

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CAMPUS FLORIANÓPOLIS
ENGENHARIA ELETRÔNICA

Daniel Igiski Baron

**Projeto de amplificador de transimpedância integrado para
receptor óptico em tecnologia BICMOS 130 nm.**

Florianópolis
2024

Daniel Igiski Baron

**Projeto de amplificador de transimpedância integrado para
receptor óptico em tecnologia BICMOS 130 nm.**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica do Campus Florianópolis da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.
Orientador: Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr.
Coorientador: Eng. Rodrigo Eduardo Rotava, Msc.

Florianópolis
2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Igiski Baron, Daniel

Projeto de amplificador de transimpedância integrado para receptor óptico em tecnologia BICMOS 130 nm. / Daniel Igiski Baron ; orientador, Fernando Rangel de Sousa, coorientador, Rodrigo Eduardo Rottava, 2024.

93 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia Eletrônica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Eletrônica. 2. Engenharia Eletrônica. 3. Amplificador de Transimpedância. 4. Receptores Ópticos. 5. Comunicação digital de alta velocidade. I. Rangel de Sousa, Fernando . II. Eduardo Rottava, Rodrigo. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Eletrônica. IV. Título.

Daniel Igiski Baron

Projeto de amplificador de transimpedância integrado para receptor óptico em tecnologia BICMOS 130 nm.

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Eletrônica e aprovado em sua forma final pelo Curso de Engenharia Eletrônica.

Florianópolis, 12 de Julho de 2024.

Prof. Daniela Ota Hisayasu Suzuki, Dra.
Coordenador(a) do Curso

Prof. Fernando Rangel de Sousa, Dr.
Orientador (EEL - UFSC)

Banca Examinadora:

Eng. Rodrigo Eduardo Rottava, Msc.
Coorientador (Chipus Microeletrônica S.A.)

Prof. Cesar Ramos Rodrigues, Dr.
Avaliador (EEL - UFSC)

Eng. Victor Hugo Bueno Preuss, Msc.
Avaliador (Chipus Microeletrônica S.A.)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, aos meus pais, Alfredo Baron e Carmem Igiski, e à minha irmã, Isadora Igiski Baron. O amor e a educação que me proporcionaram foram os alicerces que me permitiram alcançar este momento.

Agradeço à empresa Chipus Microelectronics pela oportunidade de estágio na área em que pretendo seguir carreira. Agradeço também a todos os seus colaboradores que contribuíram para minha jornada, especialmente ao meu coorientador, Rodrigo Rottava, pelos valiosos ensinamentos e desafios que me proporcionou.

Ao meu orientador, Prof. Fernando Rangel de Sousa, minha gratidão pela paciência e pelos preciosos ensinamentos ao longo deste trabalho, os quais sempre me incentivaram a superar meus limites como estudante.

Por último, mas não menos significativo, gostaria de expressar minha profunda gratidão à minha companheira, Thayná Lacerda. Sua presença foi fundamental em cada etapa do desenvolvimento deste trabalho, oferecendo-me constante apoio, acolhimento e motivação.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de um amplificador de transimpedância integrado em tecnologia SiGe BiCMOS 130 nm para aplicação em receptores ópticos de alta velocidade. O amplificador foi projetado para amplificar um sinal modulado ASK com portadora de 20 GHz e taxa de 10 Gbits/s. Foram exploradas técnicas de aumento de largura de banda com o uso de indutores. É mostrado onde o amplificador de transimpedância é inserido em um sistema de recepção de sinais ópticos e feita a sua análise em relação a ganho, largura de banda e ruído. Os resultados do projeto mostraram um ganho de transimpedância de $54 \text{ dB}\Omega$, ruído de entrada de $11,7 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ e largura de banda de 52,5 GHz. Sendo a tensão de alimentação de 2,5 V e o consumo de corrente DC de aproximadamente 3,75 mA. Alcançando uma excursão máxima na saída do amplificador de 638 mVpp.

Palavras-chave: Amplificador de Transimpedância. Receptores Ópticos. Circuitos de comunicação de alta velocidade.

ABSTRACT

This work presents the design of a transimpedance amplifier integrated in 130 nm SiGe BiCMOS technology for high-speed optical receivers. The amplifier was designed to amplify an ASK-modulated signal with a 20 GHz carrier frequency and a data rate of 10 Gbps. Bandwidth-enhancement techniques such as cascode and inductive peaking were employed. The integration of the transimpedance amplifier in an optical signal reception system is illustrated, and its performance in terms of gain, bandwidth and noise is analyzed. The project results demonstrated a transimpedance gain of $54 \text{ dB}\Omega$, an input noise of $11,7 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, and a bandwidth of 52,5 GHz. The amplifier operates with a supply voltage of 2,5 V and a DC current consumption of approximately 3,75 mA. It achieves a maximum output swing of 638 mV_{pp}.

Keywords: Transimpedance Amplifiers. Óptical Receivers. High-speed digital communication.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de comunicação óptico genérico.	22
Figura 2 – Sistema de Recepção óptico com mais detalhes. . .	23
Figura 3 – Amplificador de Transimpedância.	24
Figura 4 – Modelo de ruído do TIA.	29
Figura 5 – Amplificador realimentado com impedância Z_f . . .	30
Figura 6 – Amplificador emissor comum, com capacitâncias parasitas.	32
Figura 7 – Amplificador Cascode.	33
Figura 8 – Amplificador emissor comum com resistor de degeneração.	34
Figura 9 – Amplificador emissor comum com indutor para aumento da velocidade.	36
Figura 10 – Resposta em frequência do amplificador emissor comum com indutor paralelo, para diferentes valores de ζ	38
Figura 11 – Resposta no domínio do tempo do amplificador emissor comum com indutor paralelo, para diferentes valores de ζ	39
Figura 12 – Indutor em série para aumento da velocidade. . . .	40
Figura 13 – Ganho de transimpedância normalizado com indutor série, para diferentes valores de ζ	41
Figura 14 – Amplificador de transimpedância, diagrama de alto nível.	44
Figura 15 – Resposta em frequência do ganho de transimpedância, em função de A_0 , para $C_{in_{amp}} = 0$	46
Figura 16 – Resposta em frequência do ganho de transimpedância, em função de $C_{in_{amp}}$, para $A_0 = 6$	47
Figura 17 – Modelo de ruído do TIA.	48

Figura 18 – Densidade espectral de potência de ruído da corrente referida a entrada, para diferentes valores de C_{in}	50
Figura 19 – Densidade espectral de potência de ruído da corrente referida a entrada, para diferentes valores de $\overline{V_{n,A}}$	50
Figura 20 – Arquitetura amplificador escolhido.	52
Figura 21 – Parâmetros DC vs Comprimento de emissor. (a) Resistência da base. (b) Capacitâncias parasítas.	54
Figura 22 – Frequência de ganho unitário em função da corrente quiescente.	55
Figura 23 – Modelo de pequenos sinais do amplificador em malha aberta.	57
Figura 24 – Modelo de pequenos sinais do amplificador em malha aberta.	58
Figura 25 – Modelo de ruído do amplificador.	61
Figura 26 – Amplificador de transimpedância projetado	65
Figura 27 – Ganho de transimpedância em função da frequência	67
Figura 28 – Atraso de grupo em função da frequência	68
Figura 29 – Ruído referido a entrada em função da frequência.	69
Figura 30 – Tensão de saída em função da corrente de entrada	70
Figura 31 – Simulação Monte Carlo. (a) Ganho de Transimpedância. (b) Variação do atraso de grupo.	73
Figura 32 – Modelo da impedância de entrada do TIA.	84
Figura 33 – Modelo da impedância de entrada do TIA.	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparações de diferentes trabalhos estado da arte e o presente projeto.	19
Tabela 2 – Especificações do projeto do amplificador de transimpedância.	43
Tabela 3 – Parâmetros extraídos da tecnologia	56
Tabela 4 – Valores dos componentes do TIA.	64
Tabela 5 – Variação das variáveis de projeto em função da temperatura.	71

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	MOTIVAÇÃO	16
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	17
1.3	TRABALHOS RELACIONADOS	17
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	21
2.1	SISTEMA DE RECEPÇÃO DE SINAIS ÓPTICOS	21
2.2	AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA	24
2.2.1	Análise do Ganho	25
2.2.1.1	Modelo de segunda ordem do ganho	26
2.2.2	Análise de Ruído	28
2.3	TÉCNICAS PARA AUMENTO DA BANDA PASSANTE	30
2.3.1	Problema: Efeito Miller	30
2.3.2	Amplificador Cascode	32
2.3.3	Resistor de Degeneração	34
2.3.4	Aumentando a largura de banda com indutores	36
2.3.4.1	Indutor Paralelo	36
2.3.4.2	Indutor Série	39
3	PROJETO DO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA	43
3.1	INTRODUÇÃO	43
3.2	AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA	45
3.2.1	Análise do Ganho	45
3.2.2	Análise do Ruído	48
3.2.3	Projeto do Amplificador em Malha Aberta	51
3.2.3.1	Arquitetura	51
3.2.3.2	Tecnologia e Extração dos Parâmetros	53
3.2.3.3	Ganho e Resposta em Frequência	57
3.2.3.4	Ruído	60

3.2.4	Metodologia de Projeto	62
3.2.5	Arquitetura Final	64
3.3	RESULTADOS OBTIDOS	66
3.3.1	Resposta em Frequência	66
3.3.2	Ruído	69
3.3.3	Linearidade	70
3.3.4	Variações de Temperatura	71
3.3.5	Variação de Processos	72
4	CONCLUSÃO	75
	REFERÊNCIAS	78
	APÊNDICE A – ATRASO DE GRUPO	83
	APÊNDICE B – DERIVAÇÃO DAS EQUAÇÕES DO PROJETO	84
B.1	EQUAÇÃO DE GANHO DO TIA	84
B.2	EQUAÇÃO DE RÚIDO DO TIA	86
B.3	EQUAÇÃO DE GANHO DO AMPLIFICADOR EM MALHA ABERTA	89
B.4	EQUAÇÃO DE RÚIDO DO AMPLIFICADOR EM MA- LHA ABERTA	91

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

Embora a demanda por poder de computação tenha se estabelecido em grande parte para os consumidores, o advento da era da Nuvem, impulsionada por 5G, Inteligência Artificial, Internet das Coisas, entre outras tecnologias, continua a exigir uma largura de banda de comunicação cada vez maior. A comunicação óptica substituiu a comunicação elétrica na maioria dos cenários de alta velocidade, como redes backbone, data centers, nuvem, etc. Desenvolvimentos recentes em fotônica de silício aceleraram ainda mais essa tendência, prometendo melhor desempenho, custo, eficiência energética e capacidade de miniaturização (Li et al. 2022).

Para suportar esta demanda os sistemas de comunicação ópticos precisam acompanhar essa evolução. Na cadeia de recepção, o amplificador de transimpedância é o primeiro bloco e tipicamente limita as especificações de banda, ruído e sensibilidade de todo o receptor. Isso acontece pois de modo geral a capacitância parasita do foto-receptor e do TIA (transimpedance amplifier), são grandes e formam o polo dominante do sistema (Haghi Kashani et al. 2022).

Para contornar este problema, diversas técnicas de aumento da largura de banda e de redução de ruído podem ser empregadas em amplificadores de transimpedância modernos (Li et al. 2022).

Este trabalho apresenta o projeto de um amplificador de transimpedância desenvolvido a partir da tecnologia SiGe BiCMOS de 130 nm. Explorando técnicas para o aumento da largura de banda, assim como métodos para a redução de ruído. Sendo desenvolvido ao longo de um estágio na empresa Chipus Microelectronics, como parte do treinamento.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho inicia no Capítulo 2 com a apresentação dos fundamentos teóricos essenciais para o entendimento do amplificador de transimpedância. São abordados tópicos como o papel do TIA em um sistema de recepção óptica, além da análise geral em relação a ganho, largura de banda e ruído, seguindo com algumas técnicas utilizadas para aumentar a largura de banda.

No Capítulo 3, é detalhado o amplificador de transimpedância projetado para este trabalho, incluindo suas especificações, topologia e as decisões de projeto envolvidas. Por fim, são apresentados os resultados de simulação obtidos, que validam o desempenho do circuito.

1.3 TRABALHOS RELACIONADOS

Dentre as pesquisas analisadas, foram selecionadas aquelas que utilizam a mesma tecnologia e a topologia de TIA com realimentação paralela, conforme adotado neste trabalho. No entanto, todos os projetos analisados incluem estágios de pós-amplificação, equalização e amplificadores limitadores, que estão fora do escopo desta monografia. Neste projeto, apenas o estágio do TIA foi implementado, o que de certa forma, limita a comparação. Entretanto ainda é possível ter uma ideia da performance considerando essas diferenças. A Tabela 1 apresenta um comparativo entre os trabalhos relacionadas.

Em García López et al. (2018), o TIA é construído a partir de um amplificador diferencial, seguido por um VGA (Amplificador de Ganho Variável) e um estágio de saída. O TIA na entrada é projetado para reduzir o ruído através do aumento do resistor de realimentação, o que resulta em uma redução na largura de banda. O VGA atua como equalizador, proporcionando um ganho controlável e um pico em altas

frequências para compensar as perdas do TIA. Indutores em série e em paralelo são utilizados para aumentar a largura de banda. O que resulta em um ganho de transimpedância de $68,5 \text{ dB}\Omega$, uma largura de banda de 65 GHz , ruído de entrada de $7,6 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ e consumo de potência de 150 mW .

Em Valenzuela et al. (2020), um amplificador de transimpedância baseado na topologia Cherry Hopper é utilizado como estágio de entrada para aumentar a largura de banda. O TIA é seguido por um VGA e um estágio de saída que emprega a técnica CTLE (Continuous Time Linear Equalizer) para equalizar o ganho e aumentar a largura de banda sem a necessidade de indutores. Resultando em um ganho de transimpedância total de $56 \text{ dB}\Omega$, largura de banda de 60 GHz , ruído de entrada de $7,67 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ e consumo de potência de 163 mW .

Khafaji et al. (2021) apresenta um TIA com entrada diferencial e topologia cascode, utilizando um resistor de degeneração e um estágio seguidor de emissor. Este projeto também faz uso de indutores para aumentar a largura de banda, além de incorporar dois estágios de VGA e um amplificador limitador. Atingindo um ganho de transimpedância de $71 \text{ dB}\Omega$, largura de banda de 65 GHz , ruído de entrada de $7,2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ e consumo de 345 mW , o maior entre os analisados, devido aos dois estágios de VGA.

Dziallas et al. (2021) apresenta o melhor desempenho em termos de ruído, largura de banda e consumo de potência. Utiliza um TIA composto por um amplificador diferencial na entrada, seguido por um circuito de pós-equalização com um VGA e uma cadeia de estágios seguidor de emissor, finalizando com um estágio de saída. Além de utilizar indutores no projeto para aumentar a largura de banda. Este projeto atinge um ganho de transimpedância de $66 \text{ dB}\Omega$, largura de banda de 73 GHz , ruído de entrada de $6,3 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ e consumo de 145 mW .

Tabela 1 – Comparações de diferentes trabalhos estado da arte e o presente projeto.

