

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
E COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

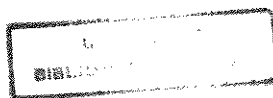
Projeto de um Amplificador
de Transimpedância Monolítico
Implementado em GaAs com CAG
para Recepção em Comunicações Ópticas

Autor: **Valentino Corso**

Orientador: **Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho**

Este exemplar corresponde a redação final da tese	
defendida por	<u>Valentino Corso</u>
	e aprovada pela Comissão
Julgada em	<u>21 / 12 / 98</u>
	<u> </u>
	Orientador

Unicamp - FEE - DSIF
Campinas, Dezembro de 1998



9914843

CM-00125407-1

C818p Corso, Valentino
Projeto de um amplificador de transimpedância
monolítico implementado em GaAs com CAG para
recepção em comunicações ópticas. / Valentino Corso.--
Campinas, SP: [s.n.], 1998.

Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Amplificadores eletrônicos. 2. Circuitos eletrônicos
3. Fibras óticas. 4. Arsenieto de gálio. I. Reis Filho,
Carlos Alberto. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título.

Resumo

Este trabalho descreve o projeto e a implementação de um amplificador monolítico de transimpedância, para ser utilizado no estágio de pré-amplificação de receptores ópticos, operando em 51,84Mb/s. Protótipos do circuito projetado foram fabricados pela *TriQuint Semiconductor*, utilizando a tecnologia de *Arseneto de Gálio (GaAs)* com transistores *MESFET* de depleção de 0,5 μ m.

O amplificador desenvolvido tem características de baixo ruído, ganho de tensão de aproximadamente 30dB e baixo consumo de potência. Inclui um circuito automático de ganho (CAG) que tem poucos componentes, não requer qualquer ajuste externo, proporcionando uma variação de 86dB de tensão na entrada com a taxa de erro (*BER*) em 10^{-9} e uma sensibilidade máxima de -43dBm ópticos. Estas características permitem a utilização do amplificador em enlaces com distâncias que podem variar de 0 a 80km.

O projeto foi feito levando-se em conta as variações do processo tecnológico fornecido pela *foundry*, adequando-se assim a topologia e as análises em função de um maior percentual de sucesso possível, quanto à polarização, banda passante, ruído, ganho de transimpedância e estabilidade.

Resultados experimentais de protótipos fabricados foram analisados e comparados aos correspondentes desempenhos de receptores comerciais. Os modelos usados nas diversas etapas de simulações foram validados com estes resultados experimentais, estabelecendo assim um patamar confiável para o desenvolvimento de versões futuras do circuito. As especificações de projeto foram satisfeitas.

O texto se compõe de 4 capítulos: No primeiro capítulo são apresentadas as especificações estabelecidas pelo *ITU-T (CCITT)* e é descrito também o desenvolvimento do anteprojeto. No capítulo 2 é desenvolvido o projeto do circuito integrado monolítico, onde são analisados o projeto de polarização e o comportamento nos domínios do tempo e frequência, bem como ruído. No capítulo 3, são mostrados aspectos de montagem do receptor óptico e de caracterização, comparando-se os resultados experimentais com as simulações. No capítulo 4, temos as considerações finais que discutem a extensão do projeto para sua utilização em taxas de *bit* de 155,52Mb/s e 622,08Mb/s, as conclusões e as referências bibliográficas.

Agradecimentos

As pessoas que colaboraram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho, gostaria de expressar minha sincera gratidão, dentre as quais os colegas do grupo de optoeletrônica do CPqD com quem muito aprendi; aos colegas do grupo de microeletrônica do CPqD por todo o apoio e suporte; ao CPqD pela permissão de desenvolver este trabalho juntamente com a UNICAMP; aos membros da banca pela gentileza em participar na apreciação e julgamento do trabalho, e pelas sugestões; e por fim, a oportunidade dada pela UNICAMP, especificamente através do Professor Doutor Carlos Alberto dos Reis Filho, que com sua experiência e profissionalismo prestou inestimável colaboração na realização deste trabalho, com as devidas correções e valiosas sugestões.

A todos, e outros que porventura não tenha mencionado, novamente meu muito obrigado.

Comissão Julgadora

Orientador e Presidente da Banca: ***Professor Doutor Carlos Alberto dos Reis Filho***
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

Integrante: ***Professora Doutora Denise Consonni***
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (USP) - Departamento de Engenharia e Eletricidade

Integrante: ***Professor Doutor Yuso Iano***
Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) - Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação

*Aos meus queridos pais Maria Tereza e Aristide
por toda a dedicação e firmeza de propósitos,
e às minhas queridas esposa Márcia e filha Luísa
pela inspiração e sustentação, dedico este trabalho.*

ÍNDICE

INTRODUÇÃO 1

Capítulo I - Especificações e Anteprojeto

- 1. ESPECIFICAÇÕES 3
 - 1.1 Considerações Preliminares 3
 - 1.2 Normas e Padrões 4
 - 1.3 Especificações 5
- 2. EQUACIONAMENTO DO CIRCUITO 7
 - 2.1 Análise do Amplificador Realimentado 7
 - 2.2 Análise e valores de literatura 11
 - 2.3 Análise de Pequenos Sinais do Amplificador de Transimpedância 11
 - 2.3.1 Cálculo do Ganho de Transimpedância do Amplificador 'a' 17
 - 2.3.2 Cálculo de f_H do Amplificador 'a' e do Realimentado 18
 - 2.3.3 Cálculo de f_L do Amplificador Realimentado 20
 - 2.3.4 Cálculo das Impedâncias de Entrada e de Saída Realimentadas 20
 - 2.4 Análise de Pequenos Sinais do amplificador com CAG 21
 - 2.5 Análise de Ruído e Sensibilidade Teórica 22

