde A_{p1} é chamado Ganho de potência disponível, sendo definido como a razão entre a potência de entrada do estágio dividida pela potência de saída. Observa-se que caso o primeiro estágio possua alto ganho, o efeito do ruído do segundo estágio no ruído resultante é atenuado. Para um cenário com N estágios é possível generalizar o NF_{total} como:

$$NF_{total} = 1 + (NF_1 - 1) + \frac{NF_2 - 1}{A_{p1}} + \dots + \frac{NF_N - 1}{A_{p1} A_{p2} \dots A_{p(N-1)}} \quad (2.50)$$

A Eq.2.50 é conhecida como Equação de Friss. Interpretando-a é possível observar que conforme novos estágios são cascadeados no circuito, a influência do ruído no N -ésimo estágio sobre o ruído total é atenuada pelos Ganhos de potência dos estágios precedentes (10).

2.4 Filtros Eletrônicos

2.4.1 Introdução

Os Filtros eletrônicos são circuitos seletivos capazes de atuar sobre um determinado sinal de entrada com a finalidade tanto de enfatizar, quanto de atenuar características específicas. O circuito opera sobre a entrada de acordo com a frequência apresentada pelo sinal, podendo ser classificado quanto ao seu comportamento em: filtro passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa (17).

As faixas de frequência que esses filtros atenuam são chamadas banda de rejeição, enquanto que a parte enfatizada é chamada banda passante. A faixa de frequência entre esses níveis é chamada faixa de transição, embora em filtros ideais seu valor seja nulo. Tomando como referência uma frequência de corte f_c , em um circuito passa-baixa as frequências até esse valor definem a banda passante, enquanto que as frequências acima desse limiar definem a banda de rejeição. Para um circuito passa-alta o comportamento é o inverso: as frequências até f_c formam a banda de rejeição, as situadas acima desse valor formam a banda passante.

Quanto ao passa-faixa e ao rejeita-faixa, é necessário definir duas frequências de referência: f_{c1} e f_{c2} . No caso do rejeita-faixa, as frequências situadas entre esses 2 valores formam a banda de rejeição. Já em relação ao passa-faixa, as frequências situadas entre f_{c1} e f_{c2} formam a banda passante.

Esses 4 tipos de filtro podem ser cascadeados com o objetivo de obter os mais diversos comportamentos. Além disso, outras classificações tomam como base os componentes utilizados para formar essas topologias. Os filtros chamados passivos são formados apenas por componentes passivos (indutores, capacitores e resistores). Esses filtros apresentam perdas advindas significativas pelo uso de indutores, entretanto, conseguem operar até frequências mais altas. Os filtros chamados ativos apresentam - além dos componentes passivos - componentes ativos em sua formação (geralmente amplificadores operacionais)(17).

A introdução de amplificadores operacionais limita a largura de banda, além de introduzir ruído ao sistema e requerer alimentação (aumentado o consumo de potência do circuito). Entretanto, o amplificador termina por facilitar o casamento entre os estágios, além de garantir um isolamento entre estágios devido as altas impedâncias de entrada e as baixas impedâncias de saída dos ampificadores operacionais, e possibilitar maior ganho ao circuito (17).

2.4.2 Ordem do filtro

Conforme o aumento da ordem do filtro, mais estreita se torna a banda de transição e mais próximo o seu comportamento se aproxima de um filtro ideal. Entretanto,

umentar a ordem do filtro implica em incrementar a complexidade do circuito resultante. Para termos de projeto, circuito de ordem maior que 2 são formados pela composição de filtros de primeira ordem com filtros de segunda ordem. Por exemplo: um filtro do tipo Butterworth de ordem 10 pode ser feito a partir do cascadeamento de 5 filtros Butterworth de ordem 2 (17).

2.4.3 Fator de Qualidade

O fator de qualidade (Q) de um filtro passa-faixa define a capacidade de seleção de faixas desse filtro. Dada uma frequência de ressonância F_r (Hz) e uma largura de banda B_w (Hz), Q é dado por:

$$Q = \frac{F_r}{B_w} \quad (2.51)$$

Supondo dois circuitos X_1 e X_2 com a mesma F_r , nota-se a partir da Eq.2.51 que caso Q_1 e Q_2 sejam diferentes, o circuito de maior Q apresenta a banda B_w mais estreita, sendo considerado o mais seletivo quanto à banda passante.

2.4.4 Aliasing

Filtros são a essência da teoria de processamentos de sinais, sejam eles digitais ou analógicos. No caso do processamento digital de sinais, necessita-se amostrar os sinais analógicos para que seja possível tratá-los digitalmente. Para garantir uma amostragem sem perdas de informação, utiliza-se uma frequência de amostragem do conversor A/D (f_s) duas vezes maior que a maior frequência que o sinal de entrada contém para garantir que não ocorrerá distorções no sinal recebido. Entretanto, caso esse critério não seja seguido, o sistema está sujeito à ocorrência do fenômeno chamado *Aliasing*, que faz com que essas altas frequências sejam interpretadas como componentes de baixa frequência. Para evitar esse tipo de acontecimento, utilizam-se filtros passa-baixa para atenuar essas frequências maiores (17).

2.5 Transistores e a modelagem de ruído

Como analisado em 2.2.2, as fontes de ruído nos circuitos eletrônicos são altamente dependentes da frequência de operação do sistema. Esse comportamento é resultado do somatório da resposta de cada um dos componentes associados ao bloco, fato que demonstra a importância da escolha de componentes que apresentem baixo *Noise Floor* dentro da faixa de operação de cada aplicação.

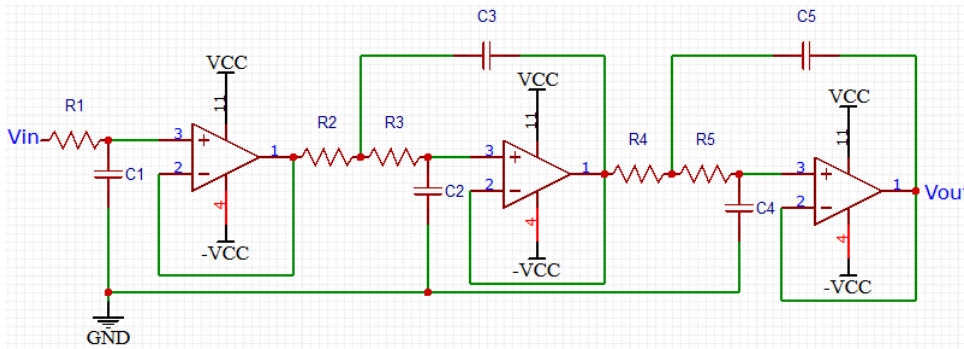


Figura 10 – Exemplo de um filtro Butterworth passa-baixa de 5ª ordem

Fonte: Autoria própria.

2.5.1 Bipolar Junction Transistor (BJT)

Os chamados BJT são dispositivos eletrônicos de 3 terminais - base, emissor e coletor -, caracterizados por serem fontes de tensão controladas por corrente. Isso significa que sua saída apresenta comportamento tal a ser controlada pela corrente de base I_b , que gera uma corrente de coletor I_c com ganho β . Para atingir maior eficiência de amplificação, deve-se polarizar esse dispositivo para que ele atue na região ativa(18).

Em (18) é apresentado o modelo π -híbrido do comportamento em pequenos sinais do BJT. A partir desse modelo são definidas os principais tipos de ruído que caracterizam esse componente. As resistências entre os terminais do transistor são responsáveis por gerar o ruído térmico, enquanto que a porção *shot* é gerada pelo fluxo de cargas entre as junções pn. Por fim, o fluxo de corrente entre os terminais é responsável pelo comportamento $1/f$.

Em geral, circuitos amplificadores buscam equilibrar a relação entre ruído e ganho. Dessa forma, evita-se manter a frequência de operação do circuito anterior à f_c , ou superior a uma determinada frequência f_h em que o ganho decaia. Essa faixa de operação entre esses dois pontos é chamada *midband* (18). Nesse intervalo é possível analisar o ruído total gerado pelo BJT de forma independente à frequência de operação (comportamento similar ao chamado "ruído branco"), sendo que a componente *shot* se torna dominante. Através de 2.16, 2.20 e 2.21 chegamos em 2.52 e 2.53:

$$E_n = \sqrt{4kTR_b + 2qI_cR_e^2} \quad (2.52)$$

$$I_n = 2qI_b \quad (2.53)$$

onde $I_c = I_b \cdot h_{fe}$. É possível observar a dependência dessas duas densidades espectrais com respeito ao ganho h_{fe} e a corrente de coletor. Para 2.52, observa-se que uma maior corrente de coletor reflete em uma menor E_n , enquanto que em 2.53 observa-se que um h_{fe} gera um menor valor de I_n .

2.5.2 Field Effect Transistor (FET)

Os transistores de efeito de campo são dispositivos de 3 ou mais terminais (*Gate*, *Source* e *Drain* são os principais) que operam com o controle da corrente entre os terminais de Drain e Source através da aplicação de uma tensão de Gate. Esse controle é realizado através da geração de um campo elétrico que altera as propriedades de condução do canal formado entre esses dois terminais (18).

Tanto os *Junction Field Effect Transistor* (JFET) quanto os *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) apresentam impedâncias de entrada acima de $G\Omega$. Essa característica deve-se ao fenômeno do vazamento de corrente, somado com os parâmetros de construção desses dispositivos. No caso dos JFETs, seu gate é constituído por uma junção pn reversamente polarizada, fato esse que agrega em sua alta impedância. Enquanto que no MOSFET o dielétrico constituído pelo dióxido de silício gera uma capacitância parasita que fortalece essa impedância de entrada (18).

A modelagem do ruído gerado nesses dispositivos está diretamente ligada ao comportamento das cargas nas junções que formam os terminais e o canal de condução. A corrente de vazamento é a principal fonte responsável pelo ruído *shot* gerado, a flutuação de cargas entre as junções é a responsável pelo ruído *flicker* e o ruído térmico é gerado principalmente pela resistência apresentada pelo canal.

O modelo π -híbrido para FETs apresentado em (18) pode ser estendido para qualquer variação dentro dessa categoria. Através de 2.21, é possível aproximar o valor do ruído gerado pelo canal como:

$$E_n = \sqrt{4kTR_n} \quad (2.54)$$

em que R_n é a impedância do canal, cujo comportamento é inversamente proporcional à transcondutância gm do FET em questão. Cabe ressaltar que tanto o ruído térmico, quanto o ruído shot, apresentam comportamento similar ao conceito de ruído branco. Entretanto, o ruído térmico apresenta essa característica posterior à frequência de corner, enquanto que o shot apresenta tal característica para baixas frequências e é modelado por 2.55, onde I_{gss} é a corrente de vazamento.

$$I_n = \sqrt{2qI_{gss}} \quad (2.55)$$

Quanto a influência do ruído flicker, não é possível generalizar uma expressão que seja aplicável a todos os tipos de FET. Entretanto, é possível afirmar que transistores que apresentam menores valores de I_{gss} sofrem menores influências dessa fonte de ruído. A expressão XX é utilizada especificamente para transistores MOS, onde K_F é o coeficiente de ruído flicker, W é a largura do canal, L é o comprimento efetivo do canal, f é a

frequência de operação, I_d é a corrente através do dreno e C_{ox} é a capacitância do óxido de gate por unidade de área.

$$I_f^2 = \frac{K_f I_d}{W L f C_{ox}} \quad (2.56)$$

2.5.3 Transistores e os estágios de entrada

Estruturalmente o projeto de amplificadores operacionais possuem vários estágios com diferentes funções atreladas ao funcionamento do bloco. Um desses estágios é o estágio de entrada, responsável por receber os sinais provenientes de diversas fontes conforme a aplicação do circuito. Esse estágio pode ser composto por diversos transistores, sendo os principais: MOSFETs, JFETs e BJTs. Nos casos em que o controle do ruído do sistema é essencial, necessita-se a escolha de um amplificador operacional que apresente um estágio de entrada na configuração diferencial (19).

Diante dessas possibilidades de escolha, as especificações trazidas em 2.5 e 2.2.2 podem ser utilizadas para selecionar a melhor alternativa possível para cada aplicação, principalmente o ruído *flicker*, ruído branco e a impedância de modo comum do amplificador. Entretanto, existem *trade-offs* que relacionam cada uma das especificações, e que também devem ser levados em consideração (20).

Quando comparados amplificadores operacionais (20) de mesma largura de banda com estágios de entrada formados por cada um dos transistores citados nesse tópico, observa-se que os MOSFETs apresentam frequência de corner em frequências muito mais altas que os JFETs e os BJTs. Entretanto, quando se considera circuitos cuja frequência de operação está localizada em um ponto tal que o ruído branco é predominante, os MOSFETs apresentam e_n inferior aos JFETs. Além disso, as características apresentadas em 2.5.2 garantem aos FETs alta impedância de entrada - consequentemente menor i_n - com relação aos BJTs.

2.6 Verilog-A e Verilog-AMS

A *Verilog Hardware Description Language* (Verilog-HDL) é uma das linguagens de programação para descrição de *hardware* digital mais antigas e populares. Com o intuito de desenvolver uma padronização para descrição de *hardware* analógico, um grupo chamado *Analog International Verilog* desenvolveu a linguagem Verilog-A. Seu uso está diretamente ligado com a criação de modelos para simulações do tipo SPICE.

Embora possua similaridades semânticas e sintáticas, o Verilog-A sozinho não é uma linguagem que opera diretamente com o Verilog-HDL. Para que fosse possível obter

essa compatibilidade entre essas linguagens, o mesmo grupo desenvolveu a linguagem *Verilog Analog and Mixed Signals* (Verilog-AMS)(21).

Além de permitir a modelagem dos circuitos de interesse, o Verilog-AMS a verificação do funcionamento entre sistemas mistos. Embora possua um bom funcionamento para verificação desses sistemas, essa linguagem não é utilizada para sínteses. A nível de projeto, o mesmo simulador é compartilhado entre os projetistas analógicos, digitais, de sistema e de blocos. Através disso é possível acelerar o desenvolvimento do projeto, haja visto o aprimoramento na comunicação entre as partes.

Parte III

Metodologia

3 Metodologia

3.1 Projeto dos Filtros

Com objetivo de estabelecer uma concordância entre transmissão, canal e recepção, procurou-se projetar um filtro que sintonizasse com a frequência ótima para a Função de Transferência do canal TTE mostrada na Fig.2. Observando esse gráfico, nota-se que a frequência ótima está situada aproximadamente em 5kHz. Tomando esse valor como referência, assim como o padrão de introduzir a menor quantidade de ruído possível no sinal recebido, buscou-se um amplificador operacional de baixo ruído e que permitisse uma alta flexibilidade quanto à escolha dos elementos passivos. Com isso, o amplificador escolhido foi o CI LT1568 da *Linear Technology*.

O *Demo Manual* disponibilizado pela *Linear Technology* contém uma série de topologias recomendadas para filtros de ordem acima de 3. Levando em consideração a banda passante estreita que o canal apresenta, bem como a possibilidade de ajustes finos para sintonização, optou-se por um filtro passa-faixa de quarta ordem utilizando capacitores externos (7). Dessa forma, utilizam-se as equações a seguir para projetar o filtro:

$$G_{fc} = \frac{C^2}{4900} \quad (3.1)$$

em que C é a capacitância em pF, e G_{fc} é o ganho em fc. Tomamos o ganho como 1, obtendo assim $C = 70\text{pF}$. Entretanto, como esse valor não é comercial, optou-se por $C = 68\text{pF}$. Além disso, sabe-se que $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$ em Ohms, dados por:

$$R = \frac{(34 \cdot 10^9)}{\sqrt{10 \cdot C + 700 \cdot f_c}} \quad (3.2)$$

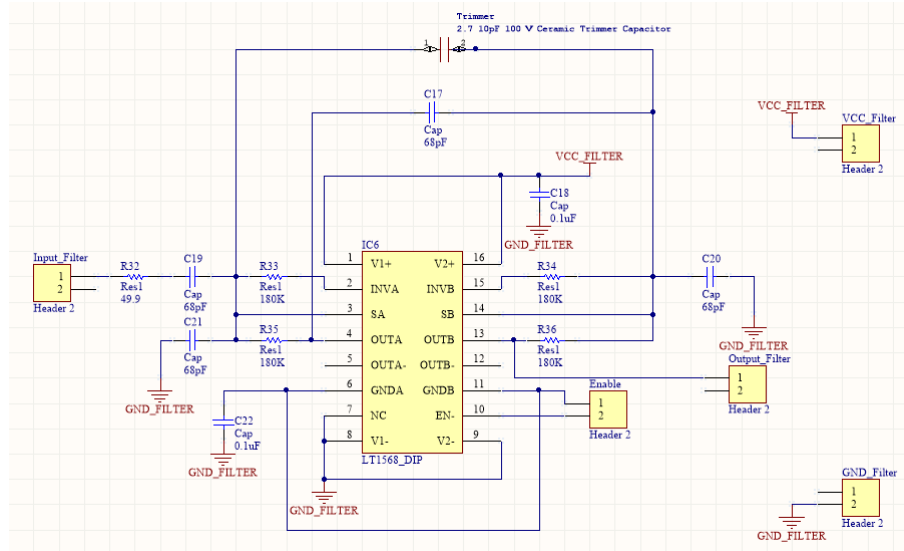


Figura 11 – Filtro 4ª Ordem.

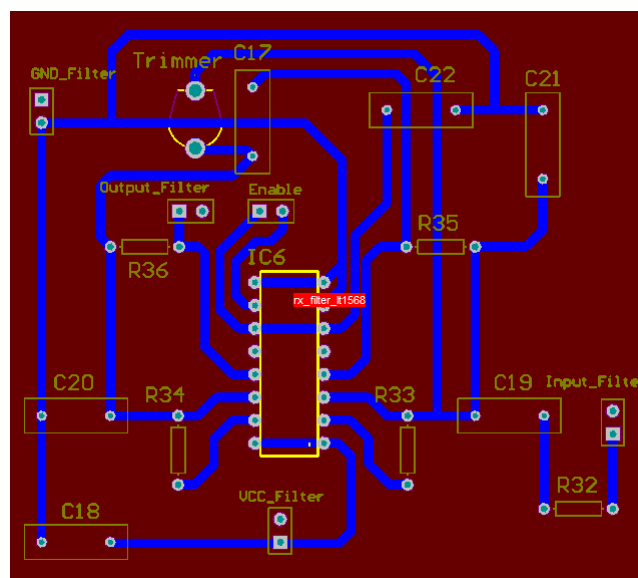


Figura 12 – Filtro 4ª Ordem - Layout.

3.2 Projeto dos LNAs

3.2.1 OpAmp-Cascaded LNA

Como o sinal que atravessa o canal TTE chega ao receptor com uma amplitude muito baixa, espera-se que esse valor seja superior ao *Noise floor* do primeiro estágio de recepção para facilitar a recuperação da informação transmitida. Além disso, esse sinal precisa ser amplificado para que não seja necessário um sistema de sensibilidade muito alta no conversor A/D (11).

Entretanto, a própria inserção de um amplificador operacional na entrada desse sistema aumenta o ruído presente. Contudo, o uso de um *Low noise amplifier* é capaz

de reduzir a quantidade de ruído a ser inserida. Além disso, sabe-se pela Eq. 2.50 que o uso de um ganho de valor alto nesse estágio possibilita a atenuação do ruído dos estágios seguintes, garantindo um NF_{total} melhor.