	López (2018)	Valenzuela (2020)	Khafaji (2021)	Dziallas (2021)	Este Trabalho
Ganho de Transimpedância (dBΩ)	68,5	56	71	66	54
Largura de Banda (GHz)	65	60	65	73	52.5
I_n (pA/√Hz)	7,6	7,67	7,2	6,3	11,7
Potência (mW)	150	163	345	145	11.5

Fonte: Elaborado pelo autor.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Este capítulo fornece o embasamento teórico necessário para o entendimento das seções subseqüentes que abordam o projeto do amplificador de transimpedância. Inicialmente, é apresentado um panorama geral sobre sistemas de comunicação óptica e o papel do TIA nesse contexto. Em seguida, é realizada a análise do amplificador considerando seus principais parâmetros, como ganho, ruído e largura de banda. Por fim, são explorados os principais desafios que limitam a velocidade do TIA, juntamente com técnicas para aumentá-la.

2.1 SISTEMA DE RECEPÇÃO DE SINAIS ÓPTICOS

De modo geral a interface física de um sistema de comunicação de sinais ópticos é composto por três componentes principais, como pode ser visto na Figura 1.

O primeiro componente é o sistema de transmissão, que consiste em um estágio de amplificação responsável por fornecer potência ao sinal de saída, permitindo sua transmissão em longas distâncias. Além disso, o sistema inclui um laser que converte o sinal elétrico em luz.

Em seguida, o canal de transmissão, que na maioria dos casos é uma fibra óptica. A fibra óptica desempenha um papel crucial na transmissão do sinal luminoso, garantindo um transporte eficiente através de longas distâncias e com a menor perda possível.

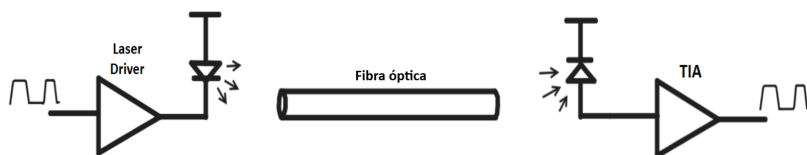
Por fim, o sistema de recepção, responsável por converter o sinal luminoso novamente em um sinal elétrico. Além disso, o sistema de recepção realiza o condicionamento adequado desse sinal elétrico para que possa ser devidamente processado (Razavi 2012).

O sinal é recebido na forma de luz e precisa ser transformado em um sinal elétrico. Para fazer esta conversão um componente chamado fotodiodo é utilizado.

Além disso é comum que o sinal recebido pelo receptor tenha sofrido perdas ao longo do canal de transmissão, resultando em uma amplitude relativamente baixa. Portanto, é necessário amplificá-lo sem a introdução excessiva de ruído.

O bloco responsável por essa tarefa é o amplificador de transimpedância (TIA), assim chamado porque recebe o sinal na forma de corrente elétrica e o amplifica, convertendo-o em um sinal de tensão elétrica. Essa conversão é necessária, uma vez que as informações são processadas na forma de tensão.

Figura 1 – Sistema de comunicação óptico genérico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

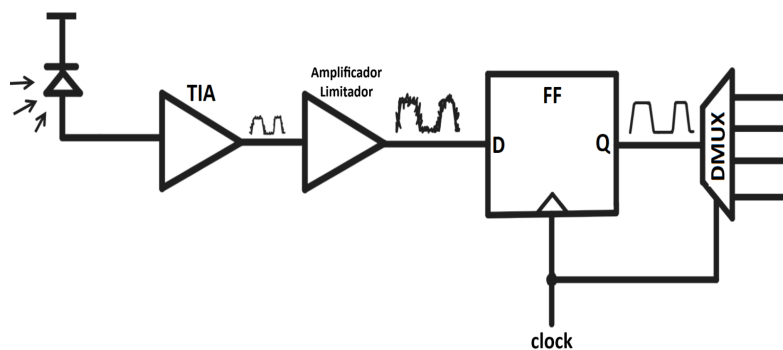
Após o TIA, são necessários alguns blocos adicionais no sistema de recepção para garantir que o sinal esteja com o formato correto. A Figura 2 ilustra esses blocos.

O amplificador de transimpedância isoladamente não garante amplificação suficiente para que os circuitos digitais possam interpretar a informação recebida. Para resolver isso, utiliza-se o Amplificador Limitador, cuja função é assegurar que o sinal esteja bem definido entre os níveis lógicos.

O sinal amplificado resultante, embora agora esteja no nível desejado, geralmente apresenta um alto nível de ruído. Esse ruído aumenta a probabilidade de interpretação incorreta pelo processador. Para mitigar esse problema, um circuito conhecido como circuito de decisão, amostra o sinal em um ponto ótimo, sendo composto por um Flip-Flop e uma base de tempo altamente precisa, resultando em uma saída praticamente livre de ruído.

Após essas etapas, é comum encontrar um demultiplexador, responsável por direcionar a informação recebida. (Razavi, 2012).

Figura 2 – Sistema de Recepção óptico com mais detalhes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

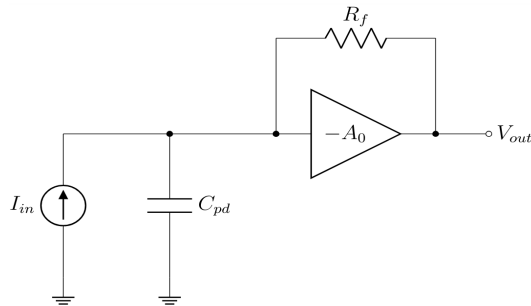
2.2 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA.

Para amplificar a corrente recebida pelo fotodiodo alguns cuidados devem ser tomados. Primeiro, o amplificador deve ter uma largura de banda grande o suficiente para suportar os sinais de alta velocidade que chegam no receptor. Segundo que o sinal pode chegar bastante atenuado pelas perdas no canal, sendo necessário avaliar o impacto do ruído no sinal recebido.

A seguir será feita a análise de ganho, largura de banda e ruído da topologia do amplificador de transimpedância escolhida para este trabalho.

Um amplificador de transimpedância pode ser implementado por um amplificador com ganho A_0 e um resistor R_f realimentado negativamente entre a entrada e a saída. Na Figura 3 é possível observar essa topologia. O fotodiodo é modelado por uma fonte de corrente e um capacitor parasita C_{pd} .

Figura 3 – Amplificador de Transimpedância.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.2.1 Análise do Ganho

O ganho de transimpedância do circuito da Figura 3, pode ser modelado a partir da equação 1, deduzida na seção do Apêndice B.1.

$$\frac{V_{out}}{I_{in}}(s) = -\frac{A_0}{A_0 + 1} \cdot \frac{R_f}{1 + \frac{R_f C_{pd}}{1 + A_0} s} \quad (1)$$

Em que A_0 é o ganho de tensão em malha aberta, R_f a resistência de realimentação e C_{pd} a capacitância parasita do fotodiodo. É possível observar que quando A_0 tende a infinito o ganho do TIA é simplificado da seguinte forma:

$$\lim_{A_0 \rightarrow \infty} \left(\frac{V_{out}}{I_{in}} \right) = -R_f \quad (2)$$

Nota-se que um resistor pode fazer a mesma função sem a adição de um amplificador, porém nesse caso a resistência vista pelo fotodiodo é igual a R_f . No entanto, como resultado da realimentação negativa, a resistência de entrada do TIA é reduzida de forma proporcional ao ganho do amplificador, como observado na equação 3.

$$R_{in} = \frac{R_f}{1 + A_0} \quad (3)$$

Consequentemente a conversão de corrente para tensão do TIA é realizada com uma largura de banda mais elevada. Na equação 4 é possível observar a frequência de corte do amplificador de transimpedância.

$$f_{-3dB} = \frac{A_0 + 1}{2\pi R_f C_{PD}} \quad (4)$$

A partir da equação 4, é evidente que maximizar o ganho do amplificador A_0 resulta em um aumento na largura de banda. Além disso, a escolha do fotodiodo exerce um impacto significativo no desempenho do receptor devido à capacitância parasita C_{pd} . Por fim,

um compromisso entre ganho e largura de banda é observado, onde um aumento em R_f está diretamente associado a uma diminuição na largura de banda.

2.2.1.1 Modelo de segunda ordem do ganho

Na realidade, é importante compreender que o amplificador utilizado na cadeia de realimentação terá um ganho que varia com a frequência. Podendo ser modelado como um sistema de primeira ordem, como descrito na equação a seguir:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{w_0}}$$

O polo do amplificador é representado por w_0 , enquanto A_0 denota o ganho em baixas frequências do amplificador em malha aberta. Substituindo $A(s)$ em (1), obtém-se o seguinte resultado:

$$\frac{V_{out}}{I_{in}}(s) = \frac{\frac{A_0 w_0}{C_{pd}}}{s^2 + \frac{R_f C_{pd} + 1/w_0}{R_f C_{pd}/w_0} s + \frac{(A_0 + 1)w_0}{R_f C_{pd}}} \quad (5)$$

A equação 5 descreve o ganho de transimpedância, levando em consideração o polo do amplificador utilizado na cadeia de realimentação.

É conhecido que um sistema de segunda ordem pode ser analisado a partir da equação 6 em que ζ é o fator de amortecimento e w_n é a frequência natural do sistema.

$$H(s) = \frac{K}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (6)$$

A partir de (5) e (6) as seguintes equações podem ser encontradas:

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{R_f C_{pd} w_0 + 1}{\sqrt{(A_0 + 1)w_0 R_f C_{pd}}} \quad (7)$$

$$w_n^2 = \frac{(A_0 + 1)w_0}{R_f C_{pd}} \quad (8)$$

$$K = \frac{A_0 w_0}{C_{pd}} \quad (9)$$

As equações descritas destacam alguns pontos relevantes que serão essenciais durante o projeto. Por exemplo, a partir da equação (7), ao aumentar o ganho do amplificador em malha aberta A_0 , o fator de amortecimento diminui. Além disso pode ocasionar também uma redução no polo do amplificador w_0 diminuindo ainda mais ζ .

Essa redução do fator de amortecimento gera em um aumento no fator de qualidade ($Q = 1/2\zeta$), consequentemente na aparição de picos na magnitude no domínio da frequência.

Esses picos estão ligados a um aumento na distorção de fase, o que pode acarretar em uma maior distorção do sinal no domínio do tempo. Essa distorção pode manifestar-se na forma de picos ou oscilações na amplitude, bem como no surgimento de jitter, que pode ser entendido como variações de fase no domínio do tempo. Com um sinal distorcido dessa maneira, a probabilidade de erros na interpretação de cada bit é significativamente aumentada (Sackinger 2017).

Uma forma de avaliar a distorção de fase de um sistema é a partir do atraso de grupo (Apêndice A). Na equação 10 é possível observar a razão entre o pico do atraso de grupo τ_{pico} e o atraso em DC τ_0 (Lindquist 1970). O objetivo é ter o atraso de grupo $\tau(w)$ constante na banda, consequentemente, a razão τ_{pico}/τ_0 tendendo a 1.

$$\frac{\tau_{pico}}{\tau_0} = Q^2 \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \right) \quad (10)$$

A equação 10 mostra que quanto maior o fator de qualidade, maior a distorção de fase do sistema.

Sendo assim, este problema sugere que o ganho em malha aberta não pode ser aumentado indefinidamente. Mesmo havendo uma melhora significativa na largura de banda a distorção de fase não pode ser ignorada e o ganho deve ser controlado cuidadosamente para garantir a integridade do sinal.

2.2.2 Análise de Ruído

A partir do trabalho de Friis (1944), é conhecido que a figura de ruído dos primeiros amplificadores da cadeia de um receptor tem o maior impacto na degradação da figura de ruído total do sistema.

Como o TIA é o primeiro amplificador na cadeia de recepção, o ruído gerado por esse componente será o mais significativo. Portanto, é fundamental realizar a análise e orientar o projeto de modo a minimizá-lo.

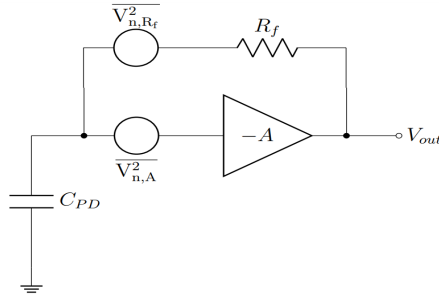
O modelo de ruído do TIA é ilustrado na Figura 4, onde as principais fontes incluem o ruído térmico gerado pelo resistor e o ruído referenciado à entrada do amplificador.

Utilizando o teorema da superposição, é possível calcular a contribuição de cada fonte para a saída do amplificador. Somando essas contribuições, obtém-se a densidade espectral da potência de ruído na saída do TIA, conforme descrito na equação 11.

$$\overline{V_{n,out}^2} = \left(\frac{A_0}{A_0 + 1} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \frac{R_f C_{pd}}{1 + A_0} s} \right)^2 \left[\overline{V_{n,R_f}^2} + \overline{V_{n,A}^2} (1 + R_f C_{pd} s)^2 \right] \quad (11)$$

Sabendo que a densidade espectral de potência de ruído produzida pelo resistor R_f é $\overline{V_{n,R_f}^2} = 4KTR_f$, onde K é a constante de Boltzmann e T a temperatura.

Figura 4 – Modelo de ruído do TIA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

É possível obter a densidade espectral de potência do ruído da corrente referenciada à entrada $\overline{I_{n,in}^2}$ ($A^2/\sqrt{\text{Hz}}$), ao dividir $\overline{V_{n,out}^2}$ pelo quadrado do ganho do TIA, já descrito em (1).

A partir disso, o ruído do amplificador de transimpedância pode ser modelado pela seguinte equação:

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4KT}{R_f} + \frac{\overline{V_{n,A}^2}(1 + R_f C_{pd}s)^2}{R_f^2} \quad (12)$$

Analisando a equação 12, algumas conclusões podem ser feitas. Primeiramente, maximizar o ganho de transimpedância leva a uma redução significativa do ruído. Assim, observa-se um compromisso entre ruído e largura de banda, o que implica que um aumento em R_f reduz o ruído, mas degrada a largura de banda, conforme visto na equação 4.

Outro ponto é que o ruído do amplificador se torna significativo à medida que $R_f C_{pd}s$ se aproxima de 1. Portanto, a capacitância parasita da entrada do TIA desempenha um papel significativo na degradação do ruído em altas frequências.

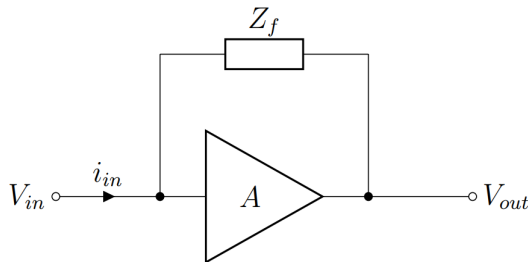
2.3 TÉCNICAS PARA AUMENTO DA BANDA PASSANTE.

Para lidar com a alta largura de banda dos sinais na entrada do receptor, é essencial utilizar um amplificador de alta largura de banda. Portanto, é necessário compreender os fatores que limitam a velocidade desses blocos. A seguir, serão apresentados alguns problemas que afetam a velocidade dos amplificadores, bem como técnicas para contorná-los.

2.3.1 Problema: Efeito Miller

O efeito Miller é conhecido por ser um dos fatores que limitam a velocidade dos amplificadores, sendo explicado pelo teorema de Miller. Este teorema afirma que quando uma impedância Z_f é conectada entre a saída e a entrada de um amplificador com ganho A (ilustrado na Figura 5), a impedância resultante na entrada do amplificador é reduzida em $(1-A)$ vezes em relação a Z_f (Miller 1919). Este resultado pode ser representado pela equação 13.

Figura 5 – Amplificador realimentado com impedância Z_f .



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$Z_{in} = \frac{Z_f}{1 - A} \quad (13)$$

No caso em que um capacitor C_f está conectado entre a saída e a entrada, $Z_f = 1/j\omega C_f$. Se o ganho do amplificador é negativo, o seguinte resultado pode ser observado:

$$Z_{in} = \frac{Z_f}{1 - (-A)} = \frac{\frac{1}{j\omega C_f}}{1 + A} = \frac{1}{j\omega [C_f(1 + A)]} = \frac{1}{j\omega C_{in}} \quad (14)$$

A partir da equação 15:

$$C_{in} = C_f(1 + A) \quad (15)$$

Portanto, a capacitância vista da entrada do amplificador será aumentada em $(1 + A)$ vezes C_f . Como resultado, a velocidade do circuito será reduzida devido ao aumento desta capacitância.

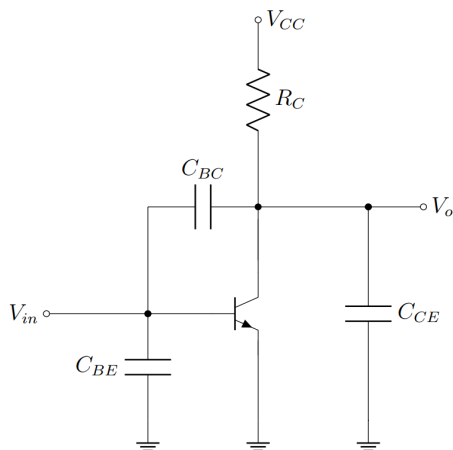
Na Figura 6, observa-se um amplificador implementado com um transistor bipolar em configuração de emissor comum. A figura ilustra as capacitâncias parasitas do circuito, onde C_{BE} representa a capacitância parasita entre base e emissor, C_{BC} entre base e coletor, e C_{CE} entre coletor e emissor.

Nota-se que a capacitância C_{BC} está conectada entre a saída e a entrada e o ganho do amplificador emissor comum é $A = -g_m R_c$, sendo g_m a transcondutância do transistor. Nesse contexto, aplicando o teorema de Miller, a capacitância de entrada do amplificador é modelada como:

$$C_{in} = C_{BE} + (1 + g_m R_c) C_{BC} \quad (16)$$

Ao analisar a equação 16, nota-se que a capacitância entre base e coletor possui uma forte influência na capacitância de entrada do amplificador emissor comum. Portanto, faz-se necessário escolher o

Figura 6 – Amplificador emissor comum, com capacitâncias parasitas.



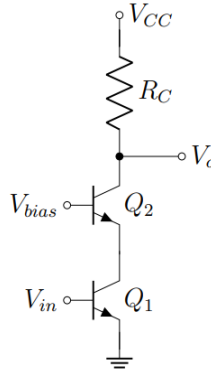
Fonte: Elaborado pelo autor.

ganho cuidadosamente, a fim de evitar a degradação da largura de banda do amplificador.

2.3.2 Amplificador Cascode

Para diminuir a influencia da capacitância C_{BC} na largura de banda do amplificador emissor comum, é possível utilizar a configuração cascode. O amplificador cascode, representado na Figura 7, pode ser interpretado como um estágio emissor-comum, cuja saída está em série com um amplificador base comum.

Figura 7 – Amplificador Cascode.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O ganho do primeiro estágio pode ser determinado pela transcondutância g_m de Q_1 , multiplicada pela impedância vista do coletor. Essa impedância é calculada como a impedância vista no emissor de Q_2 em paralelo com a do coletor de Q_1 . Geralmente, a impedância vista do emissor de um transistor bipolar equivale a aproximadamente $1/g_m$, enquanto a do coletor é representado por r_o (onde r_o é a resistência de saída do transistor) (Gray 2009). Sendo $1/g_m$ muito menor que r_o ($1/g_m \ll r_o$), o ganho do primeiro transistor pode ser aproximado por $A_1 = -g_{m1}/g_{m2}$.

Como a mesma corrente passa pelos dois transistores, g_{m1} é igual g_{m2} . Portanto, o ganho de tensão do estágio emissor-comum é aproximadamente unitário. Logo, com a redução do ganho, o efeito Miller do estágio emissor-comum é bastante reduzido. Consequentemente, a capacitância de entrada pode ser representada por:

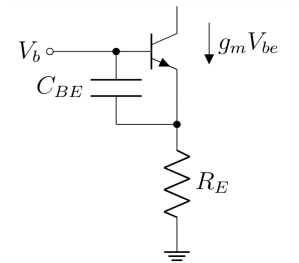
$$C_{in} = C_{BE} + (1 - A_1)C_{BC} = C_{BE} + 2C_{BC}$$

Portanto, a capacitância de entrada é reduzida em relação ao amplificador simples. Além disso, após o estágio emissor-comum, o sinal é amplificado por um estágio base-comum com ganho de tensão $A_2 = g_{m_2} R_c$. Como resultado, o ganho total do circuito pode ser representado por $A_v = A_1 A_2 = -g_{m_1} R_c$. Em resumo, esse circuito oferece o mesmo ganho em relação ao amplificador com apenas um transistor, porém com uma largura de banda maior devido à redução do efeito Miller.

2.3.3 Resistor de Degeração

Na Figura 8 um amplificador emissor comum com resistor de degeração R_e pode ser observado, onde o restante do circuito foi omitido para fins de simplificação.

Figura 8 – Amplificador emissor comum com resistor de degeração.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Neste caso o capacitor C_{be} não está mais conectado ao terra. Com isso, o teorema de Miller pode ser utilizado para descobrir quanto da capacitância C_{be} é refletida para a entrada.

Logo, a capacitância de entrada pode ser modelada como:

$$C_{in} = (1 - A)C_{be}$$

Em que A nesse caso é o ganho entre a base e o emissor. Que pode ser encontrado da seguinte forma:

$$V_e = g_m(V_b - V_e) \cdot R_E$$

Logo:

$$A = \frac{V_e}{V_b} = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$$

A partir do ganho obtém-se a capacitância de entrada:

$$C_{in} = \left(1 - \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}\right) C_{be}$$

Rearranjando a equação:

$$C_{in} = \frac{C_{be}}{1 + g_m R_E} \quad (17)$$

A partir de (17), conclui-se que devido à realimentação negativa gerada por R_e , a capacitância entre a base-emissor aparece na entrada reduzida por um fator de $1 + g_m R_e$.

Utilizando as duas técnicas mostradas, cascode e resistor de degeneração, a capacitância de entrada do amplificador emissor comum pode ser descrita como:

$$C_{in} = \frac{C_{be}}{1 + g_{m_1} R_e} + C_{bc} \left(1 + \frac{g_{m_1}/g_{m_2}}{1 + g_{m_1} R_e}\right) \quad (18)$$

É interessante notar que a capacitância devido a C_{bc} diminui ainda mais em relação a topologia cascode sem o resistor R_e , pois o ganho do primeiro estágio, que antes era $|g_{m_1}/g_{m_2}|$, agora é reduzido com a adição do resistor de degeneração.

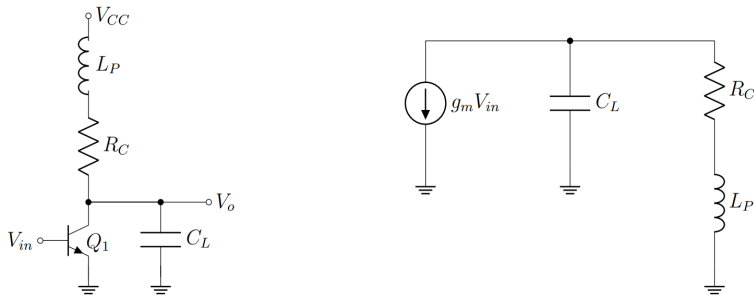
2.3.4 Aumentando a largura de banda com indutores.

Em alguns casos, mesmo ao utilizar a topologia cascode e o resistor no emissor, a largura de banda pode não ser suficiente. Portanto, é necessário recorrer a outras técnicas para aumentar a largura de banda. De acordo com Razavi (2012), uma abordagem possível é o uso de um indutor em ressonância com o capacitor que limita a banda, o que resulta em um aumento na velocidade do circuito.

2.3.4.1 Indutor Paralelo

Uma forma de aumentar a largura de banda de um amplificador emissor comum é inserir um indutor em série com o resistor de coletor, como mostrado na Figura 9.

Figura 9 – Amplificador emissor comum com indutor para aumento da velocidade.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O aumento da velocidade pode ser explicada da seguinte maneira: quando um sinal degrau de tensão é aplicado à entrada, a corrente na saída responde como um degrau amplificado por g_m . Essa corrente é direcionada completamente para o capacitor C_L , uma vez

que o indutor possui uma impedância elevada para altas variações de corrente. Como resultado, a tensão no capacitor aumenta rapidamente, indicando uma melhora na velocidade do circuito (Razavi 2012).

A função de transferência desse amplificador pode ser descrita pela equação¹ 19, onde $A_0 = g_m R_c$.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -A_0 \cdot \frac{s + 2\zeta w_n}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \cdot \frac{w_n}{2\zeta} \quad (19)$$

$$\zeta = \frac{R_c}{2} \sqrt{\frac{C_L}{L_P}}$$

$$w_n^2 = \frac{1}{L_P C_L}$$

A resposta em frequência do amplificador normalizado por A_0 pode ser visto na Figura 10, onde a frequência também é normalizada pela largura de banda do amplificador sem o indutor.

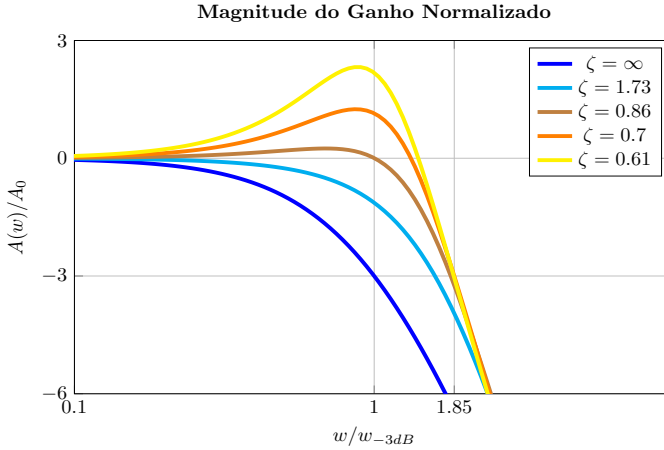
A análise foi feita para diferentes valores de ζ , onde se observa que a medida que ζ diminui a largura de banda do amplificador aumenta, assim como um pico maior é observado.

Na função de transferência representada pela equação 19, é possível localizar um zero que contribui significativamente para o aumento da largura de banda do circuito. Como mostrado na figura um aumento de no máximo 85% é atingido em comparação ao amplificador sem indutor.

Como já mencionado no capítulo 2.2.1 picos elevados na resposta em frequência estão fortemente relacionados a distorção de fase. Uma alta distorção de fase resulta em picos (ou oscilações amortecidas) no domínio do tempo, afetando a integridade do sinal.

¹ A derivação de uma equação muito semelhante é demonstrada na seção B.3, podendo ser utilizada para entender a derivação da equação 19

Figura 10 – Resposta em frequência do amplificador emissor comum com indutor paralelo, para diferentes valores de ζ .

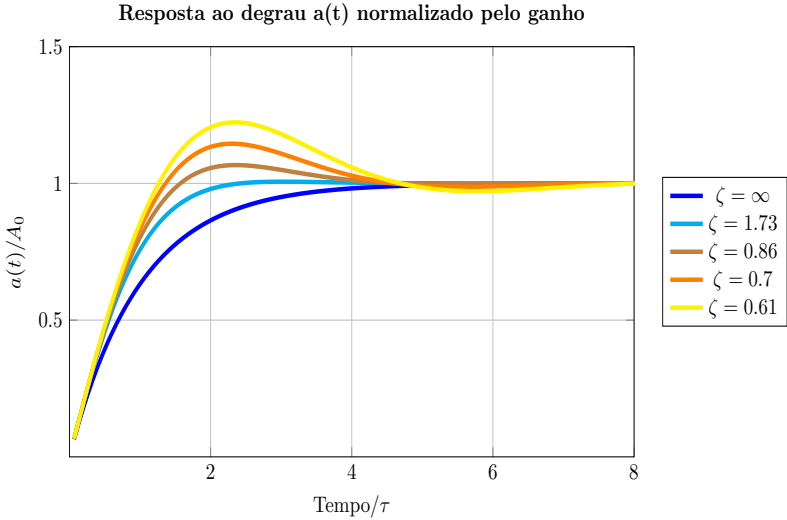


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 11 a resposta ao degrau da função de transferência normalizado pelo ganho pode ser observada para diferentes valores de ζ . É perceptível que a medida que ζ diminui, picos no domínio do tempo são observados.

De acordo com Razavi (2012), o aumento de banda de aproximadamente 85%, dificilmente será alcançado na prática. Isso se deve ao fato de que os indutores monolíticos, comumente utilizados, possuem capacitâncias parasitas e um baixo fator de qualidade. Essas características limitam o desempenho do indutor, resultando em um aumento de largura de banda mais próximo de 50% na prática.

Figura 11 – Resposta no domínio do tempo do amplificador emissor comum com indutor paralelo, para diferentes valores de ζ .



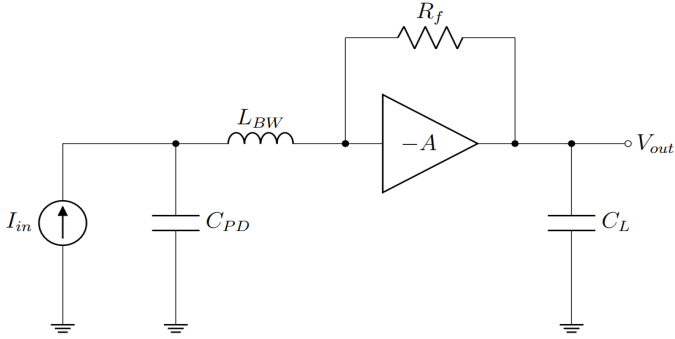
Fonte: Elaborado pelo autor.

2.3.4.2 Indutor Série

Diferente do indutor em paralelo, que melhora a resposta do amplificador com ganho A_0 em conjunto com a capacitância de saída, o indutor em série é colocado na entrada do receptor, atuando sobre a capacitância parasita do fotodiodo C_{pd} , como ilustrado na Figura 12.

Como a capacitância do fotodiodo muitas vezes limita significativamente a largura de banda do TIA, a inserção de um indutor pode ser útil para reduzir a influência desse capacitor e aumentar a largura de banda.

Figura 12 – Indutor em série para aumento da velocidade.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na equação² 20, o ganho de transimpedância com indutor série pode ser observado (Razavi, 2012).