Diante das mais diversas possibilidades de topologias para esse LNA, optou-se por utilizar um estágio-base do tipo *Single supply*. Isso porque o uso de baterias ainda é bastante comum em circuitos de relativa portabilidade, sendo uma das justificativas dessa escolha. Além disso, há a necessidade de balancear a relação entre aumento do ganho e perda da linearidade, pois estágios com ganho muito alto enaltecem a não-linearidade dos estágios seguintes (10)(22). Com o objetivo de cumprir os requisitos impostos ao sistema, bem como evitar o uso de resistores muito grandes, utilizou-se 2 estágios cascateados na topologia inversora, dados por:

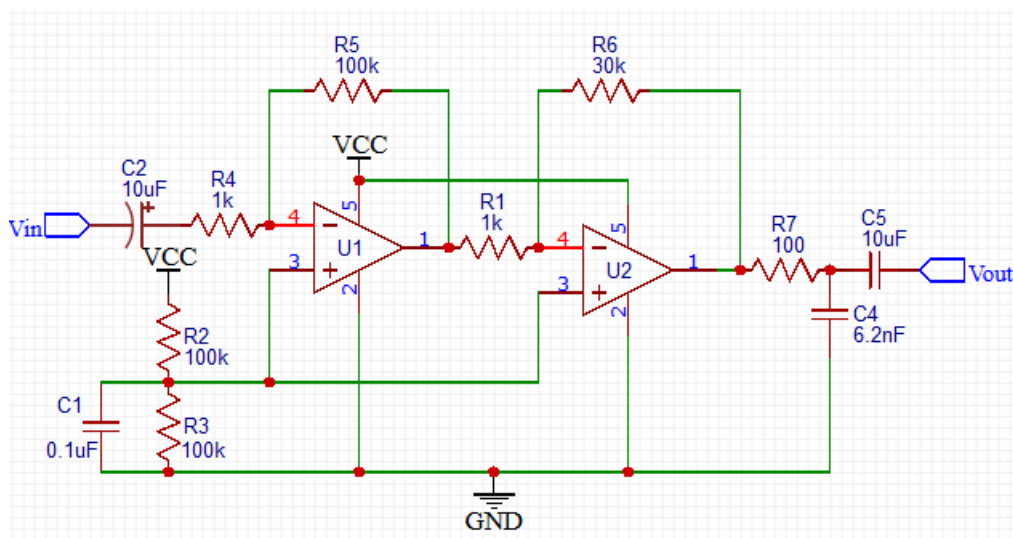


Figura 13 – Amplificador Operacional Inversor.

Além disso, com o objetivo de aumentar o ganho e investigar o Fator de qualidade Q , projetou-se um *Single supply* com a topologia não inversora, com a seguinte configuração:

Todos as topologias tiveram esquemáticos desenvolvidos através do *software* EasyEDA. Em seguida, através do *software* Altium Designer outro esquemático foi criado para cada uma das topologias, bem como suas respectivas *Printed Circuit Boards* (PCBs). Cabe ressaltar que o ganho total de cada uma das topologias é dado pela multiplicação do ganho de cada estágio individual. Uma das alterações entre os esquemáticos desenvolvidos no Altium e no EasyEDA diz respeito ao diodo zener na entrada de cada uma das topologias. Por mais que esse componente tenda a evitar oscilações na tensão de entrada, é necessário analisar se a sua presença não introduz uma quantidade de ruído considerável.

Para a escolha do amplificador operacional a ser utilizado no circuito, levou-se em consideração alguns fatores como: ganho-banda e densidade de ruído. Observando o

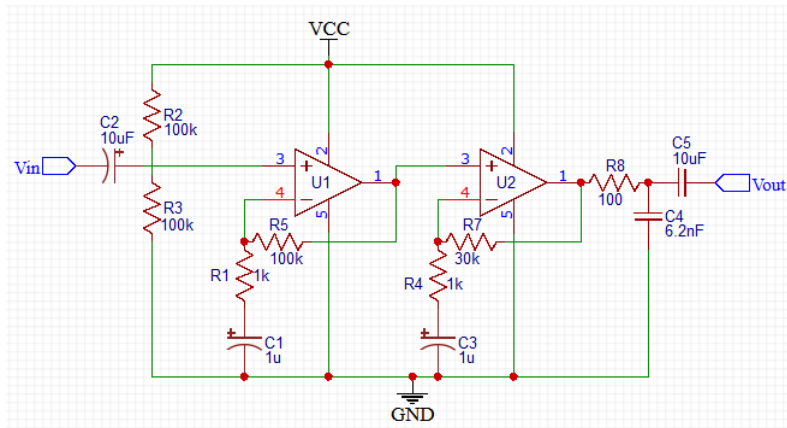


Figura 14 – Amplificador Operacional Não Inversor.

datasheet da família OPx13, nota-se que as frequências acima de 1kHz possuem ruído essencialmente branco, com uma densidade de ruído (e_w) constante em $4.7nV/\sqrt{Hz}$ e produto ganho-banda igual à 3.4MHz. Para estimar o ruído total tanto da topologia inversora quanto da não inversora, é possível descrevê-lo (considerando que o amplificador operacional é formado por *CMOS*) como:

$$E_{Trms} = \sqrt{ENB \cdot 4kTR_2A + e_w^2 A^2 (f_{enc} \cdot \ln \frac{f_H}{f_L} + ENB)} \quad (3.3)$$

onde $A=(R1+R2)/R1$, R1 é a resistência em série com a entrada do sinal, R2 é a resistência de realimentação, e_w é a densidade de ruído, f_{enc} é a frequência de *corner* de ruído e ENB é igual à razão f_H/f_L (23).

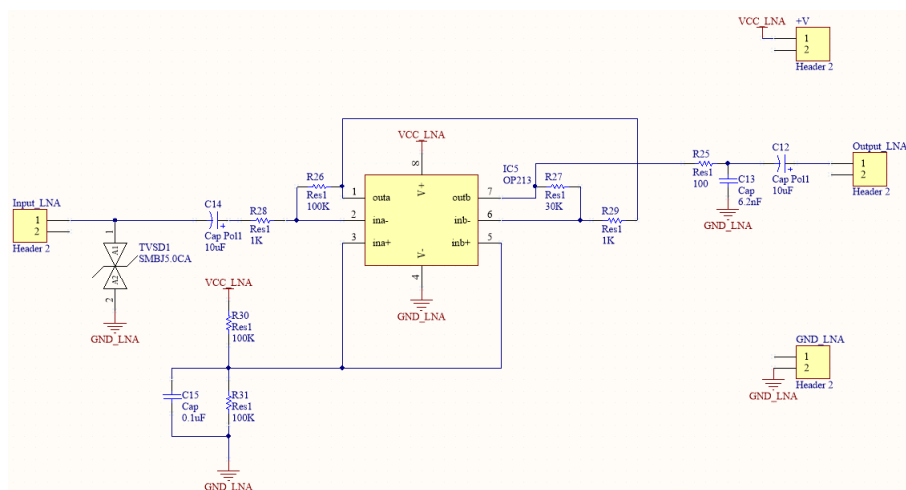


Figura 15 – Amplificador Operacional Inversor - Segundo esquemático.

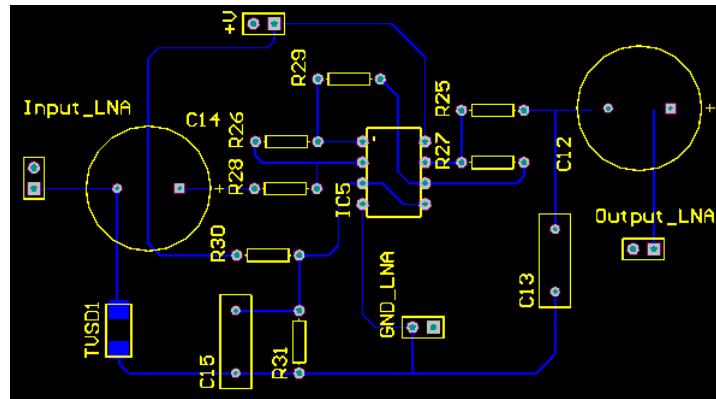


Figura 16 – Amplificador Operacional Inversor - Layout PCB.

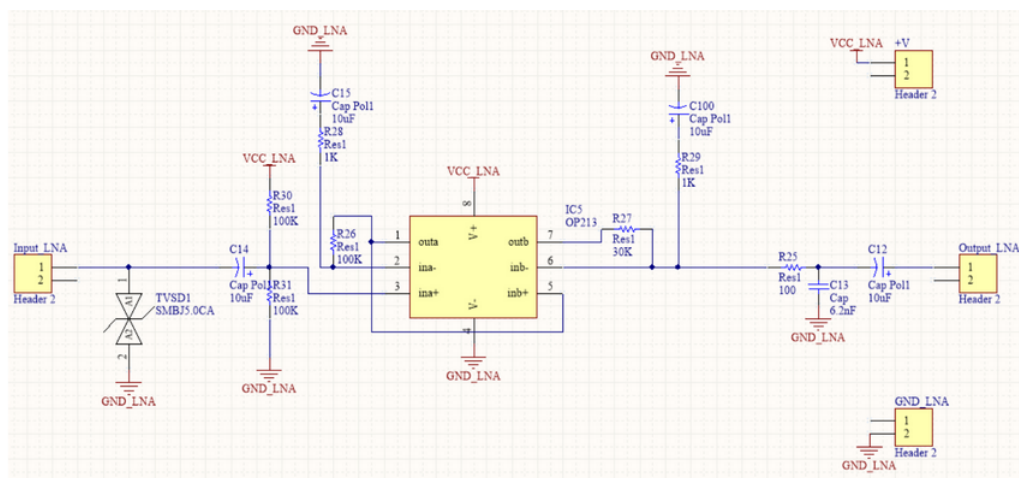


Figura 17 – Amplificador Operacional Não Inversor.

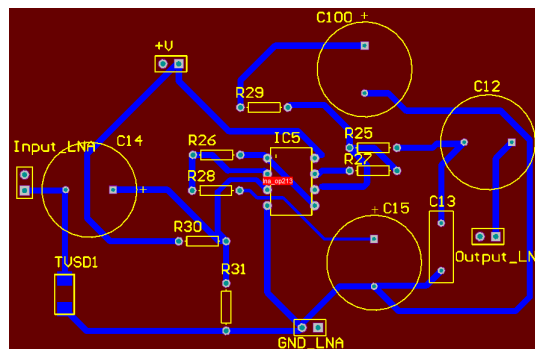


Figura 18 – Amplificador Operacional Não Inversor - Layout PCB.

3.2.2 JFET-Input LNA

Embora o circuito integrado OP213 utilizado em 3.2.1 possua características suficientes para considerá-lo um amplificador operacional *low-noise*, sua entrada diferencial é formada por BJTs, gerando maior corrente de ruído na entrada do ampop (20). Essa corrente de ruído passa pela alta impedância de entrada do amplificador e pode gerar tensões de ruído superiores ao ruído equivalente que é esperado. Entretanto, a utilização de um dos estágios que compõe o *OpAmp-Cascaded* facilita o controle do ganho final do receptor, além de garantir uma melhor impedância de saída para o circuito (24).

Além desses fatores, a inclusão de um estágio de amplificação composto por JFETs em substituição a um dos ampops diminui o consumo de potência do transceptor. Através dessas características apresentadas, buscou-se projetar uma topologia que alinhasse os resultados do estágio anteriormente projetado, e que agregasse os benefícios do estágio discreto. Dentro da bibliografia analisada, tomou-se como base o amplificador desenvolvido em (25).

Observa-se através da Fig.19 a manutenção de um dos estágios do *cascaded* LNA, incluindo os resistores responsáveis pela manutenção da excursão de sinais e do próprio CI OP213. Quanto à escolha do JFET a ser utilizado, um dos parâmetros considerado foi seu NF , sendo que o valor apresentado pelo JFET 2SK3557 é de aproximadamente $1dB$ para $V_{ds} = 5V$. Além disso, outro fator que justifica sua escolha é a admitância de $35mS$. Ambos os parâmetros foram analisados levando em consideração o comportamento do FET próximo à frequência de operação utilizada para a comunicação entre os transceptores (26).

Em relação ao BJT, observou-se principalmente seu NF e seu h_{fe} . O *Noise Figure* apresentado pelo PNP possui valor típico de $0.8dB$, enquanto que a transcondutância apresentada é de 300 (27). Os demais componentes foram escolhidos conforme a necessidade de polarizar, filtrar, acoplar e desacoplar do circuito. Como alguns desses componentes não possuem valores comerciais, houve uma adaptação da topologia para fabricação da PCB. As Fig.20 e Fig.21 mostram tanto o esquemático da PCB, quanto seu layout final. Para garantir melhor condições de ruído, a PCB foi projetada garantindo que não há angulação de 90° graus entre trilhas. Além disso, foi acrescentada uma malha de *ground*, sendo que todas as trilhas estão na *bottom-layer*, assim como os JFETs.

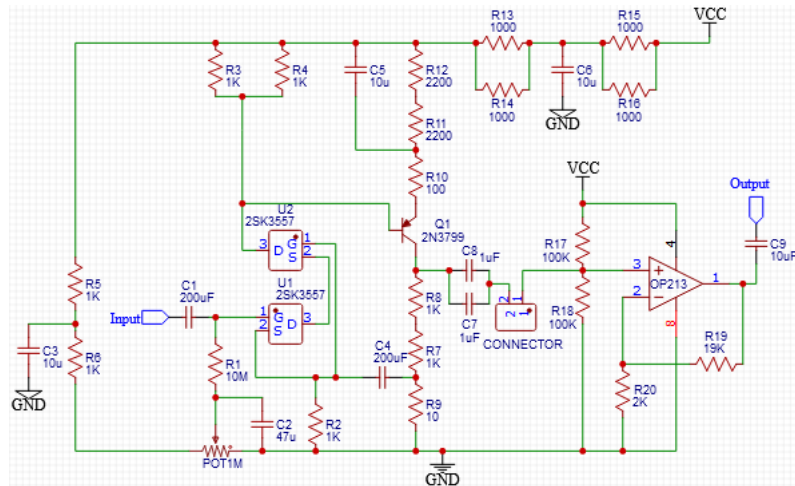


Figura 19 – Esquemático do JFET-Input LNA.

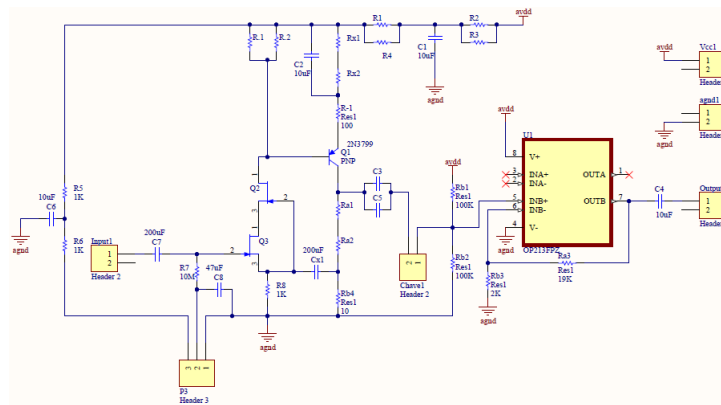


Figura 20 – Esquemático Altium do JFET-Input LNA.

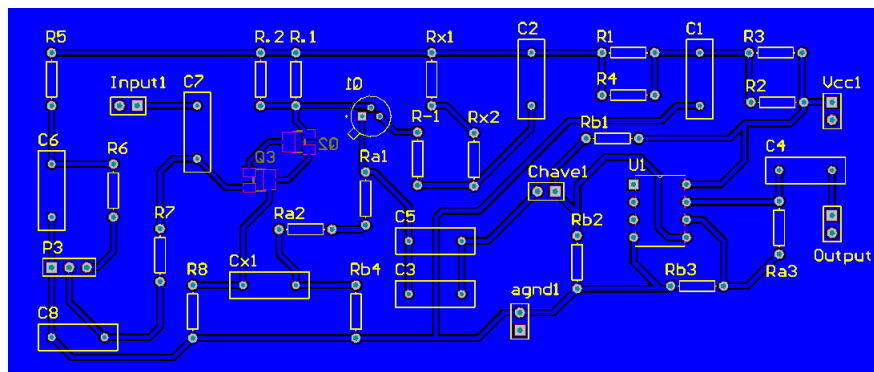


Figura 21 – JFET-Input LNA - Layout PCB.

3.3 Virtuoso

Com o intuito de permitir analisar o funcionamento dos circuitos propostos, bem como avaliar os benefícios das topologias projetadas, utilizou-se a ferramenta *Virtuoso Analog Design Environment*. Desenvolvida pela empresa *Cadence Design Systems*, esse ambiente é o padrão utilizado na indústria no que diz respeito à criação de esquemáticos,

design de circuitos integrados, modelagem comportamental (Verilog-A e Verilog-AMS), simulações mistas, criação de *layouts* para circuitos tanto analógicos quanto digitais, etc.

3.3.1 Simulações com auxílio do modelo em Verilog-A

Para iniciar as simulações, modelou-se em Verilog-A o comportamento de um amplificador operacional genérico. Em seguida, criou-se um filtro passa-baixa para que fosse possível avaliar o funcionamento de todos os estágios amplificadores sob as mesmas condições de filtragem.

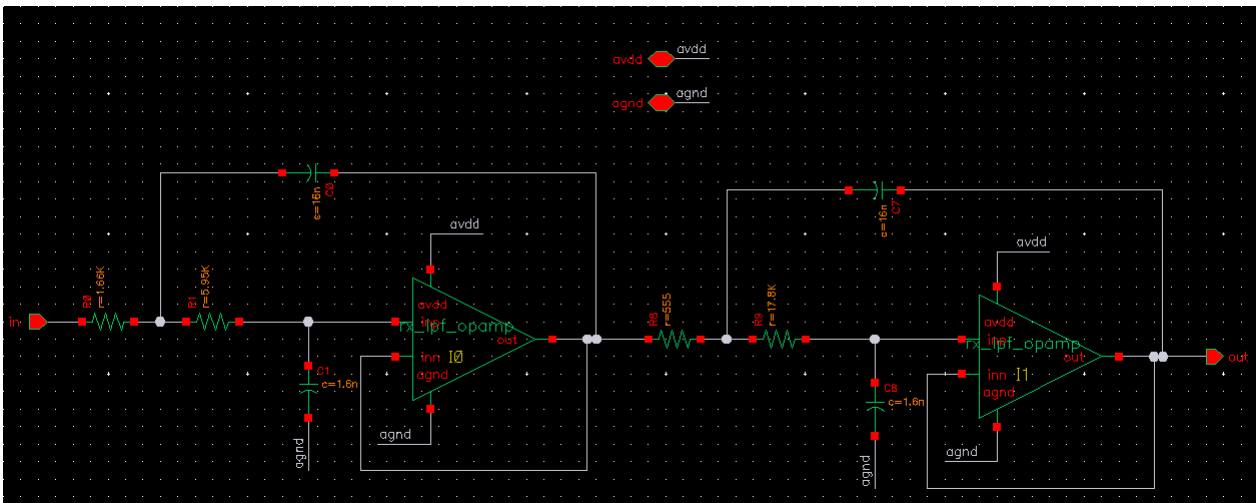


Figura 22 – Esquemático do filtro passa-baixa.

Utilizando o amplificador operacional genérico, criou-se um estágio amplificador inversor (Fig.23). Em seguida, um novo bloco foi criado, referente à junção desse estágio com o filtro passa-baixa proposto (aqui chamado de RX-N-LNA). Cabe ressaltar que esse estágio não foi desenvolvido com base nas técnicas para criação de LNA, justamente para servir de comparativo (Fig.24).