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{K}{w_n^2} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (20)$$

$$K = R_f \frac{A_0}{1 + A_0}$$

$$\zeta = \frac{R_f}{2(1 + A_0)} \sqrt{\frac{C_{pd}}{L_{bw}}}$$

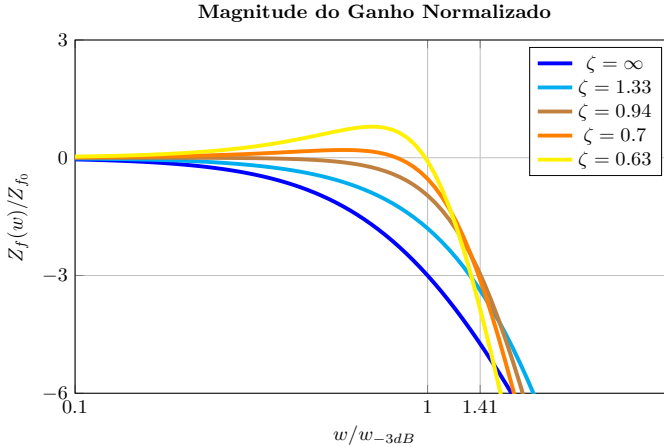
$$w_n^2 = \frac{1}{L_{bw} C_{pd}}$$

A partir da equação, observa-se que ζ é inversamente proporcional ao ganho A_0 . Portanto, um ganho excessivo pode levar a picos elevados no domínio da frequência e a uma alta distorção de fase.

² A derivação de uma equação muito semelhante é demonstrada na seção B.1, podendo ser utilizada para entender a derivação da equação 20

Na Figura 13, é observa-se o aumento da largura de banda com a adição do indutor. Nota-se um aumento máximo de 41%.

Figura 13 – Ganho de transimpedância normalizado com indutor série, para diferentes valores de ζ .



Uma das limitações dessa topologia é o baixo fator de qualidade de indutores monolíticos integrados, o que resulta em perdas na entrada do circuito. Para contornar esse problema, uma abordagem comum é utilizar bondwires, que são fios que conectam o chip à parte externa do circuito. No entanto, é importante mencionar que a adição dos bondwires também introduz capacitâncias parasitas ao circuito (Razavi, 2022).

Além disso o amplificador também introduz capacitâncias parasitas que muitas vezes não podem ser negligenciadas, nesse caso a função de transferência se torna de terceira ordem, dificultado um projeto orientado a equações simples.

3 PROJETO DO AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do amplificador de transimpedância projetado, abordando as especificações do projeto, o funcionamento, a metodologia utilizada e por fim, os resultados de simulação obtidos.

3.1 INTRODUÇÃO

O objetivo principal do projeto foi desenvolver um amplificador de transimpedância, como objeto de estudo para incorporação em um receptor coerente óptico desenvolvido pela empresa Chipus Microeletrônicos. O sistema é composto por dois receptores combinados para formar um canal de recepção, onde cada receptor tem a função de demodular um sinal NRZ (Non-Return-to-Zero) de 10 Gbit/s, modulado por uma portadora de 20 GHz utilizando a técnica de modulação por chaveamento ASK (Amplitude Shift Keying).

As especificações do amplificador de transimpedância são detalhadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Especificações do projeto do amplificador de transimpedância.

Parâmetro	Valor
Ganho de Transimpedância	54 dB Ω
Mínima largura de banda	30 GHz
Máximo ruído de entrada	$15pA/\sqrt{(Hz)}$
Máxima excursão da tensão de saída	500 mVpp
Máxima corrente DC total	10 mA
Tensão de alimentação	2,5 V
Amplitude da corrente de entrada	[42uA ; 1,3mA]

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 14, é apresentado o diagrama de alto nível do amplificador de transimpedância, incluindo a modelagem do fotodiodo

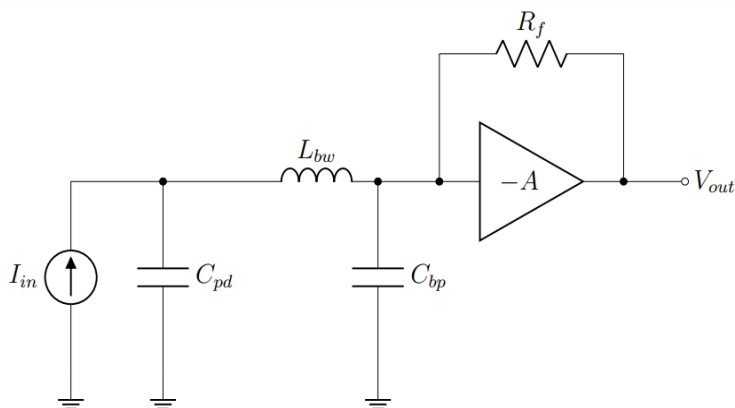
e dos parasitas do encapsulamento. O fotodiodo é representado por uma fonte de corrente e um capacitor em paralelo C_{pd} , com um valor de 60 fF.

Além disso, é necessário modelar a indutância parasita do bondwire, que é o fio que conecta o chip à sua parte externa. Essa indutância L_{bw} tem um valor de 380 pH.

Outro elemento a ser considerado é o capacitor C_{bp} , que modela a capacitância parasita introduzida pelo bondpad. O bondpad é uma ilha de metal que conecta o fio ao chip e tem o valor de 28fF.

A capacitância parasita do amplificador foi omitida da Figura 14, porém também é importante e pode ser somada com a capacitância C_{bp} .

Figura 14 – Amplificador de transimpedância, diagrama de alto nível.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 AMPLIFICADOR DE TRANSIMPEDÂNCIA

Com base nas equações descritas no capítulo 2 e de suas conclusões, é possível orientar o projeto do amplificador descrito na Figura 14, considerando os parasitas do fotodiodo, do encapsulamento e do amplificador em malha aberta.

3.2.1 Análise do Ganho

O ganho de transimpedância da cadeia foi calculado e sua derivação pode ser encontrada no Apêndice B.1. Resultando na equação 21.

$$Z_f(s) = \frac{\frac{A_0}{1+A_0} R_f}{s^3 R_{in} C_{in} C_{pd} L_{bw} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_{in} (C_{pd} + C_{in}) + 1} \quad (21)$$

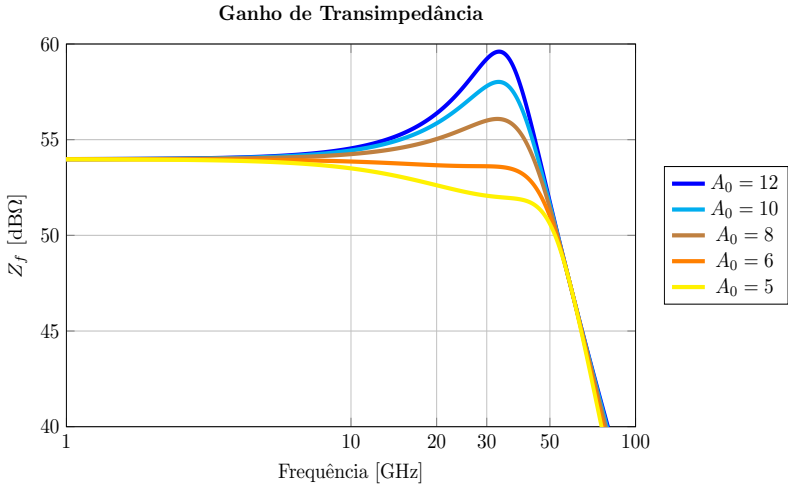
Em que $R_{in} = R_f / (1 + A_0)$ é a impedância de entrada em baixas frequências do TIA e $C_{in} = C_{bp} + C_{in_{amp}}$ é a soma da capacitância parasita do bondpad com a capacitância de entrada do amplificador.

Inicialmente R_f foi fixado de modo a garantir um ganho de transimpedância em baixas frequências de $54 \text{ dB}\Omega$. Com o ganho estabelecido, é necessário garantir uma resposta em frequência adequada, visando uma largura de banda de 30 GHz conforme as especificações.

Os parâmetros que não estão fixados na função de transferência são o ganho A_0 e a capacitância de entrada do amplificador em malha aberta $C_{in_{amp}}$. Assim, a análise da resposta do TIA foi realizada em função destas variáveis, com a ajuda de ferramentas numéricas.

A Figura 15, mostra o ganho de transimpedância do TIA, para diferentes valores de A_0 e $C_{in_{amp}} = 0$. Observa-se o ganho esperado de $54 \text{ dB}\Omega$ e uma largura de banda em 55 GHz . Essa largura de banda foi alcançada devido ao alto valor de indutância parasita L_{bw} , que entra em ressonância com as capacitâncias parasitas C_{pd} e C_{in} , conforme explicado na Seção 2.3.4.2.

Figura 15 – Resposta em frequência do ganho de transimpedância, em função de A_0 , para $C_{in_{amp}} = 0$.



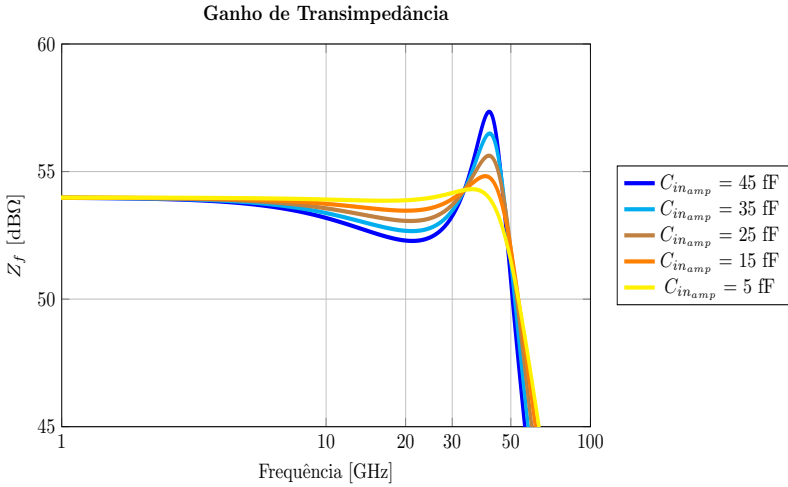
Fonte: Elaborado pelo autor.

Além disso, é possível notar que quanto maior A_0 mais elevados são os picos do ganho Z_f . Isso ocorre porque, ao diminuir A_0 , a resistência de entrada do TIA, diminui, aumentando o fator de qualidade da rede RLC equivalente de entrada.

Na Figura 16, observa-se a influência da capacitância parasita do amplificador em malha aberta $C_{in_{amp}}$ no ganho de transimpedância do TIA, considerando A_0 arbitrariamente escolhido no valor de 6.

Verifica-se que, quanto maior a capacitância, maiores são as perdas na banda de interesse, de 10 a 30 GHz, resultando em uma redução do ganho. Além disso, o aumento da capacitância provoca picos mais acentuados no ganho Z_f , indicando um aumento no fator de qualidade da rede.

Figura 16 – Resposta em frequência do ganho de transimpedância, em função de $C_{in_{amp}}$, para $A_0 = 6$.



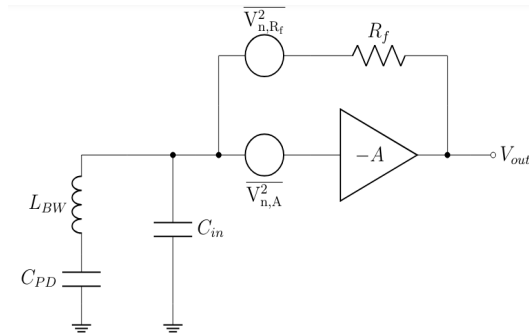
Fonte: Elaborado pelo autor.

Conclui-se que, para manter um ganho constante na banda de interesse e minimizar picos na resposta em frequência, é crucial reduzir a capacitância de entrada do amplificador projetado. Além disso, um aumento no ganho A_0 resulta em picos mais pronunciados. Para mitigar esse efeito, será selecionado um intervalo de projeto para o ganho A_0 entre 5 e 8.

3.2.2 Análise do Ruído

O modelo de ruído da arquitetura do TIA proposta, pode ser visto na Figura 17. A capacitância de saída do amplificador de transimpedância foi excluída da análise, pois assume-se que o polo resultante dessa capacitância é muito maior do que o polo da entrada.

Figura 17 – Modelo de ruído do TIA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Utilizando o teorema da superposição e calculando a influência de cada fonte de ruído na saída do amplificador, é possível encontrar a densidade espectral de potência $\overline{V_{n,out}^2}$, conforme descrito na equação 22 e derivado na seção B.2.

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{Z_f(s)^2}{R_f^2} \left(\overline{V_{n,R_f}^2} \cdot a^2 + \overline{V_{n,A}^2} \cdot b^2 \right) \quad (22)$$

$$a = sL_{bw}C_{pd} + 1$$

$$b = s^3 R_f C_{in} C_{pd} L_{bw} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_f (C_{pd} + C_{in}) + 1$$

Dividindo $\overline{V_{n,out}^2}$ pelo quadrado do ganho de transimpedância, obtém-se a densidade espectral de potência referenciada à entrada, como mostrado na equação 23.

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{\overline{V_{n,R_f}^2} \cdot a^2 + \overline{V_{n,A}^2} \cdot b^2}{R_f^2} \quad (23)$$

A derivação desta equação permite realizar a análise do ruído e obter conclusões necessárias para o projeto do amplificador em malha aberta. Observa-se que o ruído $\overline{I_{n,in}^2}$ depende do ruído do amplificador $\overline{V_{n,A}^2}$ e de sua capacitância de entrada.

Para analisar a resposta do ruído $\overline{I_{n,in}}$, foram considerados diferentes valores de $C_{in_{amp}}$ e $\overline{V_{n,A}}$, levando em conta os elementos parasitas e a temperatura de 300,15 K. O valor de R_f foi ajustado para alcançar um ganho de 54 dBΩ.

Na Figura 18, observa-se a resposta de $\overline{I_{n,in}}$ para diferentes valores de $C_{in_{amp}}$, com $\overline{V_{n,A}}$ fixado arbitrariamente em 1 nA/√Hz. Nota-se que um aumento na capacitância desloca o primeiro pico para frequências menores, aumentando o ruído na banda de interesse.

Na Figura 19, observa-se a resposta de $\overline{I_{n,in}}$ para diferentes valores de $\overline{V_{n,A}}$ e $C_{in_{amp}} = 0$. Nota-se também um aumento significativo do ruído, principalmente em altas frequências.

Com base na análise, conclui-se que, para garantir um baixo ruído, a capacitância de entrada deve ser a menor possível. Além disso, é necessário ter cuidado com o ruído gerado pelo amplificador em malha aberta, pois em altas frequências se torna bastante significativo.

Figura 18 – Densidade espectral de potência de ruído da corrente referida a entrada, para diferentes valores de C_{in} .

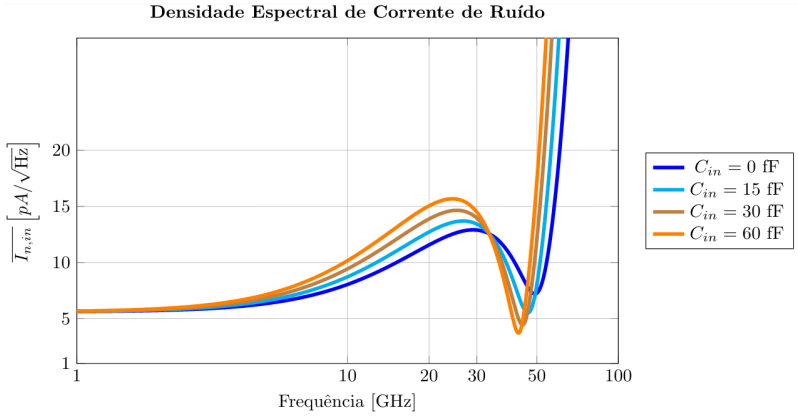
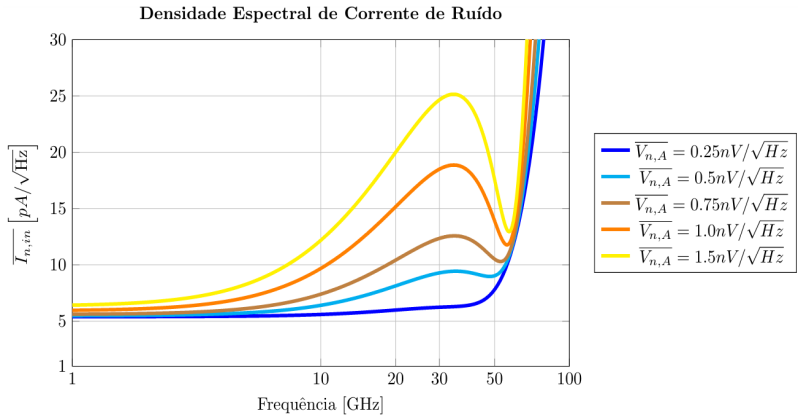


Figura 19 – Densidade espectral de potência de ruído da corrente referida a entrada, para diferentes valores de $\overline{V_{n,A}}$.



3.2.3 Projeto do Amplificador em Malha Aberta

Com base na análise sistêmica do amplificador de transimpedância e das especificações gerais, foi possível determinar os caminhos de projeto do amplificador em malha aberta.

O ganho do amplificador deve situar-se entre 5 e 8, com o objetivo de reduzir a variação do atraso de grupo e conseqüentemente, minimizar a distorção de fase.

O dimensionamento do amplificador deve focar na minimização da capacitância de entrada, com o objetivo de minimizar os picos no domínio da frequência e também melhorar o comportamento em relação ao ruído.

É necessário ter cuidado com o ruído gerado pelo amplificador em malha aberta, especialmente em altas frequências.

Além disso, o amplificador será responsável por uma parcela significativa do consumo de energia do TIA, devendo ser projetado para atender à especificação de corrente máxima de 10 mA.

A linearidade do amplificador também deve ser suficiente para suportar uma excursão máxima do sinal de saída de 500 mVpp.

3.2.3.1 Arquitetura

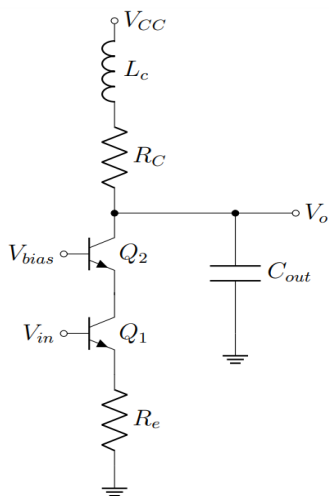
O estágio emissor comum foi escolhida para o projeto do amplificador. Conforme explicado na seção 2.3.1 e 2.3.2, esta topologia, devido ao efeito Miller, aumenta consideravelmente a capacitância de entrada. Para solucionar este problema, a arquitetura cascode foi incorporada.

Além disso, foi escolhido inserir um resistor de degeneração no emissor, com o objetivo de diminuir a capacitância de entrada como explicado na seção 2.3.3. De modo complementar a realimentação negativa causada por R_e também ajuda a melhorar a linearidade do

amplificador (Razavi, 2001). A arquitetura escolhida está ilustrada na Figura 20.

O indutor L_c é utilizado para controlar a largura de banda do amplificador, como detalhado na seção 2.3.4.

Figura 20 – Arquitetura amplificador escolhido.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.3.2 Tecnologia e Extração dos Parâmetros

O desempenho do amplificador é altamente dependente do transistor utilizado e de seus parâmetros DC, diante disso os parâmetros do transistor precisam ser extraídos para que o seu comportamento possa ser previsto.

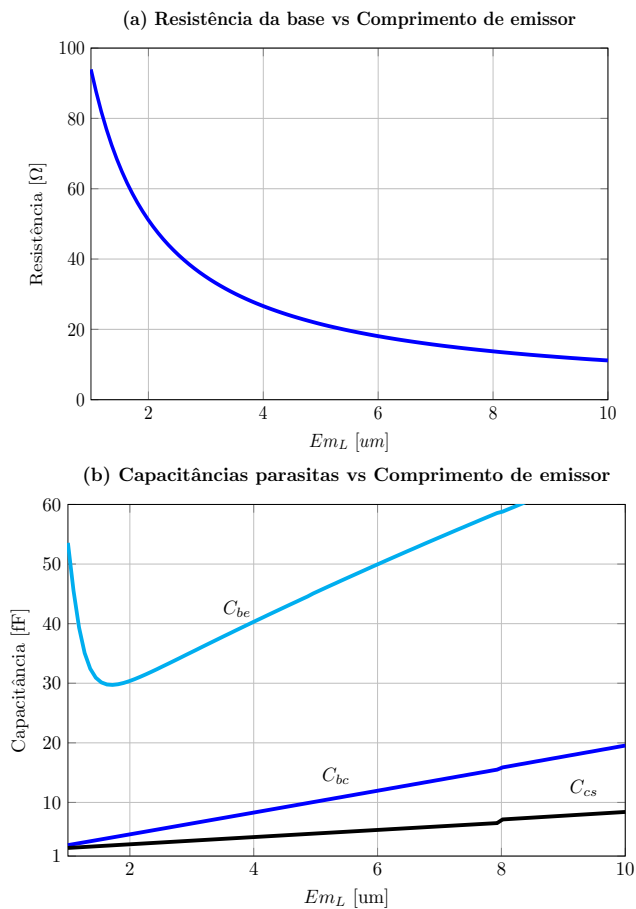
Estes parâmetros são dependentes da polarização do transistor, assim como do seu tamanho, onde tamanho do transistor bipolar pode ser controlado através do comprimento de emissor (Em_L).

Na Figura 21, são destacados dois parâmetros importantes para o desempenho do TIA, em função de Em_L : a resistência da base do transistor, que contribui significativamente para o ruído gerado pelo dispositivo (Dziallas et al. 2021) e as capacitâncias parasitas, que degradam a velocidade do amplificador. Observa-se que o aumento do comprimento do emissor resulta em uma redução da resistência da base, porém provoca um aumento nas capacitâncias parasitas do transistor.

Já na Figura 22, a frequência de ganho unitário para um comprimento de emissor fixo de 3,5 μ m, em função da corrente quiescente, pode ser visto. A frequência de ganho unitário é um parâmetro importante para avaliar a velocidade do circuito. Nota-se um bom desempenho entre 3mA e 6mA, com um pico máximo por volta de 4,5mA.

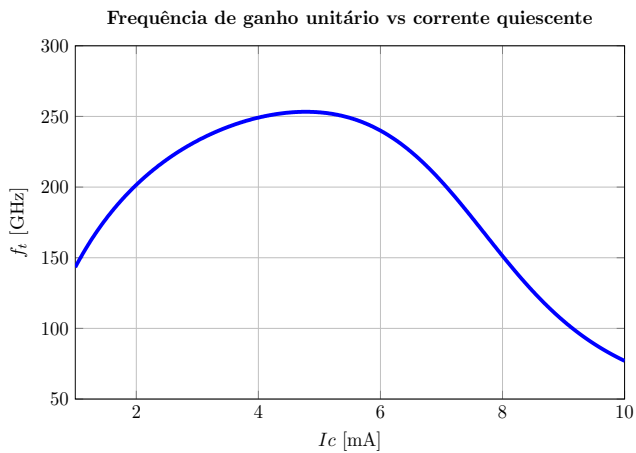
Na Tabela 3, os valores de comprimento de emissor, e corrente quiescente escolhidos, assim como seus parâmetros extraídos, podem ser visualizados. Estes valores foram escolhidos para ambos os transistores, Q_1 e Q_2 .

Figura 21 – Parâmetros DC vs Comprimento de emissor. (a) Resistência da base. (b) Capacitâncias parasitas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 22 – Frequência de ganho unitário em função da corrente quiescente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 3 – Parâmetros extraídos da tecnologia

Parâmetro	Valor
Emitter Lentgh	3,5 um
I_c	3,75 mA
$V_{ce_{sat}}$	350 mV
C_{be}	47 fF
C_{bc}	7,6 fF
C_{ce}	4 fF
g_m	65 mS
r_b	30 Ω

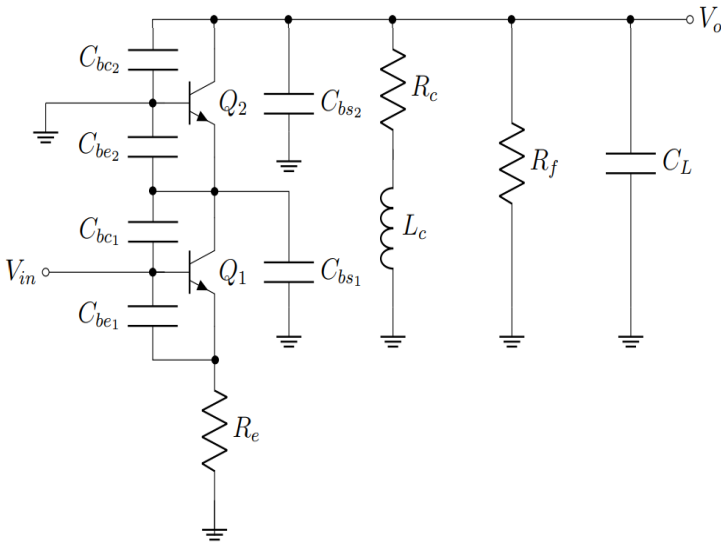
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para chegar no valor de comprimento de emissor foi realizado uma ponderação entre o ruído gerado pelo resistor da base e a degradação da velocidade devido ao aumento das capacitâncias parasitas, chegando ao valor de projeto 3,5um. Já para escolha da corrente quiescente buscou-se utilizar um valor próximo ao pico da frequência de ganho unitário, ajustando de modo a se atingir a especificação da máxima excursão do sinal de 500mVpp.

3.2.3.3 Ganho e Resposta em Frequência

Na Figura 23, o modelo de pequenos sinais do amplificador pode ser observado, onde o modelo dos transistores foi omitido, expondo as capacitâncias parasitas. Além disso, através do efeito Miller, a resistência R_f é espelhada para a saída.

Figura 23 – Modelo de pequenos sinais do amplificador em malha aberta.

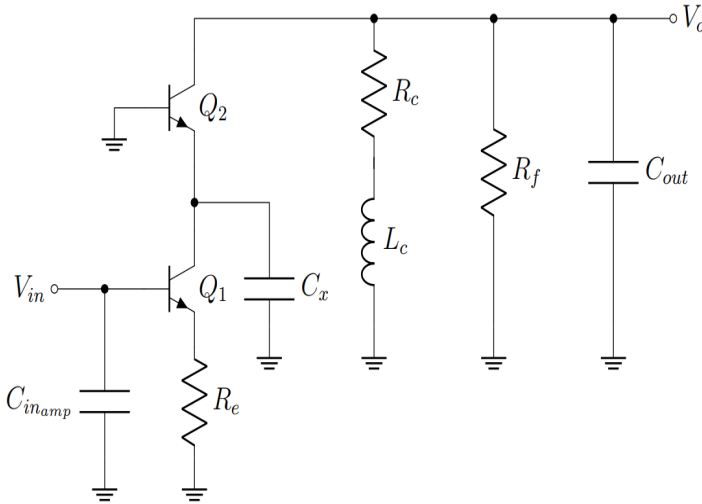


Fonte: Elaborado pelo autor.

Esse circuito pode ser simplificado e representado por três capacitâncias principais, conforme mostrado na Figura 24: $C_{in_{amp}}$, C_x e C_{out} . A capacitância de entrada do amplificador $C_{in_{amp}}$ é modelada pela equação 24 levando em consideração que a resistência de degeneração e a topologia cascode reduzem a capacitância na entrada do

circuito, como explicado e derivado na seção 2.3.2 e 2.3.3.

Figura 24 – Modelo de pequenos sinais do amplificador em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$C_{in_{amp}} = \frac{C_{be_1}}{1 + g_{m_1} R_e} + C_{bc_1} \left(1 + \frac{g_{m_1}/g_{m_2}}{1 + g_{m_1} R_e} \right) \quad (24)$$

A capacitância C_x , é representado pela equação 25 e pode ser negligenciada, pois o polo devido a este capacitor não é dominante.

$$C_x = C_{be_2} + C_{bs_1} \quad (25)$$

Já a capacitância de saída C_{out} modela as perdas do amplificador em malha aberta e pode ser representado pela equação 26.

$$C_{out} = C_L + C_{bc2} + C_{bs2} \quad (26)$$

O ganho DC de um amplificador cascode emissor comum com resistor de degeneração é bem conhecido¹ e pode ser representado pela equação 27:

$$A_0 = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-g_m R_{out}}{g_m R_e + 1} \quad (27)$$

$$R_{out} = \frac{R_f R_c}{R_f + R_c}$$

Onde o ganho em função da frequência $A(s)$ pode ser visto na equação 28 e sua derivação encontrado no Apêndice B.3.

$$A(s) = \frac{-g_m R_c}{g_m R_e + 1} \cdot \frac{\frac{1}{L_c C_{out}} \left(1 + \frac{s L_c}{R_c}\right)}{s^2 + s \left(\frac{R_f R_c C_{out} + L_c}{R_f L_c C_{out}}\right) + \frac{R_f + R_c}{R_f L_c C_{out}}} \quad (28)$$

A partir das equações 27 e 28, é possível dimensionar os valores de R_c e R_e para se obter o valor de ganho apropriado.

A partir do momento que o ganho $A(s)$ diminuir pela limitação de banda do amplificador, a realimentação do TIA ficará mais fraca e a impedância de entrada começará a aumentar, reduzindo a largura de banda do amplificador de transimpedância. Para contornar este problema a largura de banda do amplificador de ganho $A(s)$ pode ser aumentada, como explicado na seção de indutor paralelo. Neste caso o indutor L_c é dimensionado a partir de (28) para resolver este problema.

¹ Derivação no Apêndice B.3

3.2.3.4 Ruído

Sabe-se que ruído na saída do amplificador devido a Q_2 é bastante insignificante comparado a outros elementos do circuito, com isso a análise do ruído de um amplificador cascode pode ser simplificada a um amplificador emissor comum (Razavi 2001).

Além disso supõe que a largura de banda do amplificador em malha aberta é relativamente superior a banda do TIA de 30GHz. Logo, o ruído foi avalizado em médias frequências, descartando a influência do indutor, das capacitâncias parasitas e do circuito de polarização.

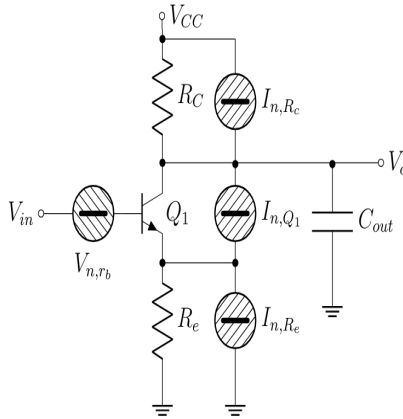
O modelo de ruído do amplificador pode ser visualizado na Figura 25. Composto pelo ruído térmico gerado pelos resistores R_e , R_c e da resistência de base r_b do transistor Q_1 . Como também pelo ruído shot proveniente do coletor de Q_1 e da base (García López et al. 2018). Onde, o ruído shot da base pode ser negligenciado uma vez que é significativamente menor que o do coletor.