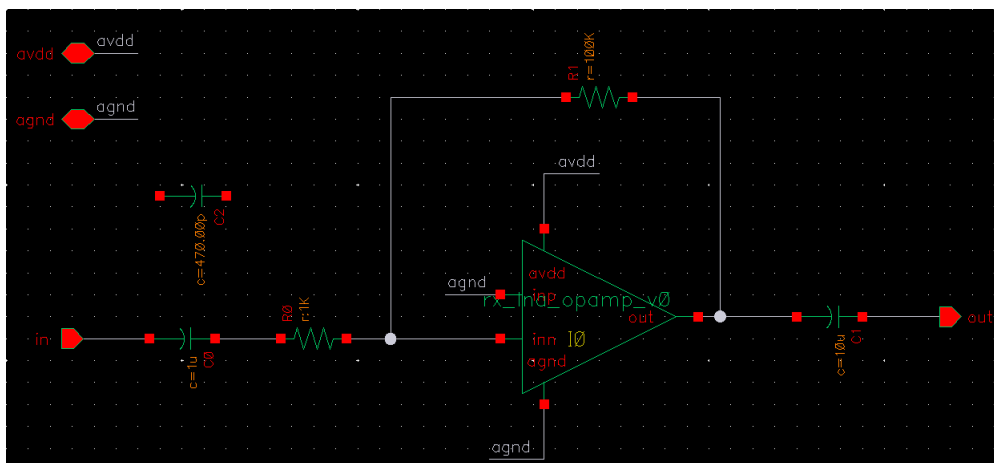


Figura 23 – Esquemático do inversor.

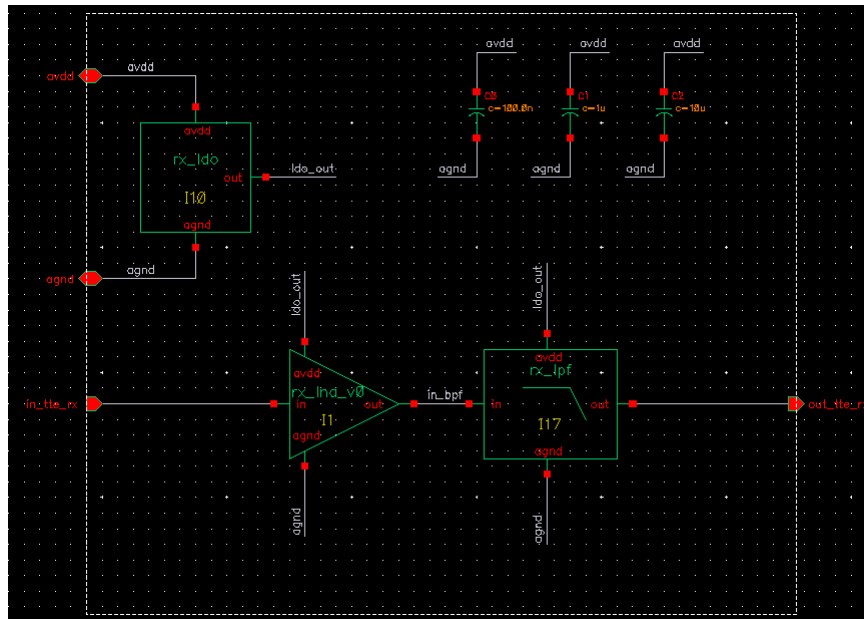


Figura 24 – Esquemático do receptor RX-N-LNA.

Em seguida, criou-se outro estágio amplificador com o ampop genérico, mas dessa vez na configuração não inversora. Assim como anteriormente, um novo receptor foi criado fazendo a junção desse estágio com o filtro passa-baixa citado anteriormente.

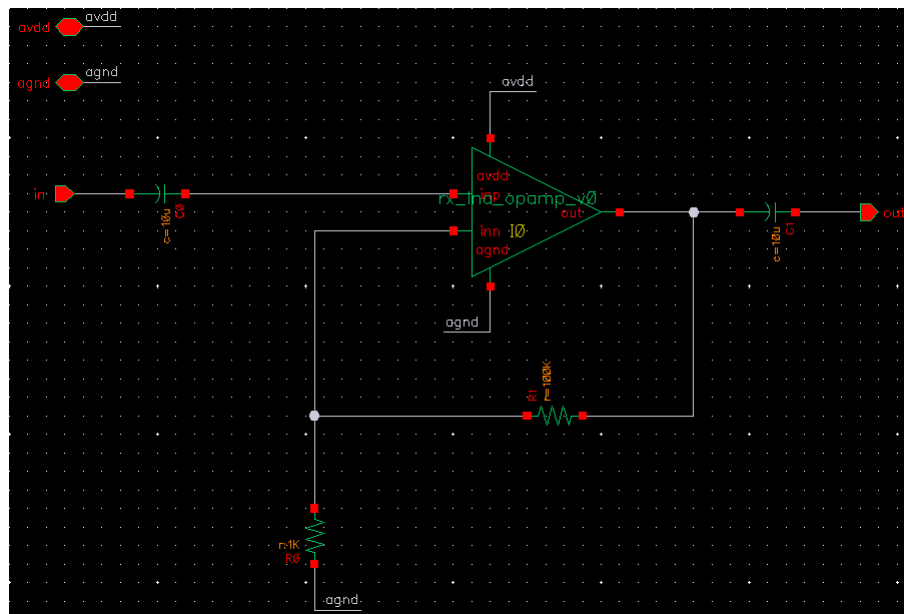


Figura 25 – Esquemático do não-inversor.

Para completar os estágios amplificadores, um terceiro estágio foi criado (utilizando o ampop genérico). Nesse caso, o esquemático utilizou a mesma topologia LNA proposta na Fig.14 para criar o esquemático da Fig.27. Em seguida, acoplou-se sua saída ao filtro passa-baixa cascadeado com outro estágio idêntico de filtragem, como demonstrado na Fig.28.

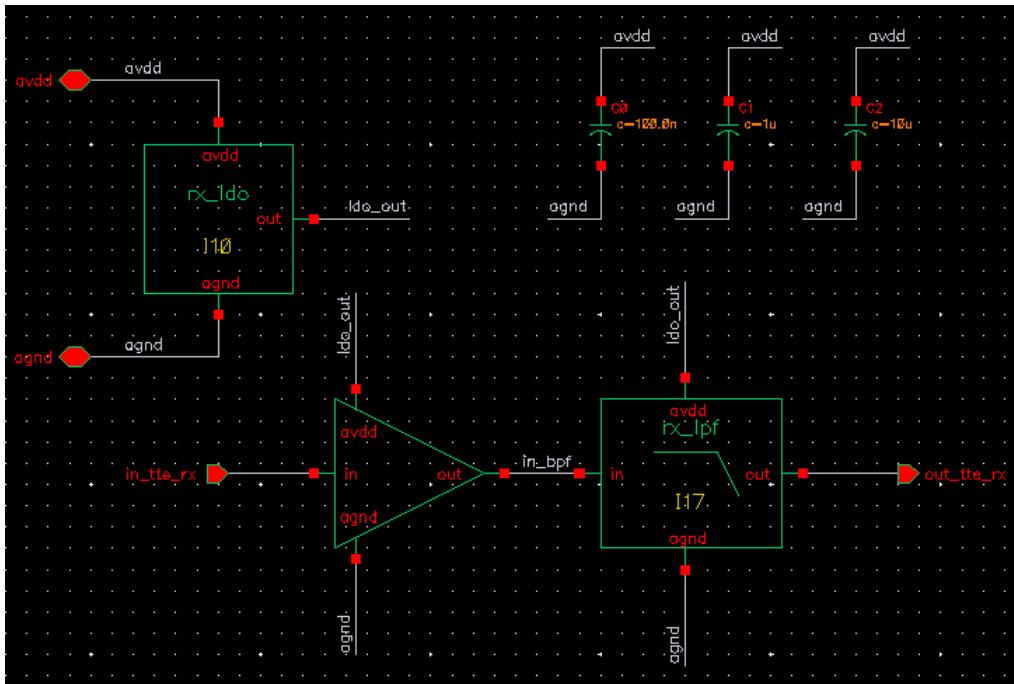


Figura 26 – Esquemático do RX-N-Inv-N-LNA.

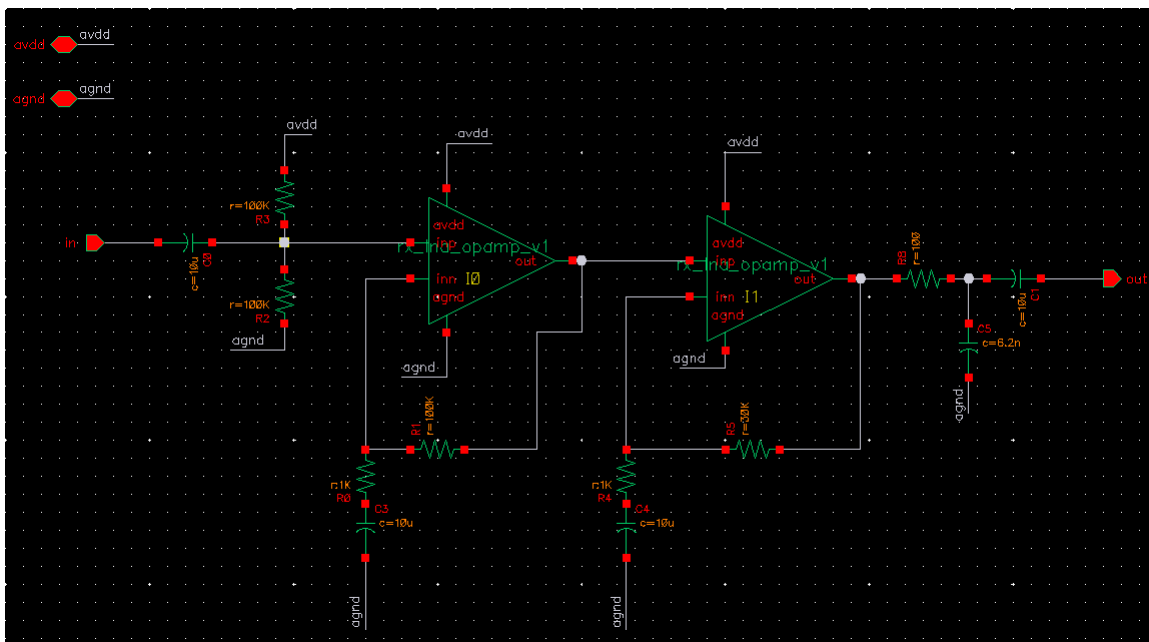


Figura 27 – Esquemático do LNA proposto.

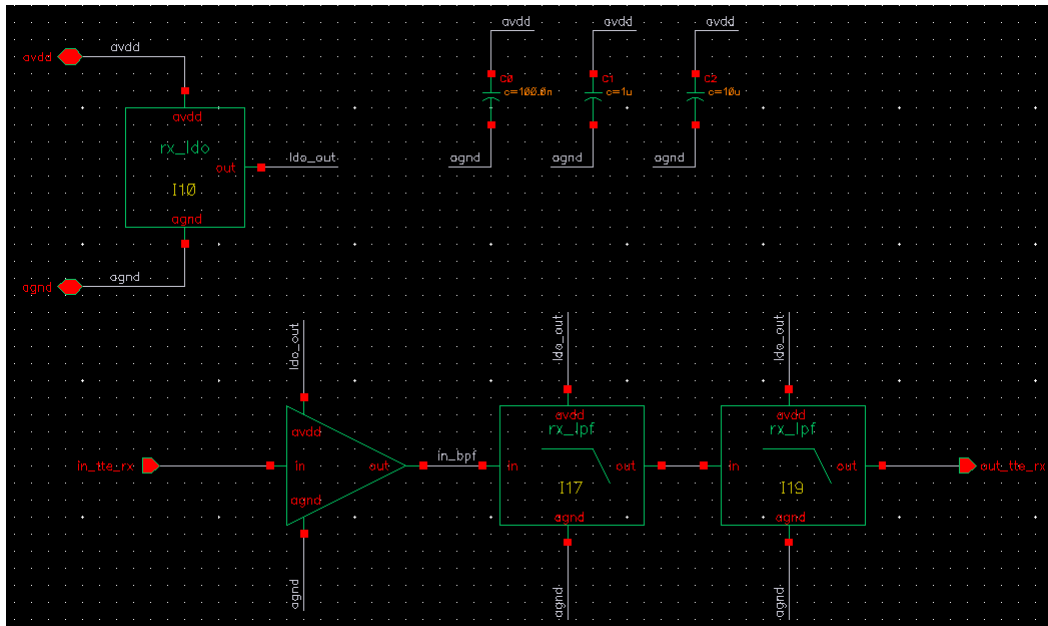


Figura 28 – Esquemático do receptor RX-LNA.

3.3.2 Simulações com auxílio dos modelos SPICE

Com o objetivo de visualizar um comportamento mais próximo do real, foram inseridos no ambiente Virtuoso os modelos SPICE disponibilizados pelos fabricantes de cada um dos transistores utilizados em 3.2.2 (Figs.29, 30 e 31), bem como o modelo referente ao amplificador operacional OP213 3.2.1. Em seguida, criou-se um símbolo para cada um desses modelos importados, sendo que o comportamento dos transistores foi validado através das Figs.32, 33. Nesse caso, a Fig.32 apresenta o testbench para verificar a relação $I_d \times V_{ds}$ do 2SK3557, enquanto que em 33 o 2N3799 compõe um amplificador do tipo emissor-comum.

Em seguida, criou-se o esquemático referente a parte discreta do JFET-Input LNA. Algumas adaptações foram feitas, como a substituição do potenciômetro de 1M por resistores cuja soma de seus valores sempre fosse igual a do potenciômetro (Fig.33). Além disso, o capacitor de acoplamento foi o mesmo utilizado em 3.2.1. Seguidamente, criou-se o símbolo *discretestage* que representa esse bloco, sendo que esse símbolo foi utilizado no *testbench* elaborado para avaliar o comportamento DC, o ganho e o comportamento transiente do bloco, como observado na Fig.35.

De forma similar, a Fig.36 apresenta o esquemático do LNA criado com o uso do OP213. Além disso, criou-se o esquemático final que junta ambos os estágios (Fig.37). Da mesma forma como foi feito para o estágio discreto, para ambos os circuitos as simulações elaboradas analisaram o ganho, o comportamento transiente e a polarização. Além disso,

a Fig.38 apresenta o testbench do ganho do OpAmp-cascaded utilizando o modelo spice do OP213. Por fim, as figuras Fig.39, 40, 41 e 42 apresentam os testbenchs para análise da densidade de ruído na entrada de cada um dos blocos.

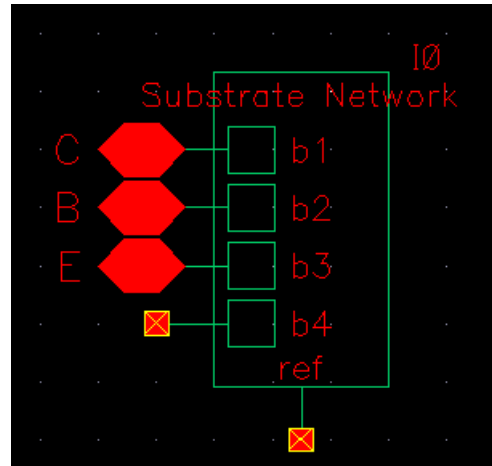


Figura 29 – Importação do modelo SPICE do 2N3799.

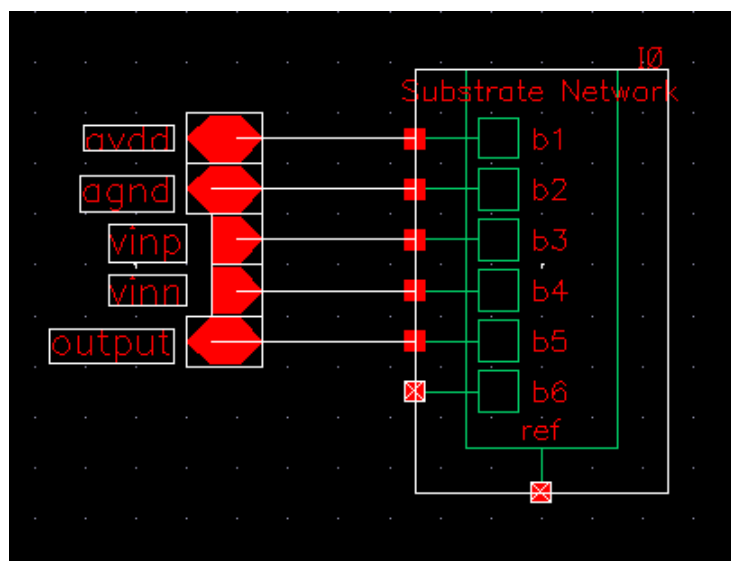


Figura 30 – Importação do modelo SPICE do 2SK3557.

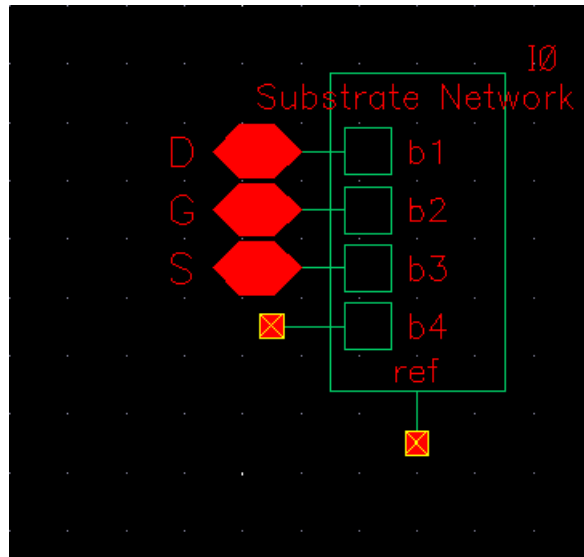


Figura 31 – Importação do modelo SPICE do OP213.

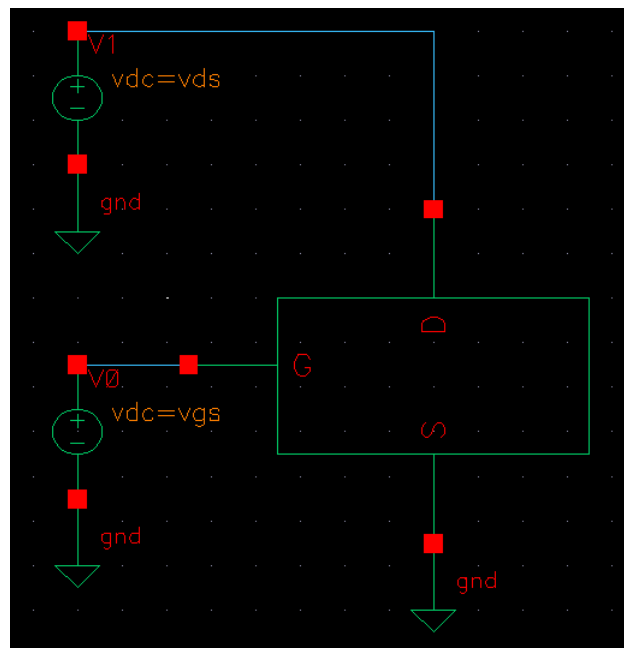


Figura 32 – Testbench Id X Vds do JFET 2SK3557.

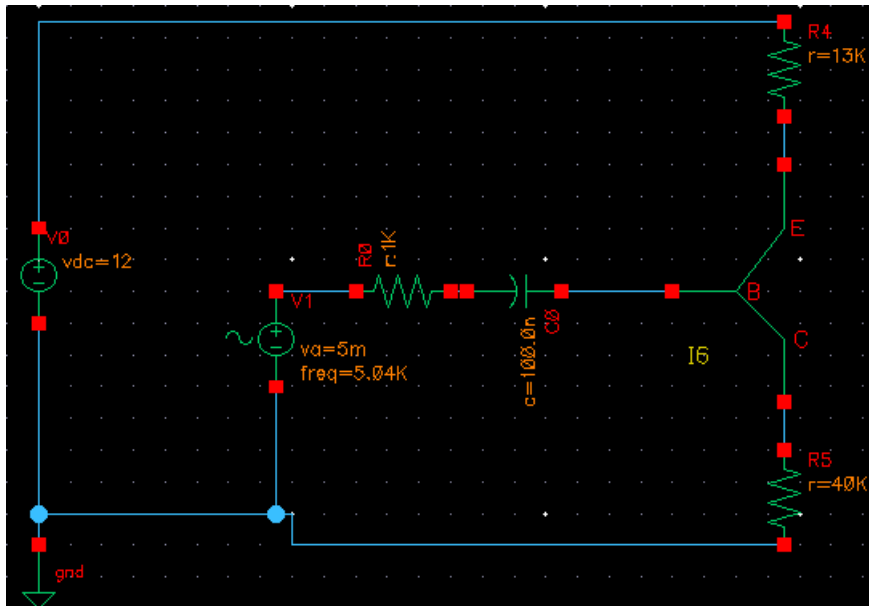


Figura 33 – Amplificador PNP do tipo emissor-comum.

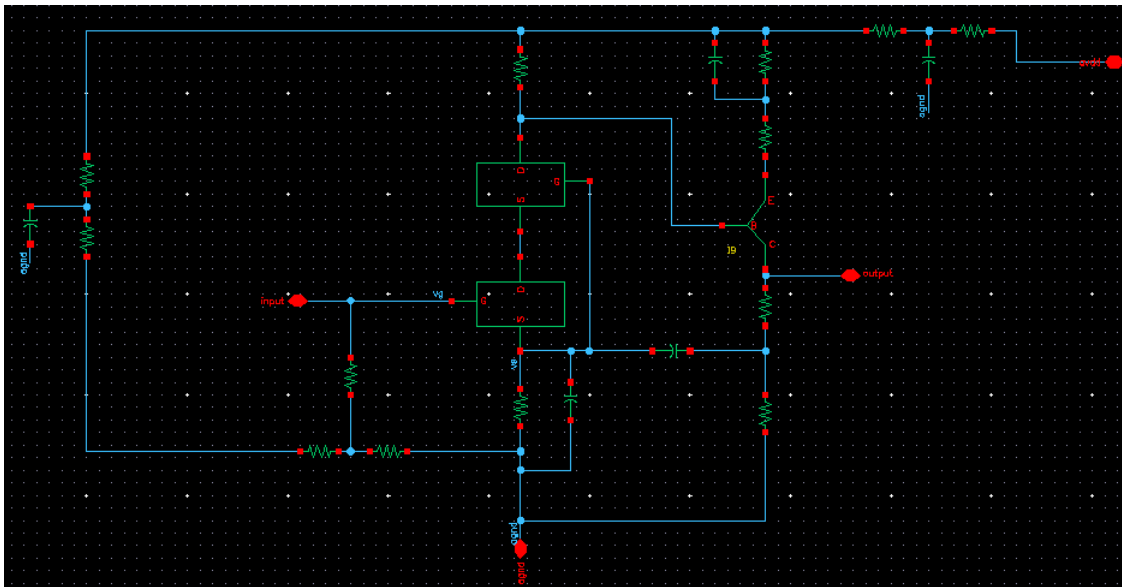


Figura 34 – Estágio discreto do JFET-Input LNA.

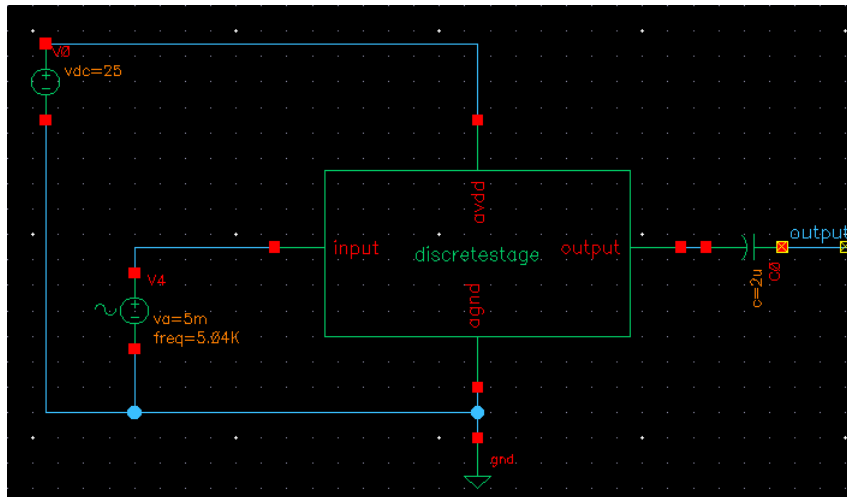


Figura 35 – Testbench do Input-JFET.

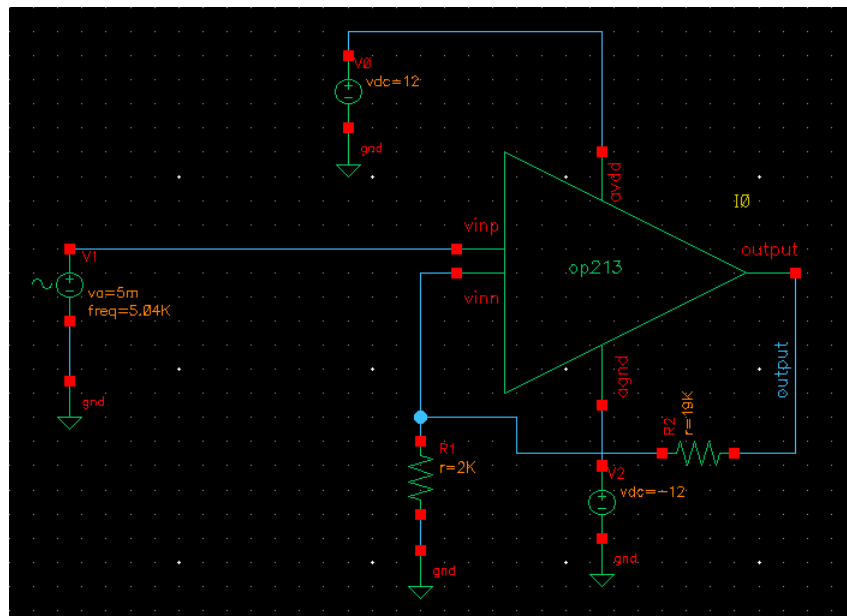


Figura 36 – Testbench do estágio composto pelo OP213.

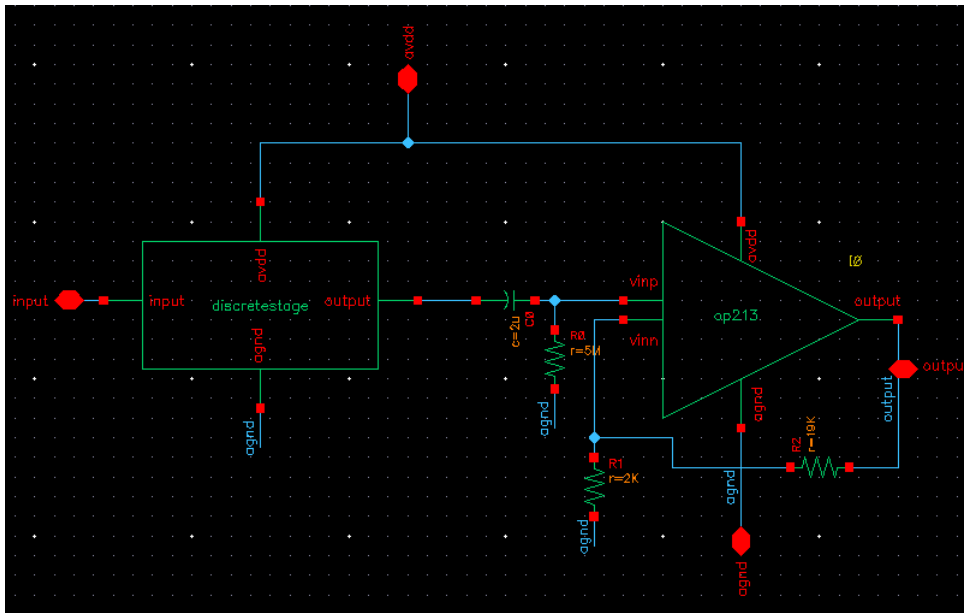


Figura 37 – Testbench final do circuito.

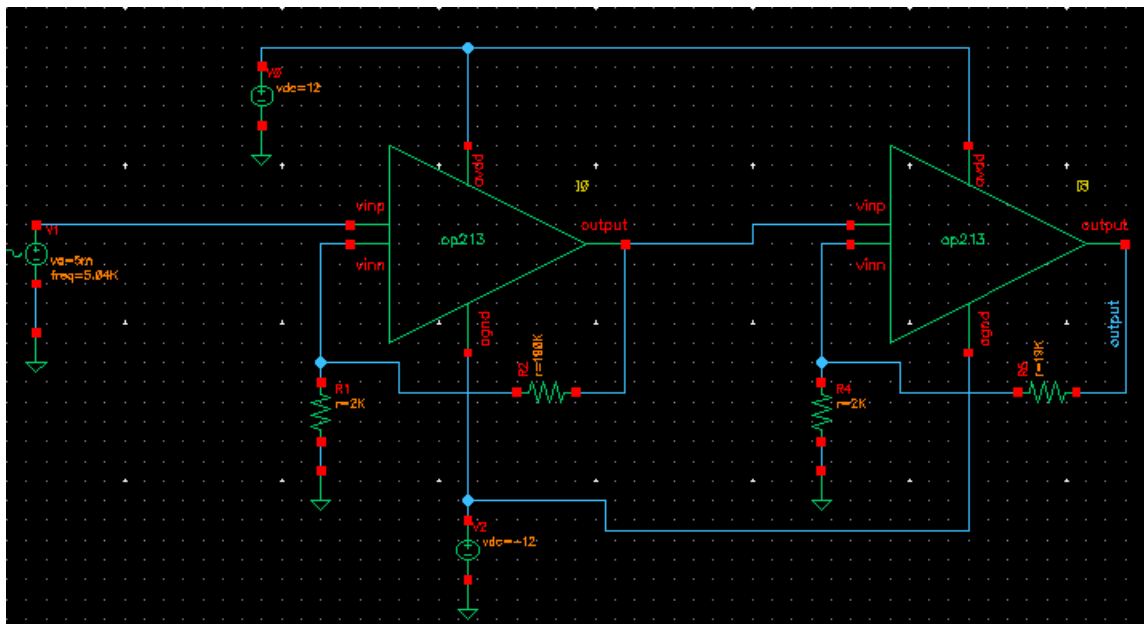


Figura 38 – Testbench final do OpAmp-cascaded LNA.

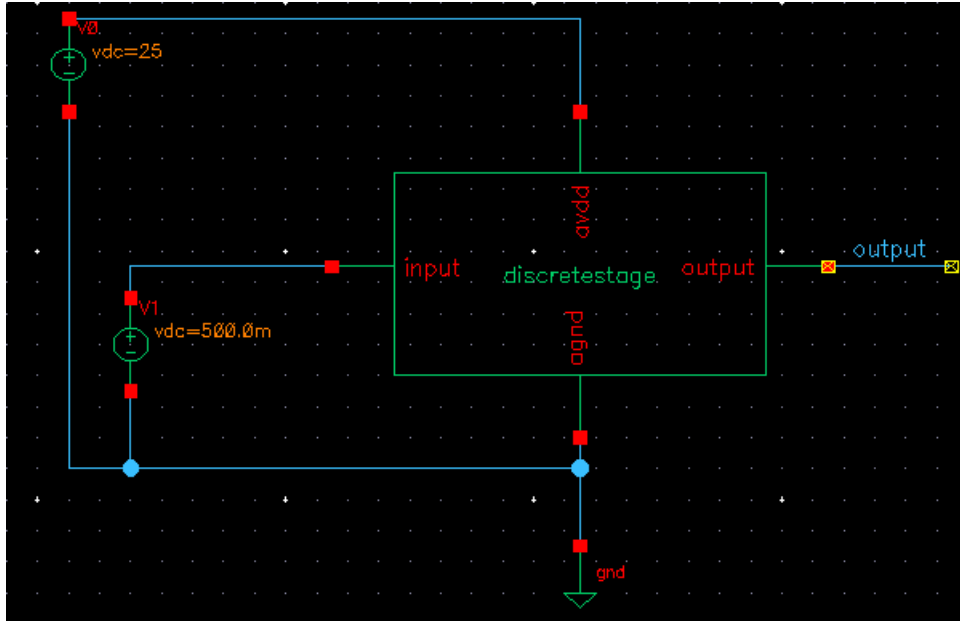


Figura 39 – Testbench para cálculo do EIN - Primeiro estágio.

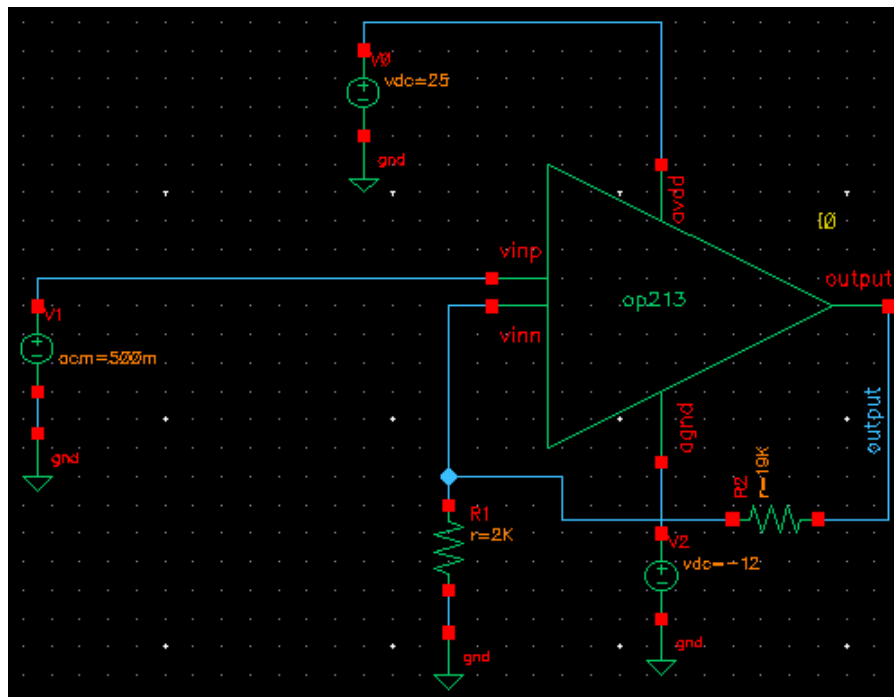


Figura 40 – Testbench para cálculo do EIN - Segundo estágio.

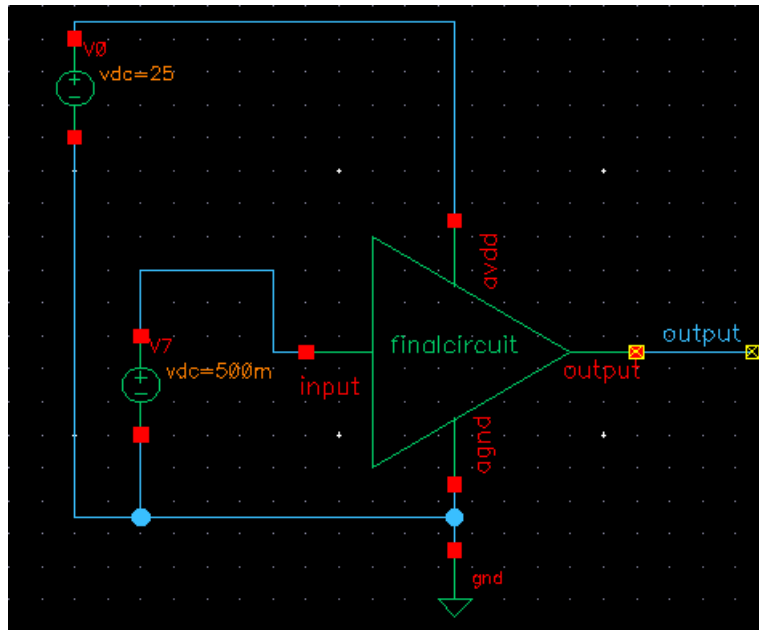


Figura 41 – Testbench para cálculo do EIN - Circuito Final.

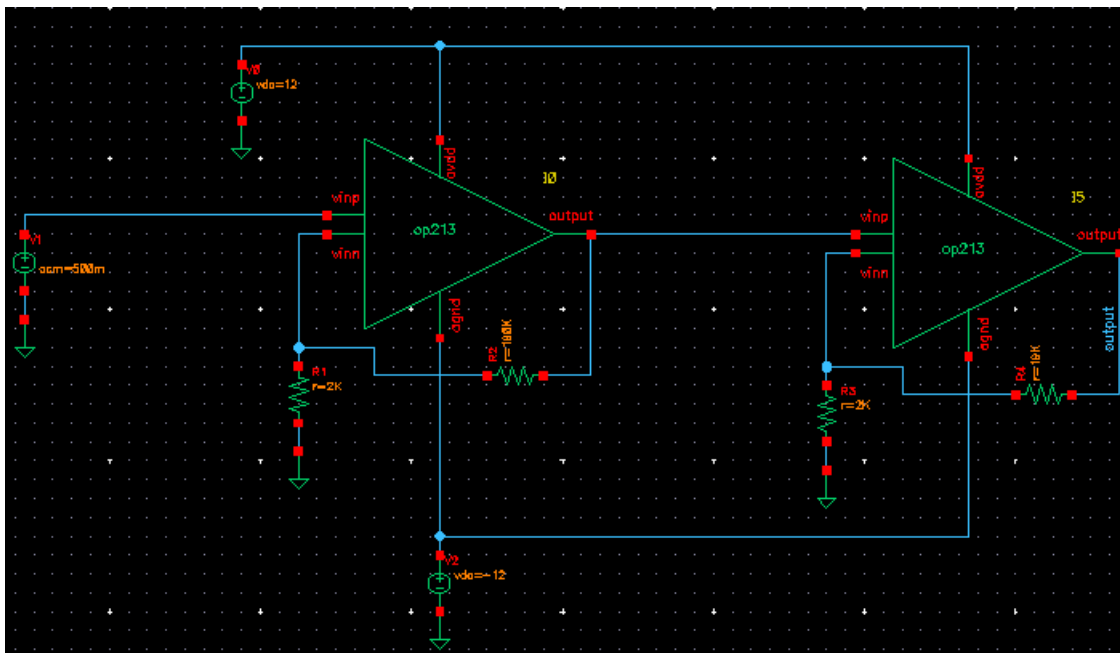


Figura 42 – Testbench para cálculo do EIN - OpAmp-Cascaded.