A densidade espectral de potência de ruído de cada um desses componentes, pode ser modelado pelas equações abaixo.

$$\begin{aligned}\overline{I_{n,R_c}}^2 &= \frac{4KT}{R_c} \\ \overline{I_{n,R_e}}^2 &= \frac{4KT}{R_e} \\ \overline{I_{n,Q_1}}^2 &= 2KTg_m \\ \overline{V_{n,r_b}}^2 &= 4KTr_b\end{aligned}$$

Substituindo o transistor Q_1 pelo seu modelo de pequenos sinais e aplicando o teorema da superposição, é possível determinar a densidade espectral de potência de ruído na saída do amplificador. Ao dividir pelo quadrado do ganho, encontra-se a densidade espectral

Figura 25 – Modelo de ruído do amplificador.



Fonte: Elaborado pelo autor.

de potência da tensão de ruído referenciada à entrada, denotada por $\overline{V_{n,A}}^2$. Sua derivação está detalhada na seção do Apêndice B.4.

A partir desse ponto, o ruído do amplificador $\overline{V_{n,A}}^2$ é modelado pela equação 29.

$$\overline{V_{n,A}}^2 = \left(\frac{R_c}{A_0}\right)^2 \overline{I_{n,R_c}}^2 + \left(\frac{R_c}{A_0} - R_e\right)^2 \overline{I_{n,Q_1}}^2 + R_e^2 \overline{I_{n,R_e}}^2 + \overline{V_{n,r_b}}^2 \quad (29)$$

A equação mostra os 4 principais componentes geradores de ruído do amplificador em malha aberta. Nota-se que um aumento no ganho A_0 resulta em uma diminuição do ruído gerado pelo resistor R_c e pelo transistor Q_1 . Além disso a realimentação negativa através do resistor R_e faz com que a ruído gerado por Q_1 na entrada diminua. Porém esse mesmo resistor R_e gera um ruído que é refletido diretamente para a entrada, juntamente com o resistor da base de Q_1 . Logo

deve-se tomar cuidado com os valores de r_b e R_e para que o ruído do amplificador não seja degradado.

Por fim, a partir das equações (29) e (23) é possível ter uma boa noção do comportamento de ruído do sistema.

3.2.4 Metodologia de Projeto

O projeto foi conduzido de forma iterativa, utilizando simulações paramétricas e baseando-se nas equações e conclusões descritas no Capítulo 3.2. Utilizando o software Octave como ferramenta de cálculo numérico, foi possível analisar as equações descritas e escolher os valores de cada componente, conforme as especificações.

A partir disso, foi desenvolvido o circuito em um ambiente de projeto e realizado simulações para verificar se o bloco atingiu as especificações estabelecidas. Sendo o desenho esquemático, implementado com a ferramenta Cadence Virtuoso® e para as etapas de verificação, utilizou-se a ferramenta Cadence Spectre®.

A seguir é resumido as decisões de projeto que foram seguidas para atingir as especificações e otimizar o circuito:

- Escolher E_{m_L} de forma a minimizar a resistência de base como também minimizar a capacitância de entrada do amplificador.
- Escolhendo o comprimento do emissor, define-se a corrente quiescente que garante uma frequência de ganho unitário do transistor máxima, ajustando a corrente conforme a especificação de excursão máxima do sinal de saída.
- Polariza-se o circuito para se obter essa corrente e garantir que os transistores estejam na região correta de operação.
- Dimensiona-se R_f com base em (21) para se obter um ganho de transimpedância igual a $54\text{dB}\Omega$.

- Encontra-se os valores de R_c e R_e através das equações de ganho (27) e (28) para garantir um ganho em malha aberta entre 8 e 5.
- Dimensiona-se o indutor em série com R_c com o intuito de equalizar o ganho e torna-lo constante na banda de interesse.
- Realiza-se simulações de ganho, atraso de grupo, ruído e linearidade, para saber se o amplificador está atingindo as especificações.
- Caso o ganho esteja apresentando um pico elevado no domínio da frequência, e uma alta distorção de fase, pode-se ou diminuir o comprimento de emissor, fazendo com que a capacitância de entrada diminua. Ou diminuir o ganho em malha aberta do amplificador.
- Caso as perdas devido à capacitância de entrada estejam elevadas e o ganho do TIA não seja constante na banda, é possível aumentar o valor do indutor L_c para fazer com que o ganho seja equalizado.
- Caso o ruído não esteja atingindo a especificação, é possível aumentar o comprimento do emissor do transistor com o intuito de diminuir a resistência da base.
- Caso o circuito não esteja atingindo a especificação de linearidade, é possível aumentar o valor de R_e , porém compensando o valor de R_c com o intuito de deixar o ganho constante.

3.2.5 Arquitetura Final

Na Figura 26, é mostrado o amplificador de transimpedância projetado. Os valores de cada componentes podem ser observados na Tabela 4.

Tabela 4 – Valores dos componentes do TIA.

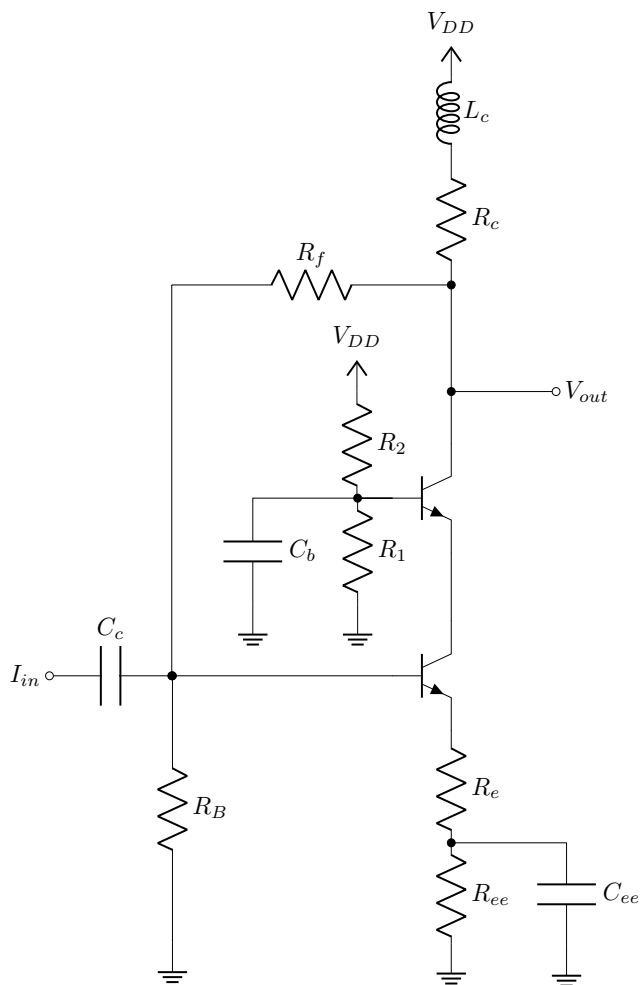
Componente	Valor
R_c	189 Ω
R_f	675 Ω
R_e	5,25 Ω
R_{ee}	8 Ω
R_B	925 Ω
R_2	3 K Ω
R_1	5,33 K Ω
C_b	1 pF
C_{ee}	2 pF
L_c	280 pH
C_c	2.5 pF

Fonte: Elaborado pelo autor.

Os resistores R_B , R_{ee} , R_1 e R_2 com o auxílio dos capacitores C_b , C_{ee} e C_c foram adicionados na arquitetura como parte do circuito de polarização. Em que R_{ee} tem a função de definir o valor da corrente quiescente, R_B define o valor da tensão de base de Q_1 e os resistores R_1 e R_2 definem a tensão de base de Q_2 . Já os capacitores C_b e C_{ee} são utilizados para eliminar o efeito dos resistores de polarização em altas frequências, adicionalmente o capacitor C_c tem a função de desacoplar o nível DC da entrada.

Todos os componentes utilizados são da tecnologia SiGe BiC-MOS 130nm. Os resistores foram escolhidos para se obter a resistividade necessária, com a menor área possível. Os capacitores foram escolhidos com base no mesmo critério. Já o indutor L_c foi empregado em uma topologia espiral e dimensionado para prover a indutância necessária tentando ao máximo reduzir suas capacitâncias parasitas.

Figura 26 – Amplificador de transimpedância projetado



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, serão apresentados os resultados das simulações do amplificador de transimpedância projetado. Abordando diversos aspectos, incluindo a resposta em frequência, ruído, linearidade, e as variações de desempenho em função de temperatura e processos de fabricação.

Todos os parasitas do encapsulamento e do fotodiodo, foram levados em consideração ao longo das simulações. Além disso, capacitâncias parasitas de 5fF foram colocados nos principais nós do circuito para modelar os efeitos do layout.

3.3.1 Resposta em Frequência

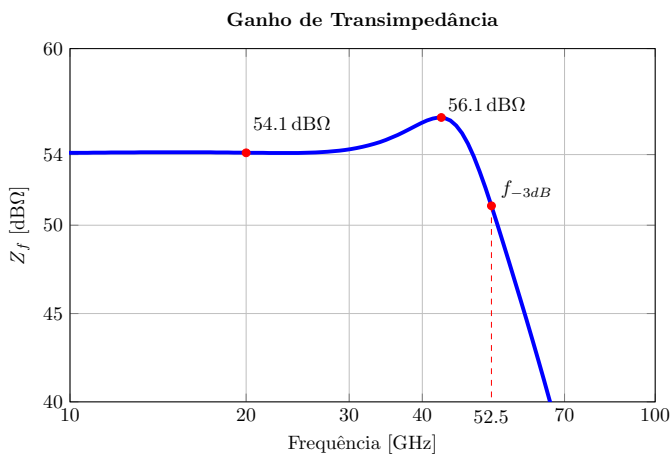
A Figura 27 ilustra a resposta em frequência do ganho do amplificador de transimpedância projetado. É evidente um ganho de 54,1 dBΩ em 20 GHz e uma largura de banda de 52,5 GHz. Observa-se um pico de aproximadamente 2 dBΩ, resultando em um ganho máximo de 56,1dBΩ.

Vale ressaltar, que a técnica indutor paralelo foi utilizada para aumentar a banda do amplificador em malha aberta. Sendo a técnica de indutor série o maior responsável no aumento de largura de banda total do TIA, uma vez que o polo de entrada é o que tem a maior influência na degradação da largura de banda do amplificador de transimpedância.

Realizando uma simulação sem indutor série L_{bw} , uma largura de banda em torno de $f_{-3dB\Omega} = 23\text{GHz}$ foi obtida. Isso quer dizer que a adição do indutor ocasionou em um aumento de 2,28 vezes na largura de banda.

Esse aumento elevado foi atingido pelo alto valor da indutância de bondwire de 380pH e pela baixa resistência de entrada, que eleva

Figura 27 – Ganho de transimpedância em função da frequência



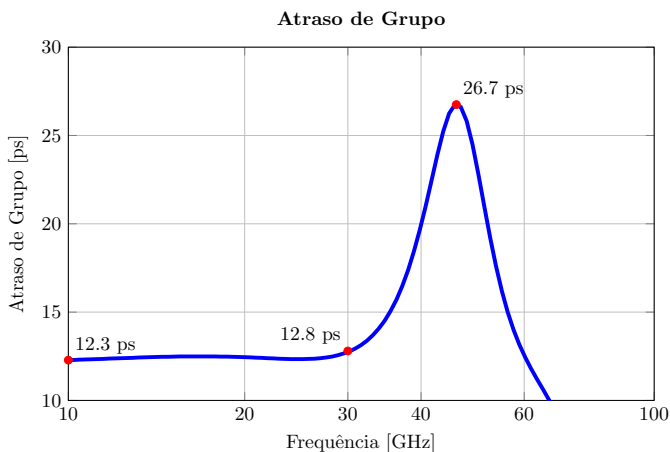
Fonte: Elaborado pelo autor.

o fator de qualidade da rede de entrada. Além disso o ganho de transimpedância do TIA, é uma função de terceira ordem, diferente da equação de segunda ordem derivada na seção 2.3.4.2 o que pode explicar a diferença de um aumento maior que 50% na largura de banda.

Conforme discutido no capítulo 2.2.1, é crucial evitar variações significativas de fase na banda de interesse, buscando idealmente um atraso de grupo constante. A Figura 28 apresenta o atraso de grupo obtido. Observa-se que, dentro da faixa de sinal útil de 10 GHz a 30 GHz, o atraso de grupo se mantém praticamente constante, com uma variação de aproximadamente 0,5 picossegundos. Após 30 GHz, são observados valores mais altos, chegando a 26,7 picossegundos. No entanto, como as componentes do sinal após 30 GHz já são consideravelmente menores, o impacto dessa variação mais significativa é reduzido.

De acordo com Sackinger (2017), para um sinal de 10 Gbit/s, espera-se uma variação máxima do atraso de grupo inferior a 10 ps. Portanto, os 0.5 ps alcançados estão dentro das especificações estabelecidas.

Figura 28 – Atraso de grupo em função da frequência

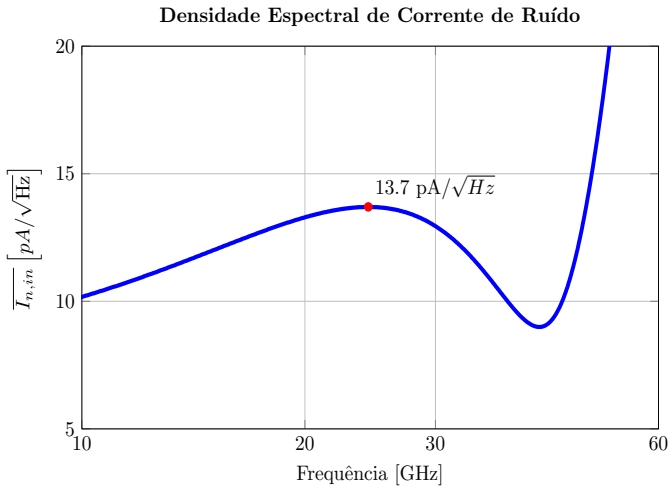


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3.2 Ruído

Na Figura 29, é apresentada a densidade espectral de potência da corrente de ruído referida à entrada em função da frequência. É observado um pico máximo em temperatura ambiente de $13.7 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Figura 29 – Ruído referido a entrada em função da frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Como realizado por (Dzallas et al. 2021), com a finalidade de comparar o resultado com a especificação, é calculado a média da densidade espectral de potência na banda atingida de 52.5 GHz, a partir da integral a baixo.

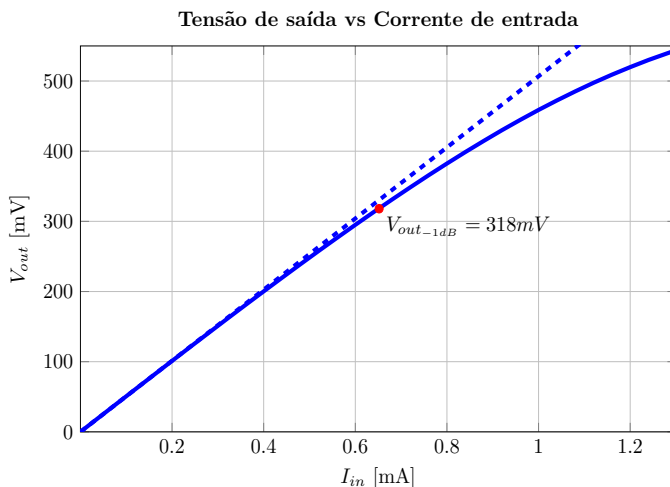
$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{1}{f_{-3dB}} \int_0^{f_{-3dB}} \overline{I_{n,in}^2}(f) df \quad (30)$$

Portanto, aplicando a raiz quadrada, o ruído atingido é de $\overline{I_{n,in}} = 11,64 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, abaixo da especificação de $15 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

3.3.3 Linearidade

Para avaliar a linearidade do circuito, foi realizada a simulação de balanço harmônico, uma vez que a simulação AC não leva em consideração o comportamento de grandes sinais. Portanto, foram analisadas as harmônicas do sinal de saída, mais especificamente a harmônica em 20GHz, para diferentes amplitudes da corrente de entrada. A Figura 30 apresenta a função de transferência do circuito, ou seja, a amplitude da tensão de saída em relação a amplitude da corrente de entrada.

Figura 30 – Tensão de saída em função da corrente de entrada



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se que a partir de 600 uA a curva começa a se afastar da reta linear. Para medir o grau de linearidade, foi calculado o ponto de compressão de 1dB, que é o ponto onde o ganho cai 1dB pelo

efeito da não linearidade do amplificador. A partir da especificação de máxima excursão do sinal de saída de 500mVpp, esperava-se um ponto de compressão acima deste limiar, na figura observa-se o ponto de compressão alcançado de 318mV de amplitude ou 636mV pico a pico, acima da especificação.

3.3.4 Variações de Temperatura

Os dispositivos eletrônicos podem ser bastante susceptíveis a variações de temperatura, afetando parâmetros como a resistividade, transcondutância, dentre outros, que por sua vez podem alterar significativamente a performance do circuito. Logo, é essencial avaliar o comportamento do circuito em diferentes níveis de temperatura. Na Tabela 5, os valores das principais figuras de mérito do projeto, para uma faixa de temperatura entre -20°C a 100°C é apresentado.

Tabela 5 – Variação das variáveis de projeto em função da temperatura.

Temperatura	Z_f [dB Ω]	$\Delta\tau$ [ps]	$\overline{I_{n,avg}}$ [pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	$V_{out-1dB}$ [mV]
-20°C	54,4	0,8	10,5	308
27°C	54,1	0,46	11,6	318
100°C	53,6	0,5	13,5	311

Fonte: Elaborado pelo autor.

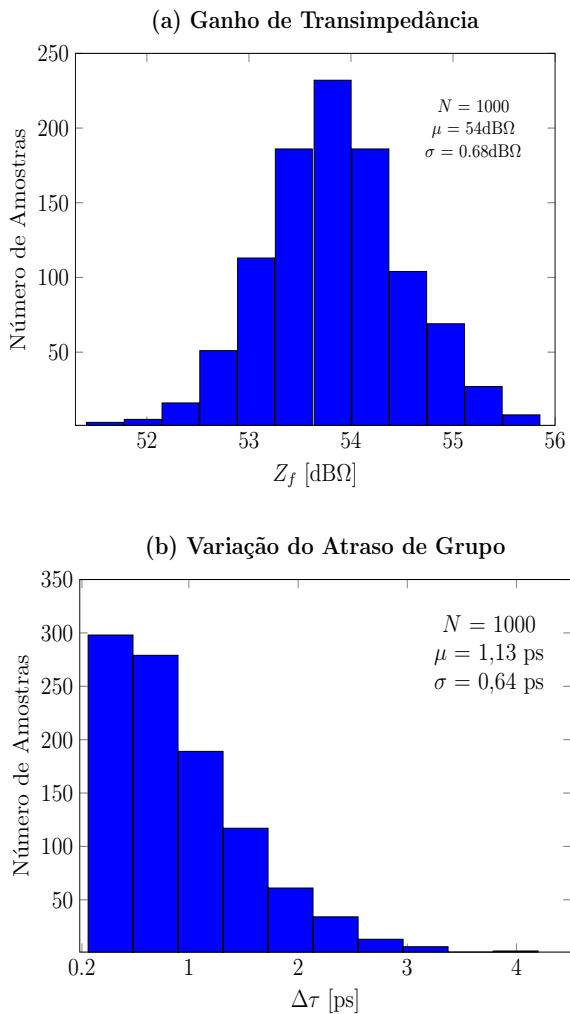
3.3.5 Variação de Processos

Durante o processo de fabricação dos chips, os circuitos podem apresentar variações em relação ao projeto original devido às mudanças nos parâmetros dos componentes. Modelos estatísticos no PDK (Process Design Kit) ajudam a prever essas variações. Utilizando essas informações, uma simulação de Monte Carlo pode ser realizada para avaliar o impacto das variações no funcionamento do circuito.

Na Figura 31, são apresentados os resultados da simulação de Monte Carlo para as variações no processo de fabricação. A Figura 31(a) mostra o ganho do amplificador, com uma média de 54 dBΩ, e desvio padrão de 0,68 dBΩ. A Figura 31(b) apresenta a máxima variação do atraso de grupo, com uma média de 1.13 ps e desvio padrão de 0.64 ps.

Em escala linear, é observada uma variabilidade máxima de 26%. Em simulações, verificou-se que os resistores desta tecnologia têm uma variação no pior caso de aproximadamente 20%. Essa variação no resistor de realimentação R_f é o maior responsável pela flutuação observada no ganho de transimpedância. Além disso, o ganho do amplificador em malha aberta não é suficientemente alto, o que indica que a realimentação não proporciona robustez adequada. Como resultado, variações em A_0 também podem influenciar o ganho de transimpedância.

Figura 31 – Simulação Monte Carlo. (a) Ganho de Transimpedância. (b) Variação do atraso de grupo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto de um amplificador de transimpedância para um receptor óptico integrado, utilizando a tecnologia SiGe BiCMOS 130 nm. Foram explorados os compromissos entre as principais especificações do TIA, evidenciando que um aumento do ganho através da realimentação paralela é eficaz para reduzir o ruído na entrada, embora comprometa a largura de banda. Adicionalmente, um incremento no ganho em malha aberta pode ser utilizado para ampliar a largura de banda, porém com o compromisso de maior distorção de fase.

Técnicas para o aumento da largura de banda foram apresentados, observando-se que o uso da topologia cascode e a incorporação de um resistor de degeneração ajudam a diminuir a capacitância de entrada do amplificador significativamente. Métodos utilizando indutores foram explorados, alcançando um aumento da largura de banda teórica máxima de 85% para configuração em paralelo com a carga capacitiva de saída e 41% para configuração série com fotodiodo.

A partir dessas análises, uma metodologia de projeto foi explorada, que aponta os caminhos e as decisões que podem ser seguidas para se atingir as especificações de ganho, ruído, largura de banda e linearidade da topologia proposta.

Como resultado, obteve-se uma largura de banda de 52.5 GHz, representando um aumento de 2,28 vezes em relação ao caso em que a técnica de indutor série não foi utilizada. Além disso, alcançou-se um ganho de 54 dB Ω , com uma corrente de ruído referida à entrada de 11,7 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ e uma excursão máxima de saída de até 638 mV pico a pico, atendendo a todas as especificações em condições típicas. Esses resultados evidenciam a viabilidade das técnicas estudadas no capítulo 2 e da metodologia de projeto adotada.

A análise de variabilidade revelou a robustez do circuito frente às variações de temperatura e processos de fabricação, mantendo o desempenho dentro das especificações em temperaturas entre -20°C e 100°C e em condições típicas de processo. No entanto, observou-se um maior desvio no ganho de transimpedância, para variações nos processos de fabricação. Resultando em desvio relativo ao ganho nominal de 26% no pior caso, explicadas pela sensibilidade do resistor de realimentação aos processos de fabricação.

Comparando o TIA desenvolvido com trabalhos do estado da arte na Tabela 1, destaca-se o baixo consumo de potência como diferencial, resultado da simplicidade da topologia adotada. Onde atingiu-se as especificações, apenas com um estágio de amplificação.

É crucial ressaltar a importância do desenvolvimento completo do layout do circuito, etapa essencial para a tradução do sistema projetado, para o mundo físico. Além de proporcionar a verificação precisa dos elementos parasitas adicionados durante o processo de design. Portanto, para futuros projetos, é recomendado o desenvolvimento completo do layout.

Adicionalmente, como sugestão de projetos futuros, é possível explorar a metodologia de projeto que foi seguida, pelos trabalhos citados no capítulo 1.2. Dividindo o projeto do TIA em estágios, onde o primeiro estágio é focado na redução do ruído e os demais estágios no aumento da largura de banda. Foi observado que esta técnica proporciona, altos valores de ganho e banda e um baixo ruído ao preço de um alto consumo de potência.

Por fim, sugere-se investigar técnicas de controle automático de ganho para otimizar a sensibilidade do receptor diante das variações na corrente fornecida pelo fotodiodo. Isso não apenas pode melhorar a sensibilidade do sistema em condições de baixa intensidade de corrente, mas também aumentar a linearidade em situações de alta in-

tensidade, além de adaptar o ganho nominal às variações significativas do processo.

REFERÊNCIAS

- Dziallas, Giannino, Adel Fatemi, Andrea Malignaggi e Gerhard Kahmen (2021). “A 97-GHz 66-dBOhm SiGe BiCMOS Low-Noise Transimpedance Amplifier for Optical Receivers”. Em: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 31.12, pp. 1295–1298. DOI: 10.1109/LMWC.2021.3103106.
- Friis, H.T. (1944). “Noise Figures of Radio Receivers”. Em: *Proceedings of the IRE* 32.7, pp. 419–422. DOI: 10.1109/JRPROC.1944.232049.
- García López, Iria, Ahmed Awany, Pedro Rito, Minsu Ko, Ahmet Cagri Ulusoy e Dietmar Kissinger (2018). “100 Gb/s Differential Linear TIAs With Less Than 10 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ in 130-nm SiGe:C BiCMOS”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 53.2, pp. 458–469. DOI: 10.1109/JSSC.2017.2782080.
- Gray, Paul R. (2009). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. 5th. Wiley Publishing. ISBN: 0470245999.
- Haghi Kashani, Milad, Hossein Shakiba e Ali Sheikholeslami (2022). “A Low-Noise High-Gain Broadband Transformer-Based Inverter-Based Transimpedance Amplifier”. Em: *IEEE Open Journal of Circuits and Systems* 3, pp. 72–81. DOI: 10.1109/OJCAS.2022.3164396.
- Khafaji, Mohammad Mahdi, Guido Belfiore e Frank Ellinger (2021). “A Linear 65-GHz Bandwidth and 71-dBOhm Gain TIA With 7.2

- pA/sqrt(Hz) in 130-nm SiGe BiCMOS”. Em: *IEEE Solid-State Circuits Letters* 4, pp. 76–79. DOI: 10.1109/LSSC.2021.3061535.
- Kim, H.H., S. Chandrasekhar, C.A. Burrus e J. Bauman (2001). “A Si BiCMOS transimpedance amplifier for 10-Gb/s SONET receiver”. Em: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 36.5, pp. 769–776. DOI: 10.1109/4.918914.
- Knochenhauer, Christian, Stefan Hauptmann, J. Christoph Scheytt e Frank Ellinger (2010). “A Jitter-Optimized Differential 40-Gbit/s Transimpedance Amplifier in SiGe BiCMOS”. Em: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 58.10, pp. 2538–2548. DOI: 10.1109/TMTT.2010.2063792.
- Leach, W.M. (1994). “Fundamentals of low-noise analog circuit design”. Em: *Proceedings of the IEEE* 82.10, pp. 1515–1538. DOI: 10.1109/5.326411.
- Li, Dan, Li Geng, Franco Maloberti e Francesco Svelto (2022). “Overcoming the Transimpedance Limit: A Tutorial on Design of Low-Noise TIA”. Em: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs* 69.6, pp. 2648–2653. DOI: 10.1109/TCSII.2022.3173155.
- Lindquist, C.S. (1970). “Delay characteristics of second-order band-pass filters”. Em: *Proceedings of the IEEE* 58.5, pp. 826–828. DOI: 10.1109/PROC.1970.7766.
- López, I. García, A. Awny, P. Rito, M. Ko, A.C. Ulusoy e D. Kissinger (2017). *A 60 GHz bandwidth differential linear TIA in 130 nm*

- sige:C BiCMOS with $< 5.5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$* . DOI: 10.1109/BCTM.2017.8112923.
- López, Iria García, Pedro Rito, A. Cagri Ulusoy, Ahmed Awny e Dietmar Kissinger (2017). “PAM-4 receiver with integrated linear TIA and 2-bit ADC in 0.13 μm SiGe:C BiCMOS for high-speed optical communications”. Em: pp. 582–585. DOI: 10.1109/MWSYM.2017.8058633.
- Miller, John M (1919). “Dependence of the Input Impedance of a Three-Electrode Vacuum Tube Upon the Load in the Plate Circuit.” Em: *Washington: Govt. Print. Off.*
- Razavi, Behzad (2001). *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. 2nd ed. McGraw-Hill.
- (2011). *RF Microelectronics (2nd Edition) (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series)*. 2nd. USA: Prentice Hall Press. ISBN: 0137134738.
- (2012). *Design of Integrated Circuits for Optical Communications*. 2^a ed. USA: McGraw-Hill, Inc. ISBN: 0072822589.
- (2023). “The Design of a Transimpedance Amplifier [The Analog Mind]”. Em: *IEEE Solid-State Circuits Magazine* 15.1, pp. 7–11. DOI: 10.1109/MSSC.2022.3219682.
- Sackinger, E. (2017). *Analysis and Design of Transimpedance Amplifiers for Optical Receivers*.

Valenzuela, Luis A., Aaron Maharry, Hector Andrade, Clint L. Schow e James F. Buckwalter (2020). “A 108-Gbps, 162-mW Cherry-Hooper Transimpedance Amplifier”. Em: *2020 IEEE BiCMOS and Compound Semiconductor Integrated Circuits and Technology Symposium (BCICTS)*, pp. 1–4. DOI: 10.1109/BCICTS48439.2020.9392928.

Apêndices

APÊNDICE A – ATRASO DE GRUPO

O atraso de grupo é uma forma de avaliar o atraso de fase para sinais de diferentes frequências.

Pode-se tomar como exemplo, um sinal em formato de pulso, que passa por um sistema qualquer, a transformada de fourier deste sinal, é bem conhecida e sabe-se que existem componentes em diversas frequências. Logo, quando este sinal passa por um sistema que atrasa cada componente igualmente, o sinal continua integro. Porém se este sistema atrasar cada componente de maneira diferente, o sinal de saída apresentará distorção. A definição de atraso de grupo pode ser escrita como na equação 31 (Sackinger 2017):

$$\tau(w) = -\frac{d\phi}{dw} \quad (31)$$

Esta medida é importante quando se trabalha com sistemas de segunda ordem ou mais, pois esses sistemas podem apresentar uma maior variação de fase, dentro da faixa de passagem. Portanto, para mensurar o quanto essa variação de fase impacta de maneira negativa no sistema, a definição de atraso de grupo pode ser utilizada.

APÊNDICE B – DERIVAÇÃO DAS EQUAÇÕES DO PROJETO

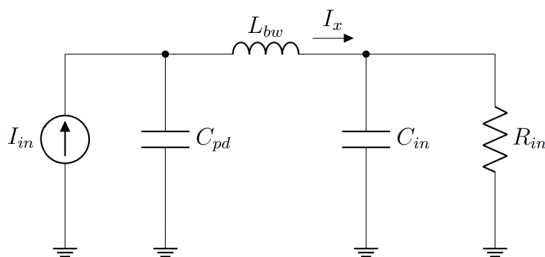
B.1 EQUAÇÃO DE GANHO DO TIA

A partir da Figura 14, é possível encontrar a tensão de entrada em função da tensão de saída pela seguinte equação:

$$V_{in} = -\frac{V_0}{A_0} \quad (32)$$

Com base nessa equação, o circuito é simplificado conforme mostrado na Figura 32, onde o TIA é substituído por sua resistência de entrada $R_{in} = \frac{R_f}{1+A_0}$. Essa simplificação permite calcular a tensão de entrada V_{in} em função da corrente de entrada I_{in} e, em seguida, substituir o resultado na equação (32) para determinar o ganho de transimpedância.