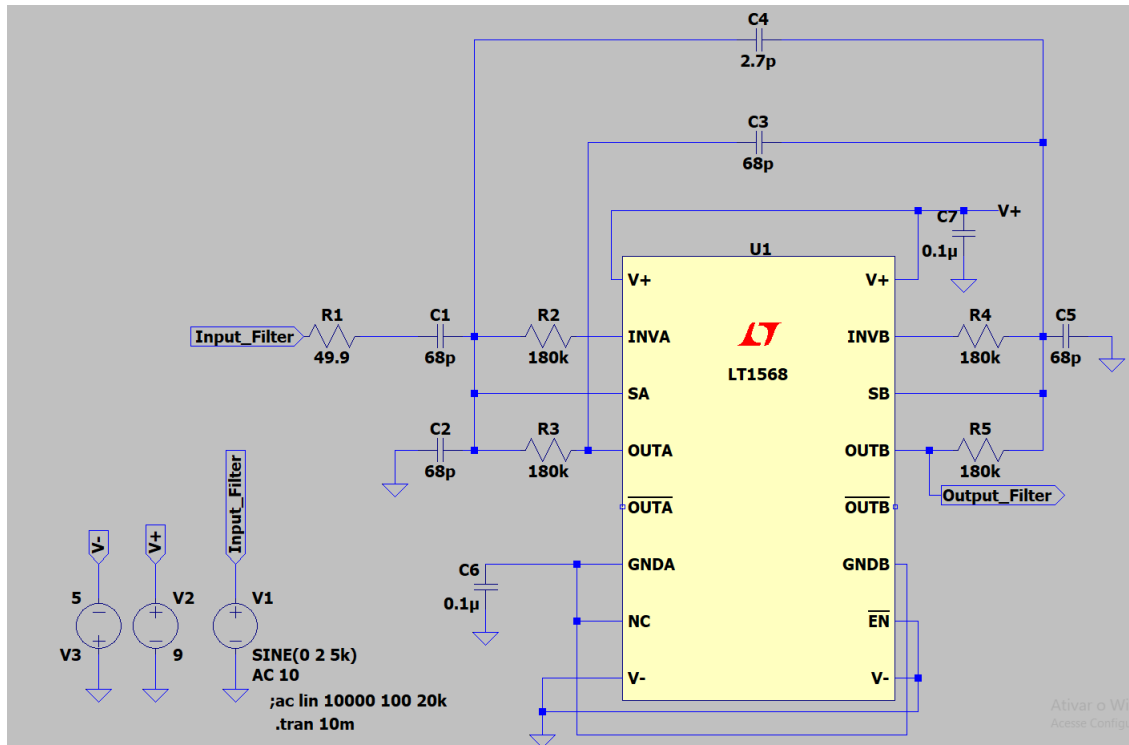


Figura 43 – Testbench do modelo SPICE do LT1568 usado para o filtro.

3.3.3 Testes em bancada

Dentre as etapas para avaliação de performance dos circuitos projetados, a última foi a realização dos testes em bancada. Todos os blocos projetados nesse trabalho foram testados no laboratório NEI, localizado no campus FGA da Universidade de Brasília (UnB). Os equipamentos utilizados foram 1 Gerador de funções MFG-4202A, uma fonte de alimentação minipa MPL-3305 DMM e um osciloscópio BK-Precision 2530B. Além disso, o laboratório foi responsável por fornecer o cabeamento para integrar esses equipamentos com cada um dos circuitos.

As Fig.44 e 45 apresentam as condições de testagem impostas aos blocos OpAmp-Cascaded LNA e ao Filtro de quarta ordem. Ambos os circuitos foram alimentados com uma tensão de alimentação de 15V (*single-supply*), sendo que o sinal de entrada fornecido pelo gerador de funções possui amplitude de 10mVpp e frequência de 5kHz. Além da testagem em PCB, o LNA também foi testado em *protoboard*, com o intuito de acelerar possíveis adaptações na topologia. Foi necessário raspar algumas trilhas do filtro, já que o espaçamento entre elas era muito curto, culminando em curtos-circuitos entre essas trilhas.

As Fig.46 e 47 mostram o *setup* em bancada do JFET-Input LNA. Tanto a tensão de alimentação quanto a frequência do sinal de entrada (e sua amplitude) foram alteradas

para esse bloco, sendo $V_{in} = 25V$, $f = 5.04kHz$ e $V_{sin} = 11.2mV_{pp}$. Utilizou-se uma protoboard EPB6056 como barramento para gerar um terra comum para o bloco (Fig.48). À excessão dos testes feitos para as placas do Opamp-cascaded LNA e do primeiro filtro, todos os testes que vieram a seguir tiveram seu número reduzido.

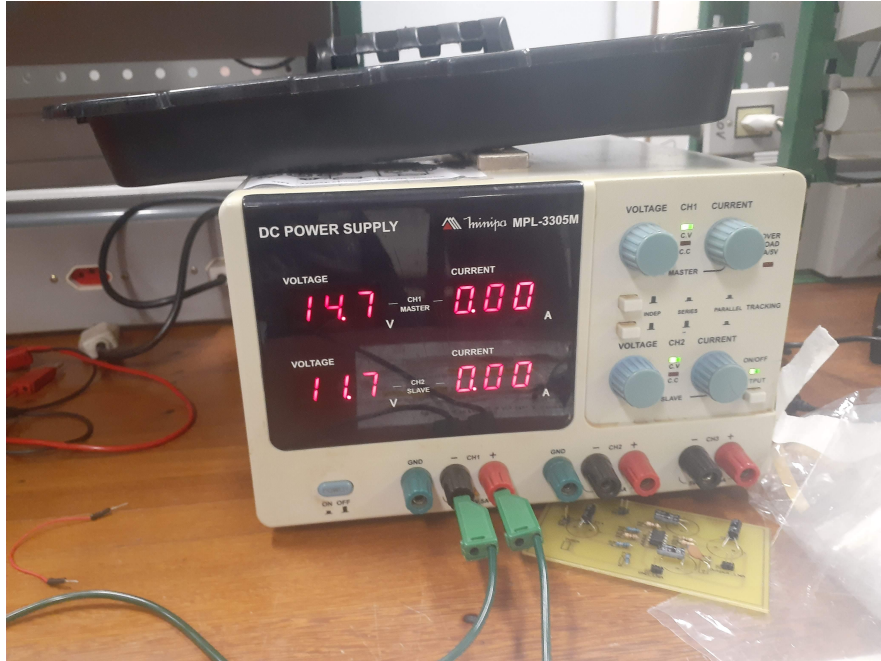


Figura 44 – Alimentação para o bloco OpAmp-Cascaded LNA + Filtro.

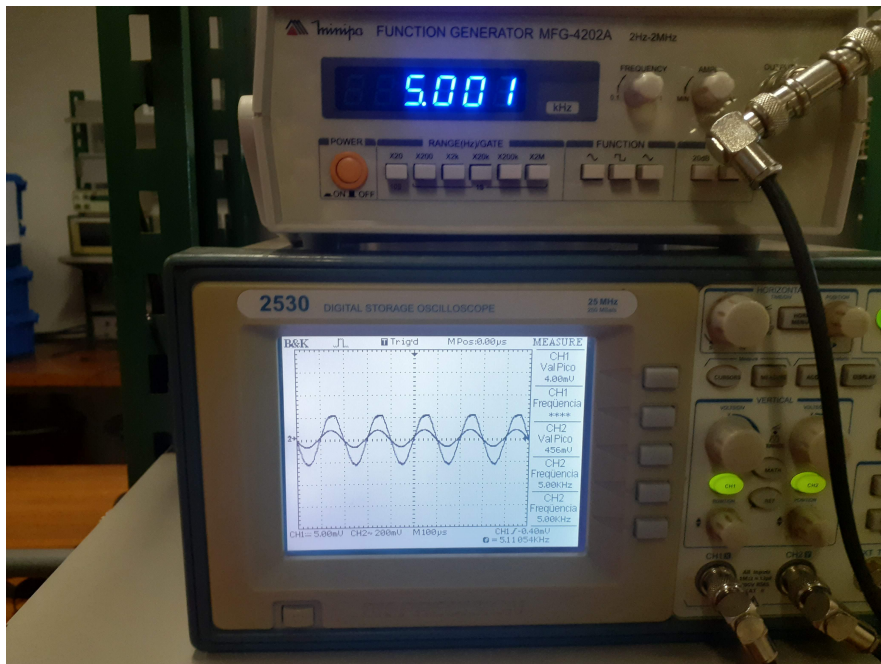


Figura 45 – Sinal de entrada para o bloco OpAmp-Cascaded LNA + Filtro.

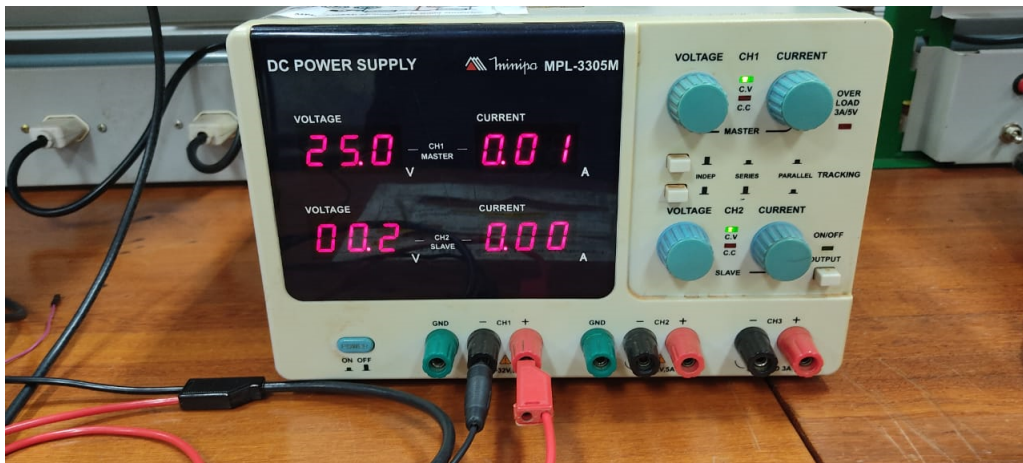


Figura 46 – Alimentação para o bloco JFET-Input LNA.

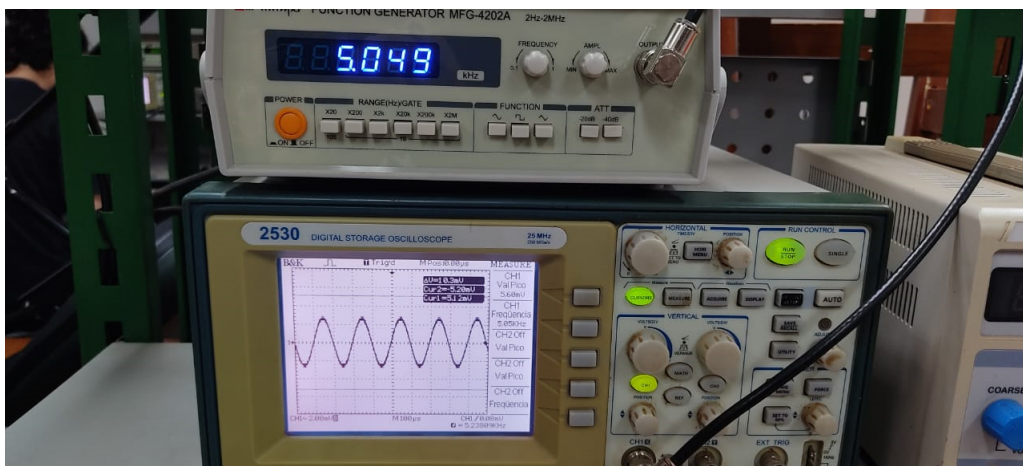


Figura 47 – Sinal de entrada para o bloco JFET-Input LNA.

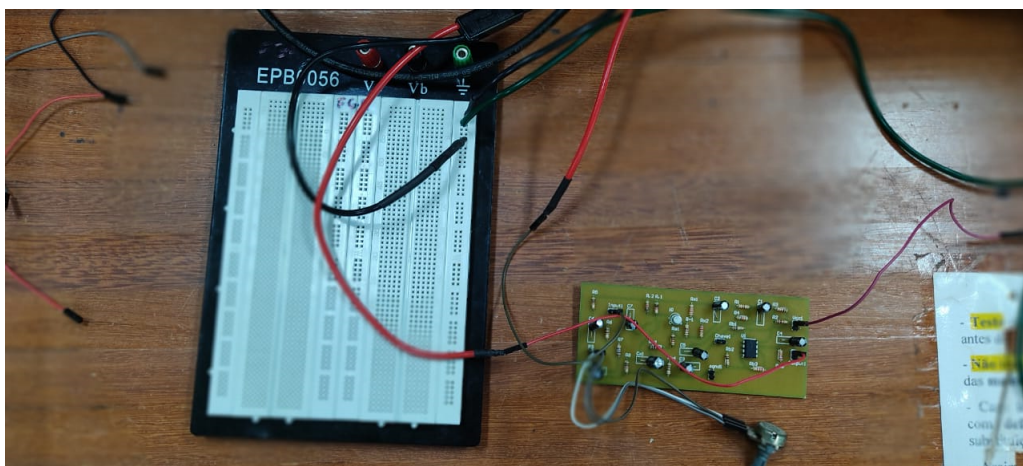


Figura 48 – Montagem do bloco JFET-Input LNA.

Parte IV

Resultados e Discussões

4 Resultados e Discussões

4.1 Resultados

4.1.1 Filtro passa-faixa de quarta ordem

Quanto à 3.1, tomamos o ganho como unitário. Dessa forma, obtém-se um $C = 70\text{pF}$. Entretanto, como esse valor não é comercial, optou-se por utilizar $C = 68\text{pF}$. Além disso, sabe-se que $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$ em Ohms. Como a frequência ótima da função de transferência do canal é 5kHz , toma-se $f_c = 5\text{kHz}$, encontrando $R = 183\text{k}\Omega$. Contudo, buscando utilizar componentes comerciais e o menor número possível de resistores, voltamos na Eq. 3.2 fixando $R = 180\text{k}\Omega$ e $C = 68$. Dessa forma:

$$f_c = \frac{(34 \cdot 10^9)}{\sqrt{1380 \cdot 180000}} = 5084\text{Hz} \quad (4.1)$$

Embora esse valor não seja exatamente igual à 5kHz , essa discrepância entre eles pode ser alterada através do *trimmer* de 10pF , também chamado de capacitor para ajuste fino.

4.1.2 OpAmp-cascaded LNA

Observando a Fig.14, é possível analisar o comportamento do circuito proposto bem como explicar a atuação dos componentes dispostos na configuração não inversora. Cabe ressaltar que a configuração não inversora possui uma característica de alta impedância de entrada quando comparada à impedância de entrada da configuração inversora. O capacitor C_2 funciona como um acoplador, permitindo que apenas sinais alternados entrem no terminal positivo do amplificador operacional. O divisor de tensão na entrada do circuito (formado por R_2 e R_1) garante um nível de tensão média tal que o sinal excursiona ao redor de $\frac{V_{CC}}{2}$, além disso, a inserção do capacitor C_1 garante que na entrada negativa do amplificador também haverá um nível DC = $\frac{V_{CC}}{2}$ que é o nível DC de saída do ampop.

A mesma análise é feita para o segundo estágio, exceto que o sinal AC que chega na entrada de U2 é amplificado de acordo com o ganho dado pela Eq.2.27. O filtro passa-baixa formado por $R7$ e $C4$ tem a função de evitar ruídos de alta frequência, além disso, o capacitor $C5$ funciona como desacoplador, permitindo apenas uma saída AC para V_{out} . O Ganho final esperado para esse LNA é:

$$A_{v_{dB}} = 20\log 3000 = 69.54\text{dB} \quad (4.2)$$

4.1.3 JFET-Input LNA

Através da Fig.20 é possível construir a descrição da funcionalidade dos diferentes blocos que compõem esse estágio. Assim como em 4.1.2, os capacitores $C7$ e $C4$ tem como finalidade o acoplamento e o desacoplamento do sinal de entrada e saída, respectivamente. A resultante do paralelo entre $C3$ e $C5$ possui o mesmo objetivo, garantindo assim que o sinal proveniente do estágio discreto não chegue no amplificador operacional com *offsets*. Ainda nessa trilha que separa os estágios, outra implementação proposta foi a inserção da *chave1*, que permite a utilização do ganho proveniente do primeiro estágio. Dessa forma, caso o ganho total do LNA seja muito alto para aplicação, é possível utilizar apenas a saída proveniente do primeiro estágio.

Uma das técnicas utilizadas para reduzir o ruído do circuito diz respeito ao conjunto formado pelas resultantes $R2||R3$, $R1||R4$ e $C1$. Fontes de alimentação - sejam elas baterias, ou geradores - possuem componentes de ruído em baixa frequência que são indesejáveis. Dessa forma, esse conjunto foi projetado para impedir a chegada desses componentes no restante do circuito, sendo conhecido como *power supply noise filtering* (filtro de ruídos da rede de alimentação) (18). O estágio formado por $R5$, $R6$ e $C6$ tem finalidade similar. Além de atuar como filtro passa-altas, esse conjunto auxilia na polarização dos JFET.

O estágio não-inversor é analisado da mesma maneira realizada em 4.1.2. A inserção de $RB1$ e $RB2$ tem como objetivo fazer com que o sinal excursiona ao redor de $\frac{VCC}{2}$, enquanto que substituindo $Rf = Ra3$ e $Rg = Rb3$ em 2.27 é possível encontrar o ganho de 10.5. Entretanto, por uma questão de utilização de componentes comerciais, Rf foi alterado para $22k\Omega$, e Rg para $2.2k\Omega$. Com isso, o ganho se tornou $A = 11$ V/V, ou $Av_{dB} = 20\log 11 = 20.82dB$.

Outro bloco definido é o do estágio amplificador emissor-comum. Nesse caso, $C2$ é utilizado como capacitor de *bypass*, fazendo com que o sinal DC fique restrito ao equivalente-série de $Rx1$ e $Rx2$. Além desses resistores e do PNP 2N3799, o equivalente $R2$ e $R1$ também compõe esse bloco, sendo seu valor diretamente ligado ao ganho do bloco, aproximado pela Eq.4.3. O capacitor $Cx1$ funciona como feedback, fazendo com que a impedância de entrada do circuito seja aumentada (18).

$$A_{pnp} = -g_m \cdot (Ra1 + Ra2) \quad (4.3)$$

O estágio JFET-Input é formado pela resultante de $R.1$ e $R.2$, pelo potenciômetro $P3$, pelo capacitor $C8$, resistores $R7$ e $R8$, e pelo estágio cascode formado por $Q3$ e $Q2$ (ambos do modelo 2SK3557). $R.1//R.2$ e $R8$ são responsáveis por ditar a corrente Id , além disso, $R.1//R.2$ também possui papel chave no ganho gerado por esse estágio (aproximado por 4.4, onde g_{m3} e g_{m2} são as transcondutâncias dos JFET, e r_{d3} é a impedância de saída

de $Q3$). A associação entre $P3$ e $R7$, bem como $R3$ são responsáveis por controlarem a tensão V_{gs} de $Q3$. Esse controle é essencial para o circuito como um todo, já que a escolha do g_m de $Q3$ está diretamente relacionada com o valor de V_{gs} . Ademais, $P3$, $R7$ e $C8$ também são responsáveis por garantir a alta impedância de entrada para $Q3$, que é a porção emissor-comum do cascode. $Q2$ é a porção base-comum do cascode, sendo sua alta resistência de saída essencial para o ganho do circuito.

$$A_v = -\left(\frac{g_{m3}}{g_{m2}}\right) \cdot (1 + g_{m2} \cdot r_{d3}) \quad (4.4)$$

4.1.4 Resultados das simulações

4.1.4.1 OpAmp-Cascaded (Mista) + Antena + Filtro

Com base nos esquemáticos apresentados em 3.3, buscou-se comparar os 3 tipos de receptores quanto ao ganho disponibilizado por cada um, assim como o fator de qualidade Q associado ao comportamento desse receptor com a antena de recepção (Fig.49).