Figura 32 – Modelo da impedância de entrada do TIA.



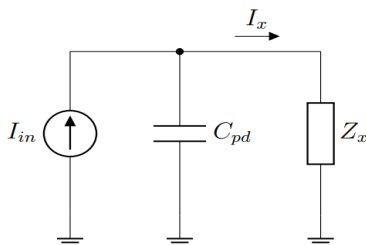
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para encontrar a tensão V_{in} basta calcular a corrente que passa no indutor L_{bw} e calcular a tensão na impedância composta pelo paralelo de R_{in} e de C_{bp} , chamada de Z_{rc} , descrita na equação 33.

$$Z_{rc} = \frac{R_{in}}{1 + sR_{in}C_{in}} \quad (33)$$

Para encontrar I_x simplifica-se o circuito conforme a Figura 33, em que Z_x é o série da reatância do indutor com a impedância Z_{rc} .

Figura 33 – Modelo da impedância de entrada do TIA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir disso, Z_x pode ser representado por:

$$Z_x = sL_{bw} + Z_{rc} = \frac{s^2 R_{in} L_{bw} C_{in} + sL_{bw} + 1}{1 + sR_{in} C_{in}} \quad (34)$$

Através do divisor de corrente na Figura 33, obtém-se:

$$I_x = I_{in} \cdot \frac{X_{C_{pd}}}{X_{C_{pd}} + Z_x} \quad (35)$$

Sabendo que $X_{C_{pd}} = 1/sC_{pd}$ e substituindo (34) na equação do divisor de corrente, I_x pode ser escrito como:

$$I_x = I_{in} \cdot \frac{(1 + sR_{in}C_{bp})}{s^3 R_{in} L_{bw} C_{pd} C_{in} + s^2 L_{bw} C_{pd} + sR_{in}(C_{pd} + C_{in}) + 1} \quad (36)$$

Por fim, como $V_{in} = I_x \cdot Z_{rc}$, encontra-se V_{in} em função da corrente de entrada I_{in} . Substituindo V_{in} na equação 32, encontra-se o ganho de transimpedância, descrito abaixo.

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{A_0 R_{in}}{s^3 R_{in} L_{bw} C_{pd} C_{in} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_{in} (C_{pd} + C_{in}) + 1} \quad (37)$$

Retirando o capacitor de entrada C_{in} e o indutor L_{bw} é fácil visualizar que o circuito equivalente é igual ao mostrado na Figura 3 e a equação de terceira ordem, é simplificada conforme a equação 1.

B.2 EQUAÇÃO DE RUÍDO DO TIA

A partir da Figura 17, observa-se o modelo de ruído do TIA. Em que a densidade espectral da tensão de ruído de saída do TIA, $\overline{V_{n,out}^2}$, pode ser calculado através do teorema da superposição, onde o ruído na saída do TIA, será a soma da contribuição individual de cada fonte de ruído na saída, como mostrado na equação 38.

$$\overline{V_{n,out}^2} = \overline{V_{n,out,R_f}^2} + \overline{V_{n,out,A}^2} \quad (38)$$

Para calcular a contribuição individual de cada fonte de ruído, é necessário desligar todas as outras fontes independentes do circuito. Ou seja para calcular $\overline{V_{n,out,R_f}^2}$ basta fazer $\overline{V_{n,A}^2} = 0$ e vice-versa.

Primeiro, calculando $\overline{V_{n,out,A}^2}$ temos que:

$$V_x = -\frac{V_{n,out,A}}{A_0} + V_{n,A} \quad (39)$$

$$I_{R_f} = I_{C_{in}} + I_{LC} \quad (40)$$

$$I_{C_{in}} = V_x \cdot s C_{in} \quad (41)$$

$$I_{LC} = \frac{V_x}{s L_{bw} + \frac{1}{s C_{pd}}} = V_x \frac{s C_{pd}}{s^2 L_{bw} C_{pd} + 1} \quad (42)$$

$$I_{R_f} = \frac{V_{n,out,A} - V_x}{R_f} \quad (43)$$

Em que V_x é a tensão no capacitor C_{in} , I_{R_f} a corrente que passa pelo resistor R_f , $I_{C_{in}}$ a corrente que passa pelo capacitor C_{in} e I_{LC} a corrente que passa pelo indutor e pelo capacitor C_{pd} .

Substituindo as correntes na equação 40 encontra-se:

$$V_{n,out,A} = V_x \cdot \frac{s^3 R_f L_{bw} C_{pd} C_{in} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_f (C_{pd} + C_{in}) + 1}{s^2 L_{bw} C_{pd} + 1} \quad (44)$$

Agora, substituindo (39) em (44) obtém-se:

$$V_{n,out,A} = V_{n,A} \frac{A_0}{1 + A_0} \cdot \frac{b}{c} \quad (45)$$

$$b = s^3 R_f L_{bw} C_{pd} C_{in} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_f (C_{pd} + C_{in}) + 1$$

$$c = s^3 R_{in} L_{bw} C_{pd} C_{in} + s^2 L_{bw} C_{pd} + s R_{in} (C_{pd} + C_{in}) + 1$$

Encontrado a contribuição da fonte de ruído do amplificador na saída do TIA, agora faz-se o mesmo para a fonte de ruído devido a R_f .

As correntes I_{LC} e $I_{C_{in}}$ continuam sendo representadas pela equação (41) e (42) respectivamente. I_{R_f} continua sendo a soma de I_{LC} e $I_{C_{in}}$, como descrito em (40). Logo temos as seguintes equações:

$$V_x = -\frac{V_{n,out,R_f}}{A_0} \quad (46)$$

$$I_{R_f} = \frac{V_{n,out,R_f} - V_x - V_{n,R_f}}{R_f} \quad (47)$$

Substituindo as correntes na equação 40 o seguinte resultado é obtido:

$$V_{n,out,R_f} = V_{n,R_f} + V_x R_f \cdot \frac{b}{a} \quad (48)$$

$$a = s^2 L_{bw} C_{pd} + 1$$

Por fim, substitui-se V_x em função de V_{n,out,R_f} e encontra-se:

$$V_{n,out,R_f} = V_{n,R_f} \frac{A_0}{1 + A_0} \cdot \frac{a}{b} \quad (49)$$

Encontrado a contribuição individual de cada fonte de ruído para a saída do amplificador, a densidade espectral de ruído da tensão de saída pode ser obtido através da equação 38, onde $\overline{V_{n,out}^2}$ é encontrado na equação 50.

$$\overline{V_{n,out}^2} = \left(\frac{A_0}{1 + A_0} \right)^2 \left(\frac{\overline{V_{n,out,R_f}^2} \cdot a^2 + \overline{V_{n,out,A}^2} \cdot b^2}{c^2} \right) \quad (50)$$

É possível observar que o ganho de transimpedância Z_f pode ser escrito como:

$$Z_f = \frac{A_0}{1 + A_0} \cdot \frac{R_f}{c} \quad (51)$$

Logo, $\overline{V_{n,out}^2}$ pode ser reescrito como:

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{Z_f(s)^2}{R_f^2} \left(\overline{V_{n,R_f}^2} \cdot a^2 + \overline{V_{n,A}^2} \cdot b^2 \right) \quad (52)$$

Dividindo $\overline{V_{n,out}^2}$ pelo quadrado do ganho de transimpedância, encontra-se a densidade espectral de potência de ruído da corrente referenciada a entrada, $\overline{I_{n,in}^2}$.

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{\overline{V_{n,R_f}^2} \cdot a^2 + \overline{V_{n,A}^2} \cdot b^2}{R_f^2} \quad (53)$$

É fácil verificar também que caso o circuito seja simplificado e o capacitor C_{in} e o indutor L_{bw} retirados do circuito, o modelo do ruído pode ser representado pela Figura 4 e pelas equações 11 e 12.

B.3 EQUAÇÃO DE GANHO DO AMPLIFICADOR EM MALHA ABERTA

O ganho do amplificador é calculado a partir do modelo de pequenos sinais do circuito, que é mostrado na Figura 24. Primeiro, a tensão induzida no nó de saída V_{out} é obtida através de:

$$V_{out} = -I_{out} \cdot Z_{out} \quad (54)$$

Onde I_{out} é a corrente gerada pelo transistor Q_1 a partir de variações na tensão entre base e emissor e Z_{out} a impedância de saída do amplificador. Logo $I_{out} = g_m V_{be}$. Calculando V_{be} , sabe-se que $V_b = V_{in}$ e V_e pode ser encontrado como:

$$V_e = I_e \cdot R_e = g_m V_{be} R_e = g_m (V_{in} - V_e) R_e$$

Rearranjando:

$$V_e = V_{in} \frac{g_m R_e}{1 + g_m R_e} \quad (55)$$

E por sua vez:

$$V_{be} = \frac{V_{in}}{1 + g_m R_e} \quad (56)$$

Encontrado V_{be} em função da tensão da entrada, conseqüentemente é possível obter a corrente de saída I_{out} em função de V_{in} e por sua vez encontrar o ganho que pode ser visto na equação 57

$$A(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{g_m Z_{out}(s)}{1 + g_m R_e} \quad (57)$$

O ganho em função da frequência depende da impedância de saída, que é o paralelo dos elementos conectados ao nó de saída, negligenciando a resistência de saída do cascode.

A impedância de saída pode ser escrita da seguinte forma:

$$Z_{out} = Z_{C_{out}} || R_f || Z_x \quad (58)$$

Onde

$$Z_{C_{out}} = \frac{1}{sC_{out}}$$

$$Z_x = R_c + sL_c$$

Substituindo encontra-se:

$$Z_{out} = \frac{\frac{R_f}{1+sR_fC_{out}} \cdot (R_c + sL_c)}{\frac{R_f}{1+sR_fC_{out}} + R_c + sL_c} \quad (59)$$

Rearranjando:

$$Z_{out} = \frac{\frac{R_c}{L_c C_{out}} \left(1 + \frac{sL_c}{R_c}\right)}{s^2 + s \left(\frac{R_f R_c C_{out} + L_c}{R_f L_c C_{out}}\right) + \frac{R_f + R_c}{R_f L_c C_{out}}} \quad (60)$$

Encontrado a impedância de saída, o ganho $A(s)$ em função da frequência pode ser visto na equação a seguir.

$$A(s) = \frac{-g_m R_c}{1 + g_m R_e} \cdot \frac{\frac{1}{L_c C_{out}} \left(1 + \frac{sL_c}{R_c}\right)}{s^2 + s \left(\frac{R_f R_c C_{out} + L_c}{R_f L_c C_{out}}\right) + \frac{R_f + R_c}{R_f L_c C_{out}}} \quad (61)$$

E o ganho DC, A_0 pode ser representado como:

$$\lim_{s \rightarrow 0} A(s) = A_0 = \frac{-g_m}{1 + g_m R_e} \frac{R_c R_f}{R_c + R_f} = \frac{-g_m R_{out}}{1 + g_m R_e} \quad (62)$$

B.4 EQUAÇÃO DE RUÍDO DO AMPLIFICADOR EM MALHA ABERTA

O modelo do ruído do amplificador em malha aberta, pode ser visto na Figura 25. Para calcular a densidade espectral de potência da tensão de ruído referido a entrada, $\overline{V_{n,A}}^2$, basta calcular a contribuição individual de cada fonte de ruído á saída do amplificador, em seguida, dividir pelo quadrado do ganho.

Para calcular a contribuição individual de cada fonte, todas as outras fontes independentes são desligadas, exceto a fonte cuja contribuição está sendo avaliada. Primeiro, considerando o ruído na saída devido a R_c , como a tensão V_{be} é zero neste caso, a única corrente que passa por R_c é a corrente de ruído. Portanto, a tensão na saída produzida por essa fonte é:

$$V_{n,out_{R_c}} = I_{n,R_c} \cdot R_c \quad (63)$$

Já para o ruído devido ao resistor r_b :

$$V_{n,out_{r_b}} = V_{n,r_b} \cdot A_0 \quad (64)$$

Para o ruído devido a Q_1 á tensão de saída pode ser escrita como:

$$V_{n,out_{Q_1}} = R_c \cdot (g_m V_{be} + I_{n,Q_1})$$

Como a tensão na base é igual a zero:

$$V_{n,out_{Q_1}} = R_c \cdot (-g_m V_e + I_{n,Q_1}) \quad (65)$$

Calculando V_e , sabe-se que $V_e = I_e \cdot R_e$ e que a corrente I_e pode ser calculada como:

$$I_e = g_m V_{be} + I_{n,Q_1} = -g_m V_e + I_{n,Q_1}$$

A partir disso, encontra-se a tensão no emissor:

$$V_e = I_{n,Q_1} \frac{R_e}{1 + g_m R_e} \quad (66)$$

Substituindo a tensão de emissor em 65, obtém-se:

$$V_{n,out_{Q_1}} = I_{n,Q_1} \frac{R_c}{1 + g_m R_e} \quad (67)$$

Por fim, o ruído devido a R_e , induz uma tensão no emissor, essa tensão é amplificada por um ganho de $g_m R_c$ através do ganho de um amplificador base comum. Obtendo:

$$V_{n,out_{R_e}} = R_c g_m V_e$$

A tensão V_e é calculada da mesma maneira que a equação 66. Resultado em:

$$V_e = I_{n,R_e} \frac{R_e}{1 + g_m R_e} \quad (68)$$

Substituindo a tensão de emissor, na equação da tensão de saída, o seguinte resultado é obtido:

$$V_{n,out_{R_e}} = I_{n,R_e} R_e \frac{R_c g_m}{1 + g_m R_e}$$

Logo, a densidade espectral de potência da tensão de ruído na saída do amplificador, é encontrada a partir de:

$$\overline{V_{n,out}}^2 = \overline{V_{n,out_{R_c}}}^2 + \overline{V_{n,out_{Q_1}}}^2 + \overline{V_{n,out_{R_e}}}^2 + \overline{V_{n,out_{r_b}}}^2 \quad (69)$$

Por sua vez, obtendo:

$$\overline{V_{n,out}}^2 = \overline{I_{n,R_c}}^2 R_c^2 + \overline{I_{n,Q_1}}^2 \cdot \left(\frac{R_c}{1 + g_m R_e} \right)^2 + \overline{I_{n,R_e}}^2 R_e^2 A_0^2 + \overline{V_{n,r_b}}^2 A_0^2 \quad (70)$$

Em que A_0 é o ganho do amplificador. Dividindo $\overline{V_{n,out}}^2$ pelo quadrado do ganho, a densidade espectral de potência de ruído, da tensão de saída referido a entrada, é obtida:

$$\overline{V_{n,A}}^2 = \left(\frac{R_c}{A_0} \right)^2 \overline{I_{n,R_c}}^2 + \left(\frac{R_c}{A_0} - R_e \right)^2 \overline{I_{n,Q_1}}^2 + R_e^2 \overline{I_{n,R_e}}^2 + \overline{V_{n,r_b}}^2 \quad (71)$$