A primeira simulação realizada diz respeito ao comportamento do LNA quanto à variação de frequência inserida. Esperava-se obter uma resposta em frequência do tipo passa-alta, com ganho estabilizado em 69.54dB (4.2). A Fig.50 demonstra o *testbench* utilizado para simulação, enquanto que a Fig.51 mostra o comportamento obtido.

Através da Fig.51 é possível observar que o ganho do LNA estabilizou em aproximadamente 69.69 dB, e sua curva exemplifica satisfatoriamente o comportamento de um passa-alta real (inclusive apresentando uma faixa de transição significativa). Em seguida, criou-se um novo *testbench* para simular o comportamento dos 3 receptores com relação à variação de frequência.

Como os circuitos à exceção do LNA possuem uma relação entre os resistores de 100/1, o ganho esperado para o inversor é $20\log 100 = 40dB$ e para o não-inversor $20\log 101 = 40.008dB$. Através da Fig.53 é possível observar exatamente essa característica. Por fim, a simulação mag da Fig.54 tem o intuito de auxiliar a relação entre os ganhos e a ressonância com a entrada.

$$Q = W_r RC \quad (4.5)$$

$$BW = \frac{1}{RC} \quad (4.6)$$

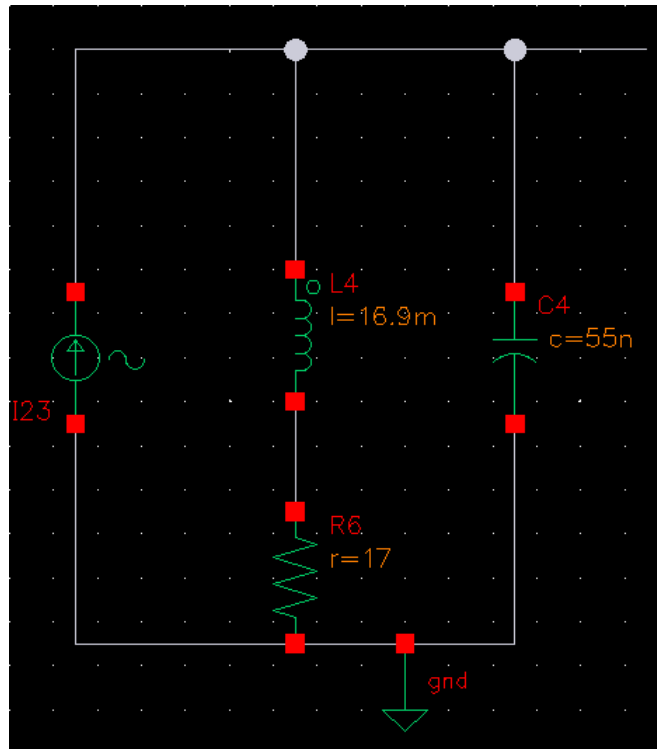


Figura 49 – Antena de recepção.

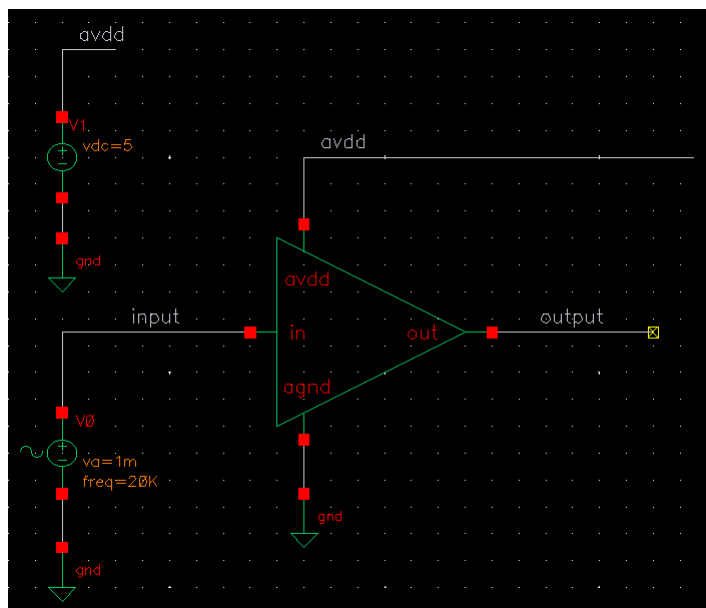


Figura 50 – Testbench - Funcionamento do LNA.

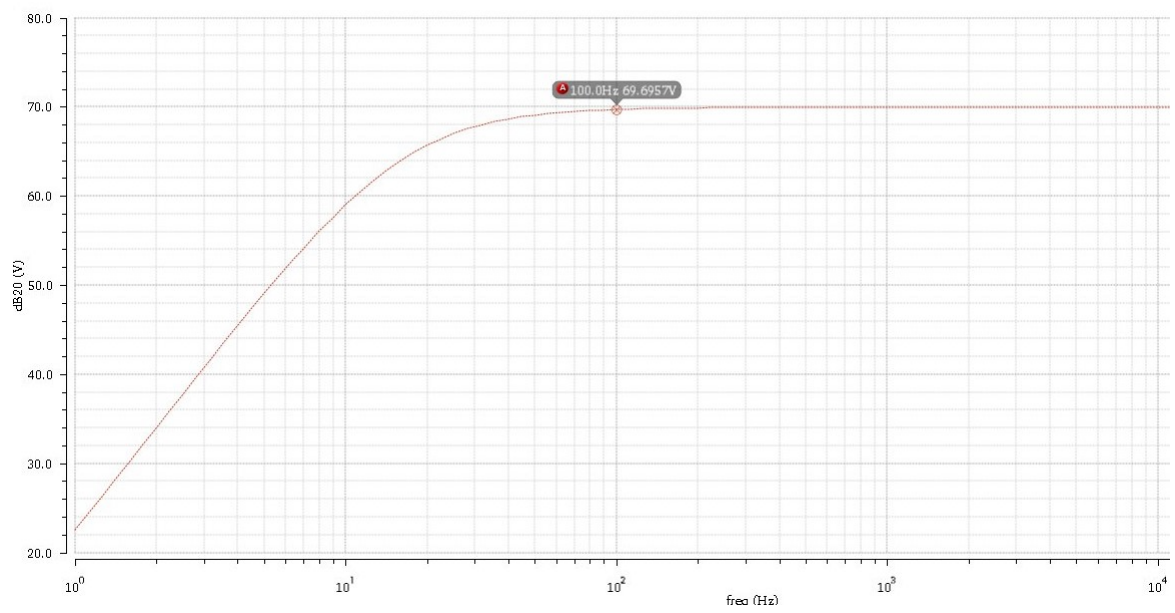


Figura 51 – Comportamento do circuito LNA.

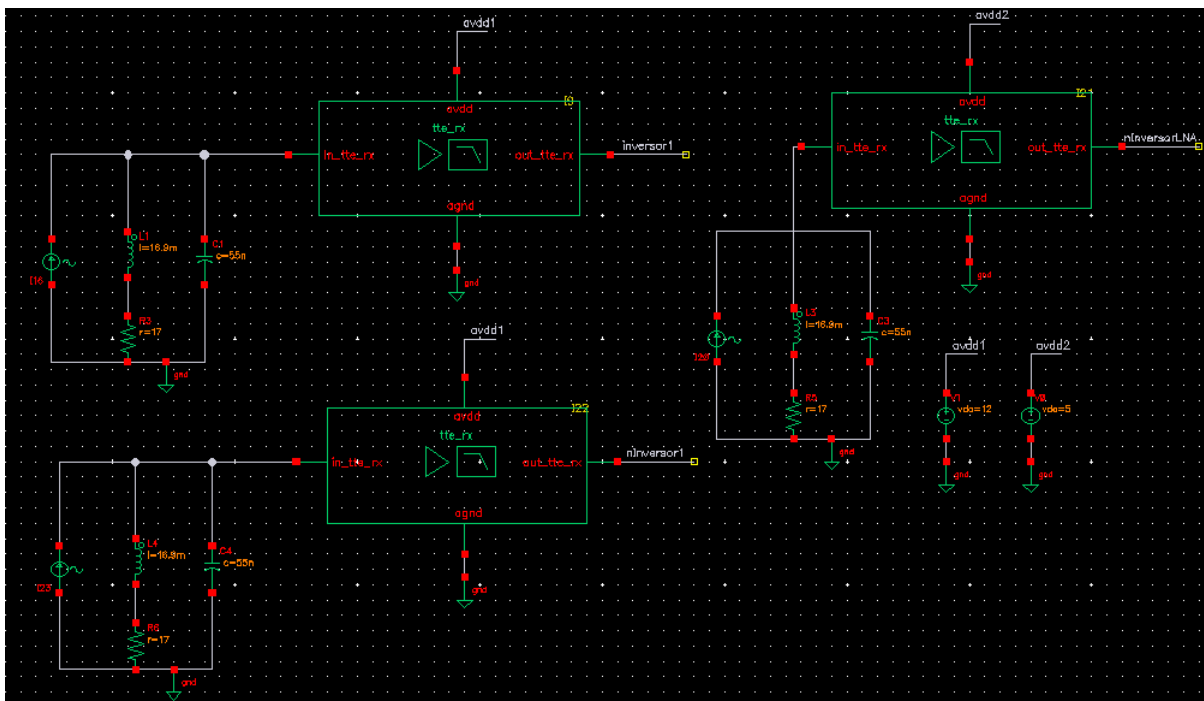


Figura 52 – Testbench para os receptores.

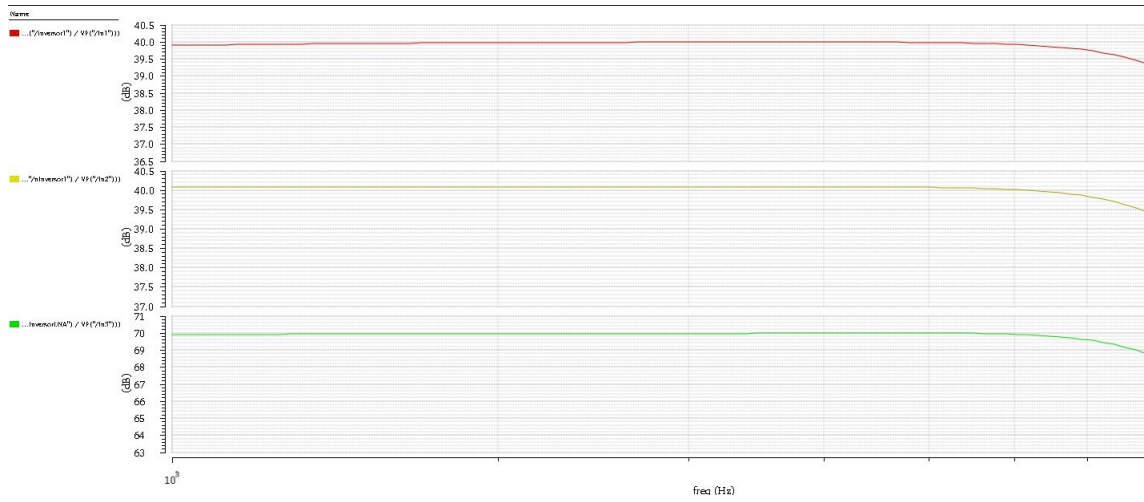


Figura 53 – Comportamento dos receptores quanto à frequência.

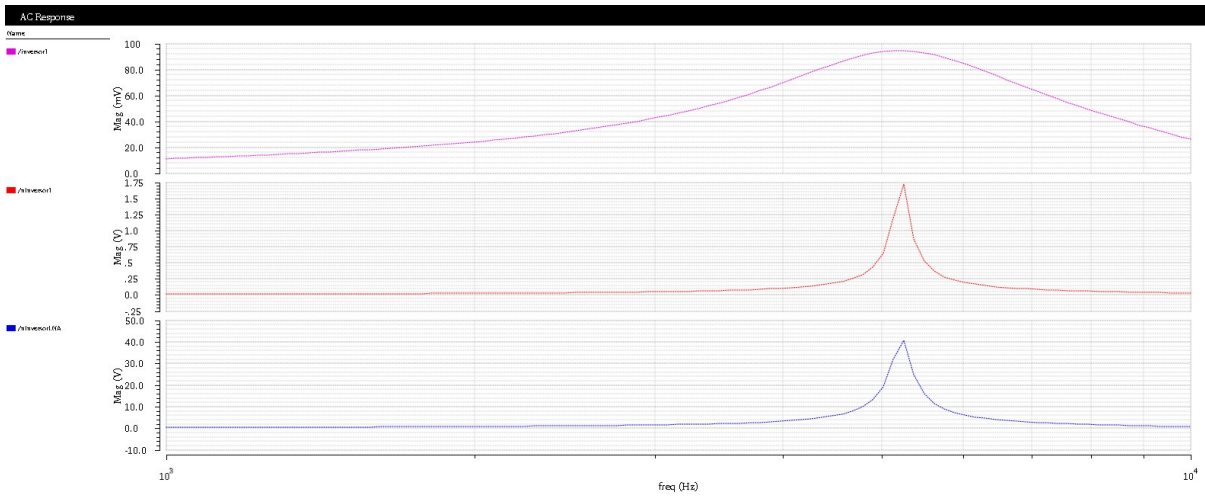


Figura 54 – Receptores e a ressonância com a antena de recepção.

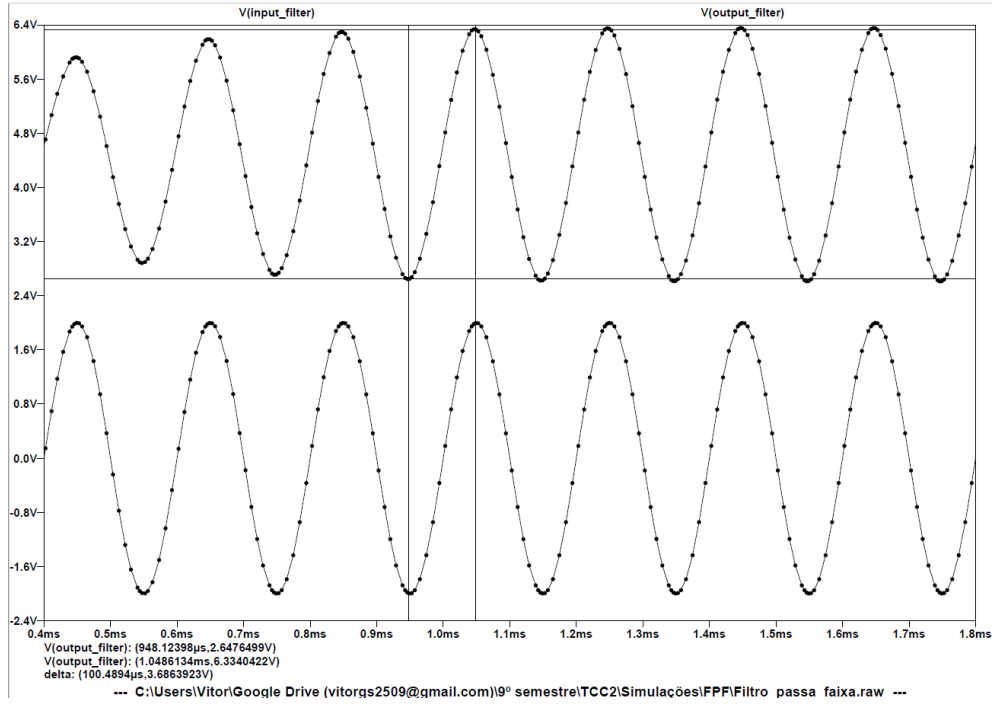


Figura 55 – Resposta transiente do Filtro ativo de quarta ordem.

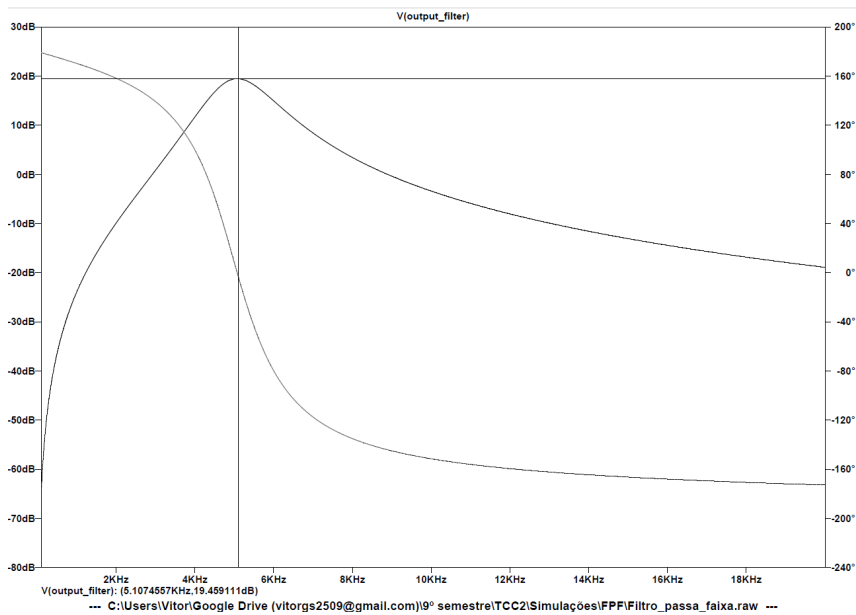


Figura 56 – Resposta em frequência do Filtro ativo de quarta ordem.

4.1.4.2 JFET-Input LNA + OpAmp-Cascaded LNA (Com modelos SPICE)

A Fig.57 apresenta o resultado da simulação $I_d \times V_{gs}$ do JFET 2SK3557. Para isso, aplicou-se $V_{gs} = 0$ entre os terminais de gate e source, com o intuito de observar essa curva para sob uma das condições para que o JFET alcance sua maior admitância. É possível observar que para $V_{ds} = 2V$ a corrente $I_d = 14mA$, enquanto que no datasheet fornecido pelo fabricante esse valor é aproximadamente $15mA$ - o que demonstra coerência entre o comportamento DC do modelo e o Datasheet-. No caso do BJT 2N3799, a Fig.58 apresenta o comportamento transiente do transistor quando inserido em um contexto de emissor-comum. Observando a figura, nota-se uma amplificação do sinal de entrada com valor em cerca de 40, a manutenção da fase entre entrada e saída, além de um *offset* no sinal de saída.

O testbench da Fig.38 foi criado com o intuito de analisar o comportamento do Opamp-cascaded LNA quando utilizado o modelo SPICE do OP213 (diferente do LNA utilizado na Fig.25, onde se utilizou uma descrição em verilog-a para um amplificador operacional genérico). A Fig.64 apresenta o ganho $A_v = 995.4V$, resultado da multiplicação entre os ganhos entre cada um dos estágios do cascaded. Além disso, a Fig.65 mostra o $E_{in} = 7.462 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ desse LNA. Outro resultado de interesse é apresentado na Fig.59, que contém a magnitude do ganho AC do estágio discreto do JFET-Input LNA. Esse ganho é observado no coletor do 2N3799, sendo que $A_v = 87.75$ (ou $A_{dB} = 38.86dB$) quando analisado na frequência de operação do sistema ($f_{op} = 5.04kHz$). Além disso, esse ganho é estável desde os kHz até os MHz . O E_{in} desse estágio é apresentado na Fig.60, sendo que na frequência de operação f_{op} seu valor é de $2.506 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$.

Através do testbench da Fig.36, é possível obter os resultados referentes ao ganho e ao comportamento transiente do estágio não-inversor do JFET-Input LNA (Fig.61 e 62, respectivamente). Esse ganho A_v tem valor de $10.5 V/V$ (ou $A_{db} = 20.42dB$) até aproximadamente $10^5 Hz$, onde começar a decair. Quanto ao comportamento transiente, observa-se na saída (sinal vermelho) uma congruência em fase quanto à entrada, mas com um offset. Em seguida, a Fig.63 apresenta o E_{in} desse estágio em f_{op} , sendo $E_{in} = 7.27 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. Por fim, as Fig.66, 67 e 68 apresentam o ganho, o comportamento transiente e o E_{in} referentes ao circuito final do JFET-Input LNA. O ganho A_v é de $923.3 V/V$ (ou $A_{db} = 59.3dB$), enquanto que o $E_{in} = 3.429 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. Além disso, a simulação transiente apresenta um sinal de saída em fase com relação à entrada, mas com um offset considerável.

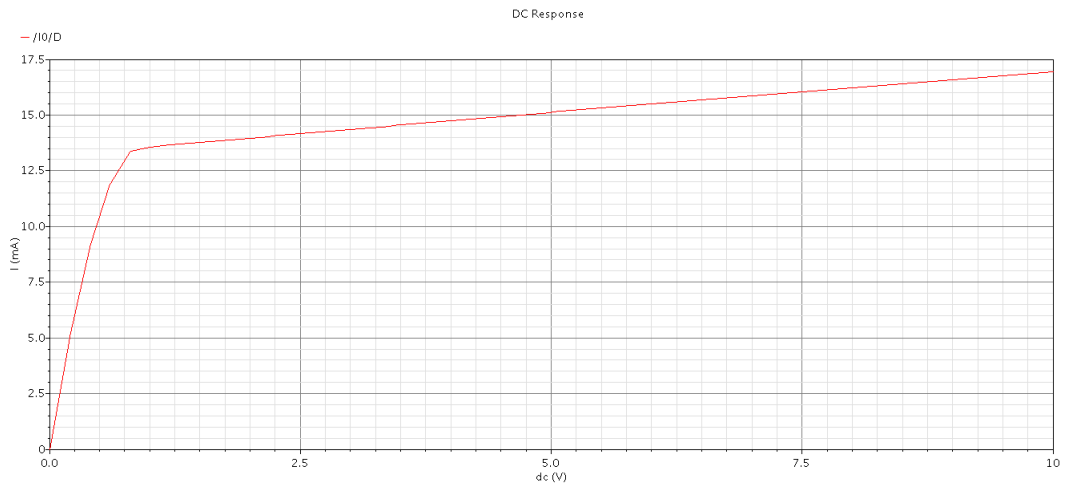


Figura 57 – Resultado da simulação $I_d \times V_{gs}$ do JFET 2SK3557.

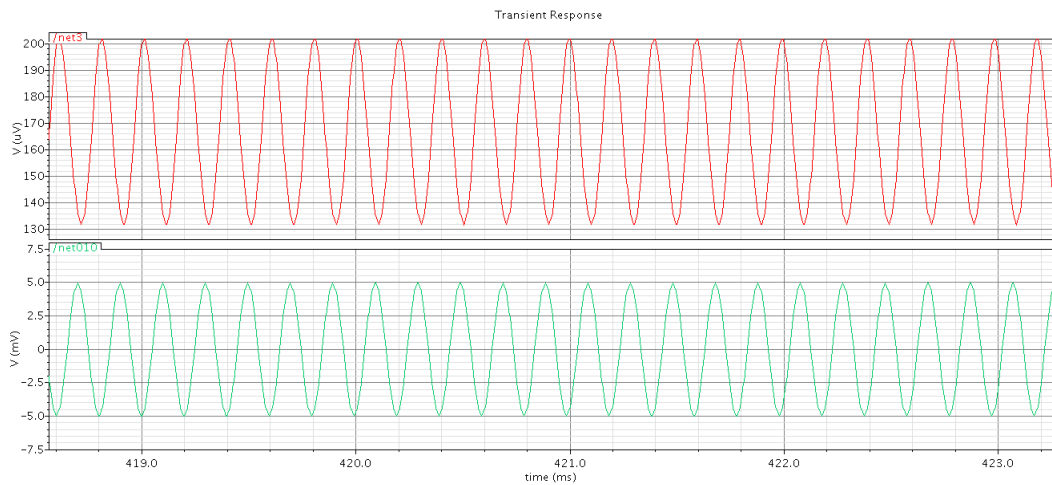


Figura 58 – Resultado da simulação transiente do amplificador emissor-comum formado pelo PNP 2N3799.

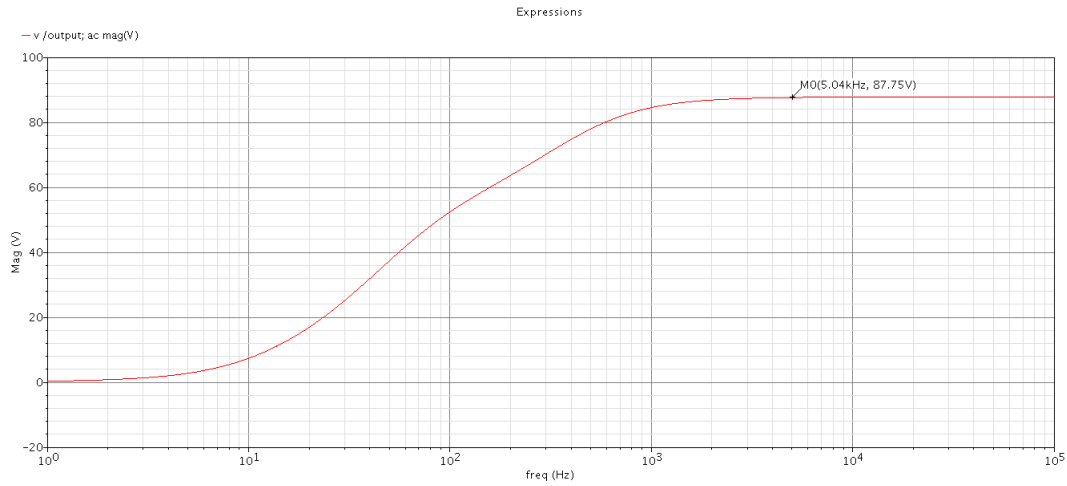


Figura 59 – Ganho AC do estágio discreto do JFET-Input LNA com relação à variação de frequência.

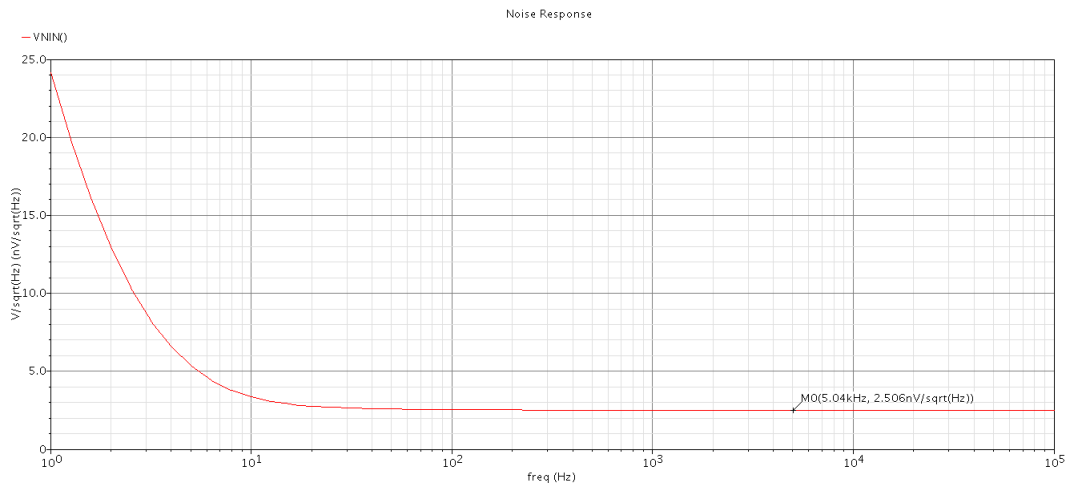


Figura 60 – E_{in} referente ao estágio discreto do JFET-Input

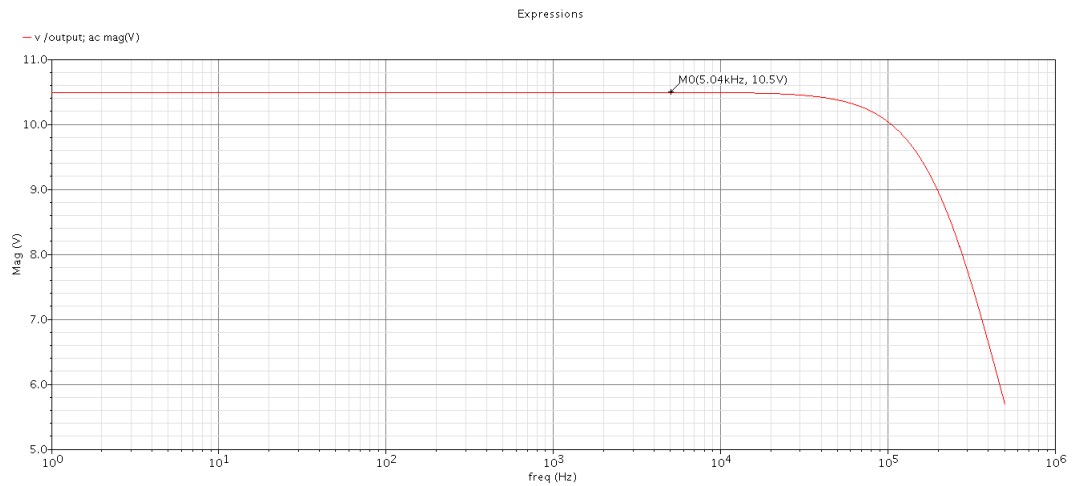


Figura 61 – Ganho AC do estágio não-inversor do JFET-Input LNA com relação à variação de frequência.

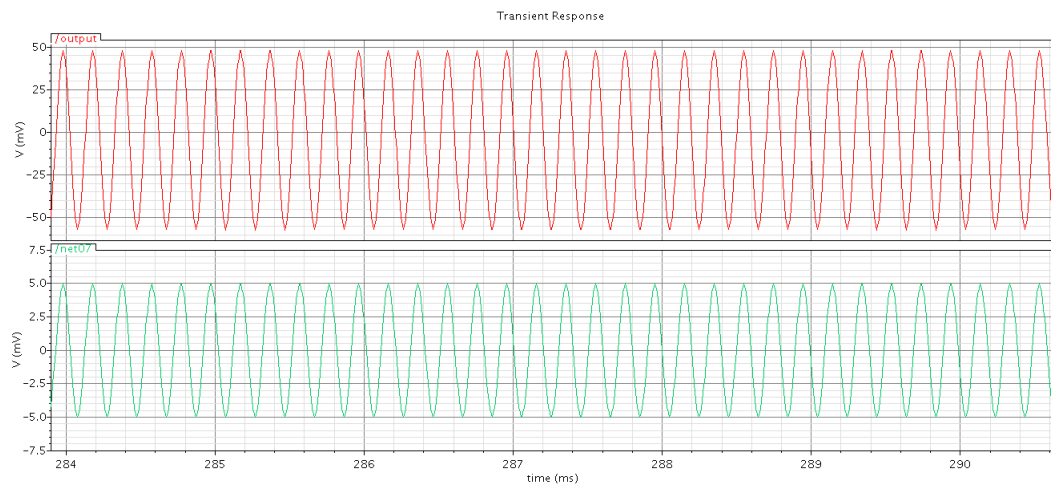


Figura 62 – Comportamento transiente do estágio não-inversor do JFET-Input LNA.

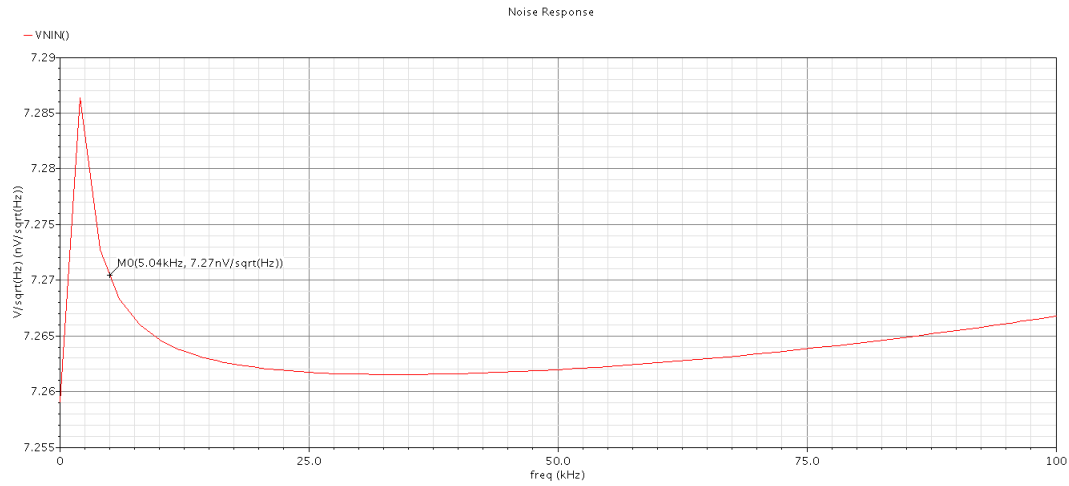


Figura 63 – E_{in} referente ao estágio não-inversor do JFET-Input LNA.

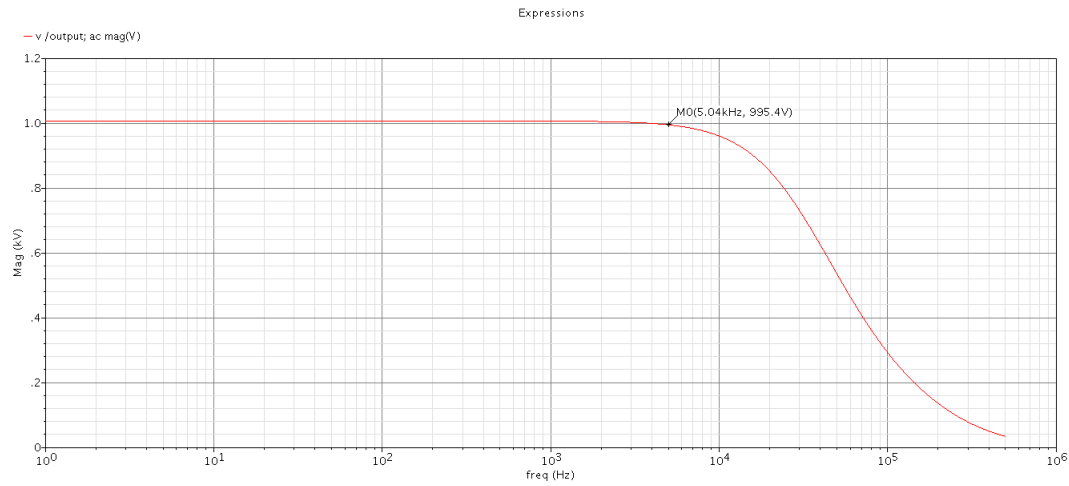


Figura 64 – Ganho AC do OpAmp-cascaded LNA modelado com as características SPICE do OP213.

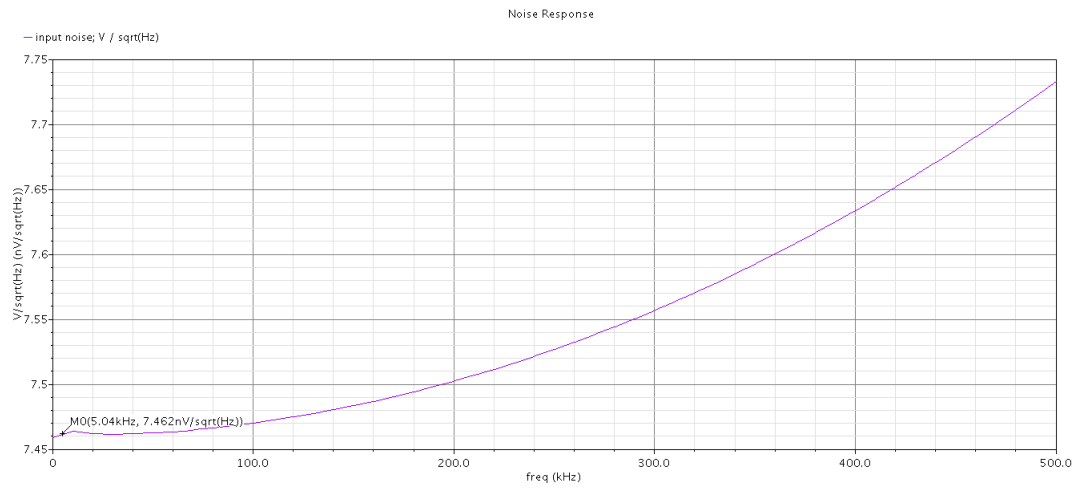
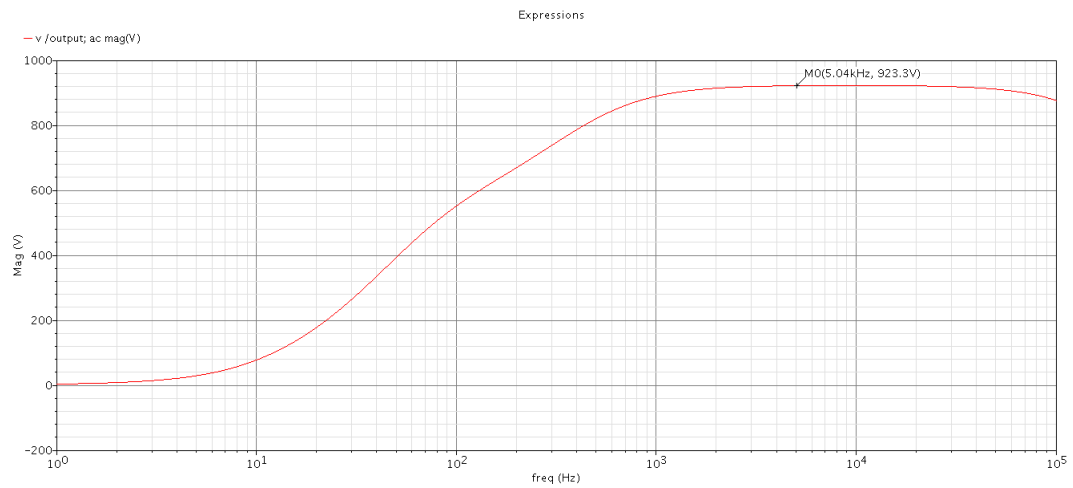
Figura 65 – E_{in} referente OpAmp-cascaded LNA.

Figura 66 – Ganho AC Final do JFET-Input LNA.

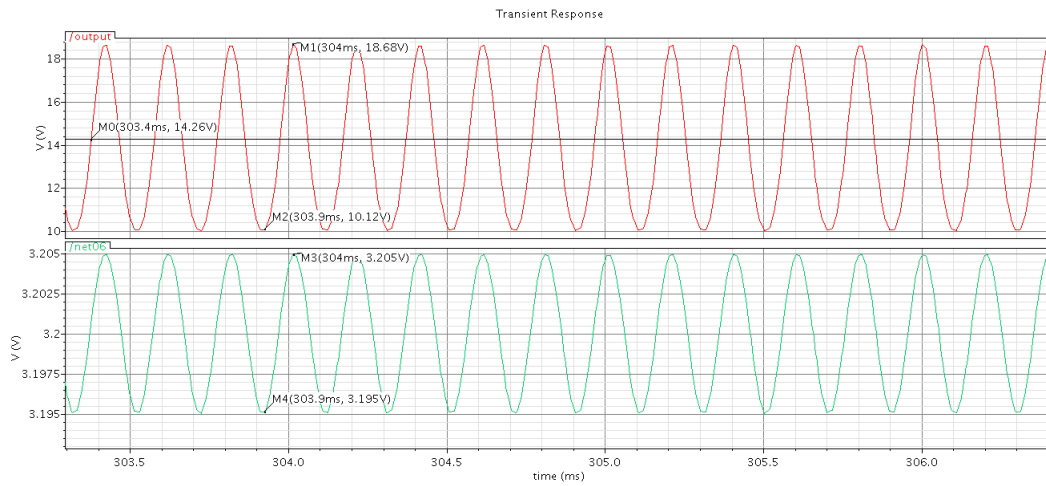


Figura 67 – Comportamento transiente final do JFET-Input LNA.

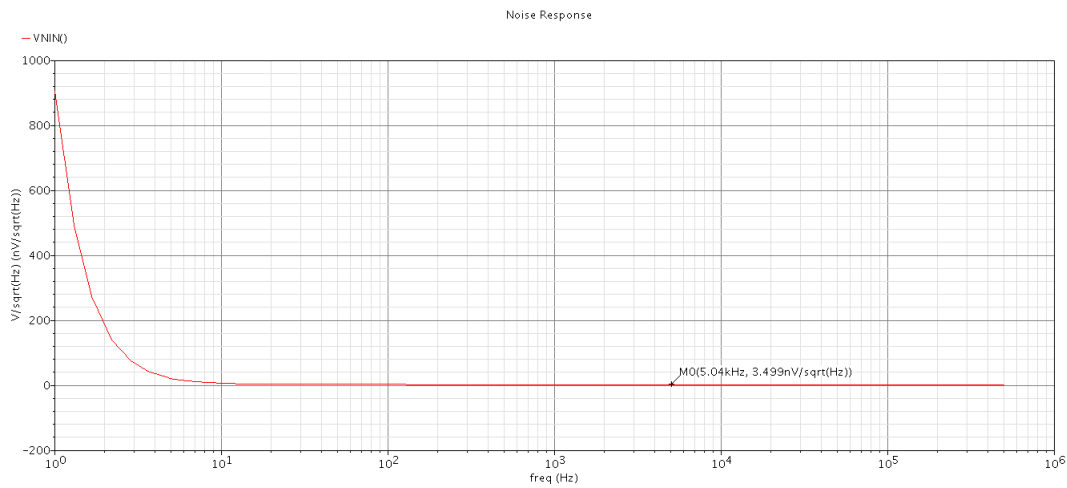


Figura 68 – E_{in} referente ao circuito final do JFET-Input LNA.

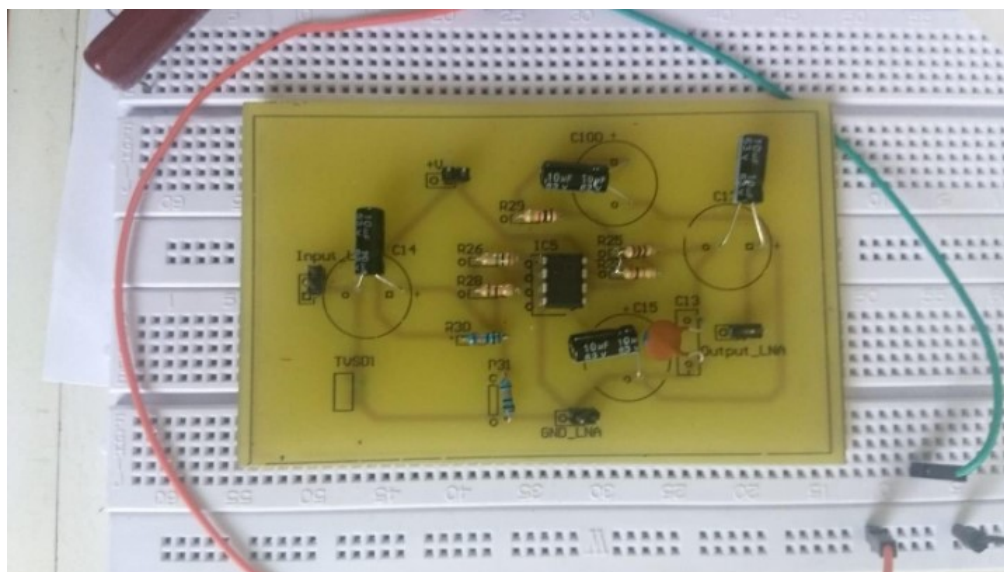


Figura 69 – Placa de Circuito Impresso do OpAmp-cascad LNA.



Figura 70 – Placa de Circuito Impresso do Filtro Ativo de Quarta Ordem.



Figura 71 – Placa de Circuito Impresso do JFET-Input LNA (frente).

4.2 Discussão dos Resultados

Em concordância com as características do canal TTE descritas em 2.1.4, observa-se que todos os 3 sistemas receptores propostos em 3.2 e 3.3 apresentam o pico de seu funcionamento próximo aos 5kHz, que é justamente a frequência de ressonância. Além disso, levando em consideração as discussões sobre fator de qualidade Q de um circuito RLC em paralelo é dado pela Eq.4.5 e a largura de banda pela Eq.4.6, é de se esperar que os receptores com maior impedância de entrada apresentem os maiores fatores de qualidade. Levando em consideração as características apresentadas pelo canal TTE quanto às frequências de operação utilizadas para comunicação através do seu meio, a ressonância entre a antena de recepção e o restante da cadeia receptiva deve apresentar a maior sintonia possível.

Através da Fig.54 é possível observar que justamente os receptores que foram formados por amplificadores operacionais na topologia não inversora (de maior impedância de entrada) apresentaram a banda mais estreita e os maiores fatores de qualidade. Além disso, o receptor que utiliza os AmpOps cascadeados levando em consideração a metodologia LNA apresentou o maior ganho entre os circuitos. Dessa forma, esse circuito foi o escolhido para ser prototipado, pois de acordo com a Eq.2.50, essa característica garante uma atenuação dos ruídos dos próximos estágios a serem selecionados para integrar o sistema final. O protótipo feito para sua placa é mostrado na Fig.69, sendo que sob uma

alimentação de 14.5V e um sinal de entrada de $5mV_{pp}$ o ganho apresentado pela placa foi de 2650 V/V (muito próximo ao esperado, de 3000 V/V). Dessa forma, pode-se afirmar que esse circuito cumpriu com os requisitos impostos pelo ambiente e pode ser utilizado para comunicação TTE para longas distâncias.

O filtro ativo de quarta ordem foi projetado tendo como validação as Fig.55 e 56, sendo que a última mostra a resposta do filtro quanto à variação de frequência de entrada. É possível observar que o pico da resposta do filtro ocorre justamente na f_{op} , mostrando sua eficiência quanto ao projeto desenvolvido. Quando testada em bancada, observou-se que o filtro atenuava o sinal em mais de 80% o sinal de entrada, sendo indiferente quanto à variação de frequência. Outro problema encontrado foi que o encaixe do LT1568 foi projetado a ser discreto, enquanto que o CI era SMD. Dessa forma, uma segunda placa foi utilizada para auxiliar no encaixe entre o SMD e o restante da topologia. Contudo, não houve alteração circunstancial no resultado obtido. A solução encontrada para os problemas foi o reprojetado da placa em questão, contudo, não foi possível realizar a mesma quantidade de testes em bancada como para o LNA.

No caso do JFET-Input LNA, o funcionamento do estágio não-inversor composto pelo OP213 foi validado através das simulação da Fig.36, e pelos resultados práticos obtidos na elaboração do OpAmp-cascaded LNA. A simulação da Fig.62 apresentou um ganho igual ao esperado ($A_v = 10.5$), seguindo a teoria apresentada em Eq.2.27. No caso da simulação transiente, esperava-se solucionar o problema do offset de saída através do uso de capacitores de acoplamento e desacoplamento, entretanto, verificou-se o mesmo comportamento independente do seu uso. Além disso, essas simulações foram realizadas através de uma alimentação *dual-supply*, já que o uso da configuração *single-supply* acarretava em uma saída zerada. Contudo, sabe-se o CI OP213 é capaz de operar em *single-supply* tanto pelo datasheet, quanto pelos testes práticos realizados com OpAmp-cascade LNA. Dessa maneira, conclui-se que embora o modelo SPICE do OP213 apresente limitações quanto a certos parâmetros da simulação, na prática a topologia é funcional e aplicável.

No que diz respeito ao estágio discreto do JFET-Input LNA, seu ganho = 87.75 foi bem satisfatório, levando em consideração que a admitância ($35mS$) do 2SK3557 não está no mesmo patamar quando comparada a dos JFETs de alto custo. Contudo, o requerimento de um $V_{gs} = 5V$ para que esse transistor opere no melhor cenário de admitância, somado com o uso de uma quantidade razoável de blocos que requerem uma tensão razoável para operar, acaba por exigir uma alta tensão de alimentação para o sistema. Além disso, observou-se através da simulação transiente que esse estágio também gerou um offset de saída que não foi solucionado com a inserção de capacitores de acoplamento e desacoplamento. Além do mais, o gate de $Q3$ só estava aceitou polarizações diretas, ou seja, com a inserção de uma fonte em sua entrada. Dessa forma, esse valor de tensão termina por ser amplificado por esse estágio, e também pelo estágio seguinte, prejudi-

cando o sinal de saída. Essas informações demonstram outro caso de limitação de modelo SPICE fornecido pelo fabricante, já que a tensão de gate se mostrou invariável a qualquer tentativa de polarização que utilizasse os resistores $R7$, $P3$ e o capacitor $C8$, sendo que esse comportamento distoia da teoria e prática no que diz respeito à polarização de FETs, já que a divisão de tensão é uma técnicas mais exploradas dentro de projetos de circuitos eletrônicos(19)(18).

As Fig.66 e 67 apresentam os resultados finais do JFET-Input LNA. O ganho $A_v = 923.3$ em f_{op} vai de encontro com o esperado, já que o ganho final do circuito é aproximado através da multiplicação entre os ganhos de cada estágio (nesse caso, o estágio discreto e o não-inversor). A excursão do sinal ao redor da tensão de $14V$ mostra a influência da amplificação do offset de cada um dos estágios quando amplificados, bem como as limitações dos modelos SPICE já discutidos. A placa final desse LNA é apresentada na Fig.71, que mostra a exclusão de $P3$ para dar lugar a um Header de 3 terminais. Essa modificação teve como objetivo facilitar a soldagem dos componentes, bem como o teste da placa, sendo que os terminais do potenciômetro foram ligados nesse Header através de jumpers. Apenas um teste pôde ser realizado em bancada para esse bloco, sendo sua saída incompatível com o que era esperado em comparação as simulações. Foram observados problemas de condutividade em algumas trilhas, o que pode ter impossibilitado a polarização dos componentes ativos, bem como aumentado o ruído presente.

As Fig.60, 63, 65 e 68 apresentam as densidades tensão de ruído (E_{in}) de cada um dos estágios utilizados nesse projeto analisados na f_{op} . O E_{in} do estágio discreto apresentou valor de $2.506 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, sendo que a frequência de corner é aproximadamente $10Hz$. A partir desse ponto, a curva se estabiliza como ruído branco, sendo o ruído térmico a principal componente do ruído. Já no caso do estágio não-inversor, observou-se através da Fig.63 que na f_{op} o $E_{in} = 7.27 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. É possível observar que esse valor se encontra na faixa do ruído $1/f$, enquanto que o ruído esperado pelo datasheet era de $4.7 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$. A densidade de ruído final do JFET-Input LNA na f_{op} foi de $3.499 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ (Fig.68), sendo a f_c anterior aos $10Hz$. Com isso, é possível afirmar que a inserção do estágio JFET na entrada do estágio não-inversor cumpriu com o objetivo proposto, pois é possível reduzir a densidade final de ruído de entrada do circuito e consequentemente o ruído final, já que o ruído em LNAs se resume ao ruído de entrada do estágio pré-amplificador (nesse caso, o estágio JFET-Input)(28).

À excessão do OpAmp-cascaded, todas as outras placas tiveram poucas oportunidades de teste. Isso se deve ao período de pandemia global enfrentado ao longo da elaboração desse trabalho, que acabou por limitar o uso de laboratórios, bem como a interação presencial entre os colaboradores desses projetos para análise do funcionamento das topologias. Contudo, além do funcionamento prático do OpAmp-Cascaded, esse trabalho cumpriu com sua proposta de apresentar levantamento teórico, metodológico e de

simulação para o projeto de receptores para comunicação TTE, bem como o comparativo entre as características de ruído para cada um dos blocos projetados.

Referências

- 1 MINERAÇÃO, I. B. de. *Relatorio Anual de Atividades*. 2018. Citado na página 27.
- 2 MINERAÇÃO, A. N. de. *Anuário Mineral Brasileiro*. 2018. Citado na página 27.
- 3 CARRENO, J. P. na et al. Through-the-earth (tte) communications for underground mines. *JOURNAL OF COMMUNICATIONS AND INFORMATION SYSTEMS*, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 27, 28, 33, 34 e 35.
- 4 SOUSA, L. et al. Desafios para a transmissão de dados em um sistema de comunicação through-the-earth (tte). *XXXIV SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES*, 2016. Citado 6 vezes nas páginas 28, 34, 35, 36, 37 e 42.
- 5 INTERSIL. *Operational Amplifier Noise Prediction (All Op Amps)*. 1996. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 40.
- 6 JEFFERTS, S. R. A very low-noise fet input amplifier. National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado, 1989. Citado na página 29.
- 7 LINEAR TECHNOLOGY. *LT1568 Fourth Order Active RC Filter IC*. 1630 McCarthy Blvd, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 59.
- 8 CARRENO, J. P. na. *Channel modeling for Through-The-Earth (TTE) Communication Systems*. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- 9 MENDES, H. B. S. et al. *Experimental Platform for Through-The-Earth Communication*. *XXXIV SIMPÓSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES*: [s.n.], 2018. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 35.
- 10 RAZAVI, B. *RF Microelectronics second edition*. [S.l.]: Prentice Hall, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 37, 38, 39, 47, 48, 49 e 61.
- 11 MANCINI, R.; CARTER, B. Op amps for everyone. In: _____. [S.l.]: Newnes, 2003. cap. Chapter 10. Citado 6 vezes nas páginas 37, 38, 39, 41, 42 e 60.
- 12 ST MICROELECTRONICS. *Power MOSFET avalanche characteristics and ratings*. [S.l.], 2006. Citado na página 40.
- 13 SZASZ, T. Bio-response to white noise excitation, electro- and magnetobiology. Szent István University, 2001. Citado na página 41.
- 14 RAAB, F. H. Noise model for low-frequency through-the-earthcommunication. *RADIO SCIENCE*, 2010. Citado na página 42.
- 15 MANCINI, R.; CARTER, B. *Op Amps for Everyone*. [S.l.]: Newnes, 2003. Citado 4 vezes nas páginas 43, 44, 45 e 46.
- 16 TEXAS INSTRUMENTS. *DC Parameters: Input Offset Voltage (VIO)*. [S.l.], 2001. Citado na página 45.

- 17 DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. *Introdução aos circuitos elétricos*. [S.l.]: LTC, 2012. v. 8. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 51.
- 18 MOTCHENBACHER, C. D. *LOW-NOISE ELECTRONIC SYSTEM DESIGN*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 1993. Citado 4 vezes nas páginas 52, 53, 84 e 100.
- 19 CIOFI, G. G. C.; SCANDURRA, G. Dedicated instrumentation for high sensitivity, low frequency noise measurement systems. Dipartimento di Fisica della Materia e TFA and INFN, Salita Sperone,31 I-98166, Messina, Italy, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 100.
- 20 TEXAS INSTRUMENTS. *Trade-offs Between CMOS, JFET, and Bipolar Input Stage Technology*. [S.l.], 2019. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 64.
- 21 KUNDERT, K. *The designer's guide to Verilog-AMS*. [S.l.]: Springer Publishing Company, 2004. Citado na página 55.
- 22 TEXAS INSTRUMENTS. *Single Supply Op Amp Design Techniques*. [S.l.], 2001. Citado na página 61.
- 23 TEXAS INSTRUMENTS. *Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits*. [S.l.], 2007. Citado na página 62.
- 24 LINEAR INTEGRATED SYSTEMS. *A GUIDE TO USING FETS FOR SENSOR APPLICATIONS*. 4042 Clipper Court, Fremont, CA 94538, 2014. Citado na página 64.
- 25 JEFFERTS, S. R. A very low-noise fet input amplifier. National Institute of Standards and Technology, Boulder, Colorado 80303, 1989. Citado na página 64.
- 26 SEMICONDUCTOR COMPONENTS INDUSTRIES. *2SK3557 - N-Channel JFET*. [S.l.], 2013. Citado na página 64.
- 27 CENTRAL SEMICONDUCTOR CORP. *2N3799 - SILICON PNP TRANSISTORS*. 145 Adams Avenue. Hauppauge, NY 11788 USA, 2014. Citado na página 64.
- 28 LEVINZON, F. A. Ultra-low-noise high-input impedance amplifier for low-frequency measurement applications. 2008. Citado na página 100.

Apêndices

APÊNDICE A – Primeiro Apêndice

```
1 // VerilogA for tte_unb_v2, rx_lna, veriloga
2 'include "constants.vams"
3 'include "disciplines.vams"
4 module rx_lna_v1(out, agnd, avdd, in);
5 //pins declaration
6 output out;
7 electrical out;
8 inout agnd;
9 electrical agnd;
10 inout avdd;
11 electrical avdd;
12 input in;
13 electrical in;
14 electrical out1; //internal node
15 //parameters declaration
16 parameter real gain_db=10;
17 parameter real zin=1K;
18 parameter real zout=10;
19 //local variables declaration
20 parameter real realgain = pow(10, gain_db/20.0);
21 parameter real zbias = 5K;
22 analog begin
23 V(in,agnd) <+ zin*I(in,agnd); //input impedance
24 V(out1,agnd) <+ realgain*V(in,agnd);
25 V(out,out1) <+ zout*I(out,out1);
26 //power consumption
27 V(avdd,agnd) <+ zbias*I(avdd,agnd);
28 end
29 endmodule
```