Capítulo II - Projeto do Circuito Integrado

- 3. PROJETO DO AMPLIFICADOR MONOLÍTICO DE GaAs 23
 - 3.1 Descrição Geral 23
 - 3.2 Descrição Funcional 23
 - 3.2.1 Estágio Amplificador de Entrada 24
 - 3.2.2 Estágio Amplificador Diferencial 25
 - 3.2.3 Estágio de Buffer 26
 - 3.2.4 Estágio de Saída 27
 - 3.2.5 Estágio de Realimentação 27
 - 3.2.6 Estágio de Controle Automático de Ganho 27
 - 3.2.7 Estágio Acelerador 28
 - 3.3 Projeto de Polarização 29
 - 3.3.1 Distribuição das Tensões 29
 - 3.3.2 Projeto do Circuito 31
 - 3.3.2.1 Estágio de Entrada 31
 - 3.3.2.2 Estágio Diferencial e de Realimentação 32
 - 3.3.2.3 Estágio de Buffer e de CAG 33
 - 3.3.2.4 Estágio de Saída 34
 - 3.3.3 Variação da Polarização com a Alimentação 35
 - 3.4 Análise de Injeção de Sinal 37
 - 3.4.1 Considerações sobre a Injeção do Sinal 37
 - 3.4.2 Modo de Injeção 38
 - 3.4.3 Vetores de Simulação 38
 - 3.5 Análise de Transiente 39
 - 3.5.1 Análise de Sinal sem CAG 39

3.5.2	Análise Comportamental do CAG	44
3.5.3	Análise do Sinal com CAG	49
3.5.4	Análise Comparativa da Inserção do CAG em Transiente	53
3.5.4.1	Médios Sinais	53
3.5.4.2	Baixos Sinais	54
3.5.4.3	Altos Sinais	55
3.5.4.4	Análise dos Resultados	56
3.6	Análise em Frequência	56
3.6.1	Comportamento em Frequência	57
3.6.2	Comportamento em Ruído	61
3.6.3	Análise Comparativa da Inserção do CAG em Frequência	63
3.7	Variações de Temperatura e Processo Tecnológico	63
3.7.1	Comportamento Variando a Temperatura	63
3.7.1.1	Análise DC	63
3.7.1.2	Análise em Transiente	64
3.7.1.3	Análise de Banda Passante e Ganho	65
3.7.1.4	Características de Ruído	66
3.7.2	Análise do Processo Tecnológico	67
3.7.2.1	Arquivos de Variação	67
3.7.2.2	Parâmetros de Variação	68
3.7.2.3	Limites de Processo	69
3.7.2.4	Comportamento dos Limites de Processo	69
3.7.2.5	Dados em Polarização e Transiente	70
3.7.2.6	Dados em Frequência	72
3.7.3	Variação do Processo Tecnológico com a Temperatura	74
3.8	Projeto de Leiaute	79
3.8.1	Análise dos Parasitas Críticos no Leiaute	79
3.8.2	Análise da Interação entre Circuito-Leiaute	80
3.8.3	Projeto do Leiaute	80
3.9	Arquivos de Simulação	81
3.9.1	Simulação DC	82
3.9.2	Simulação AC	83
3.9.3	Simulação de Processo Tecnológico	84

Capítulo III - Resultados Experimentais

4.	GIG DE TESTE E ENCAPSULAMENTO	85
4.1	Gig de Teste	85
4.1.1	Objetivo	85
4.1.2	Gig em Alumina	85
4.1.3	Parte Mecânica	86
4.1.4	Chip-Carrier do Fotodetector	86
4.1.5	Parte Elétrica (Polarização)	86
4.2	Encapsulamento	88
4.2.1	DIP-14	88
4.2.2	Projeto Elétrico do Substrato	88
4.2.3	Vantagens	89
5.	CARACTERIZAÇÃO E AMBIENTE DE TESTE	89
5.1	Caracterização Elétrica	89

5.2	Caracterização Optoeletrônica	90
5.3	Ambiente de Teste	90
5.3.1	Medida das Características do Fotodetector	90
5.3.1.1	Corrente de Escuro	91
5.3.1.2	Capacitância	91
5.3.1.3	Responsividade	92
5.3.2	Razão de Extinção	92
5.3.3	Medida de Polarização	93
5.3.4	Medida de Parâmetros S	93
5.3.5	Medida de Transimpedância	94
5.3.6	Medida de Banda Passante	94
5.3.7	Medida da Tensão de Saída e Atuação do CAG	95
5.3.8	Diagrama de Olho	96
5.3.9	Medida da Sensibilidade	97
5.3.10	Medida da Máxima Potência Óptica	98
5.3.11	Medida da Faixa Dinâmica	98
5.3.12	Medida de Ruído	98
5.3.12.1	Voltímetro RMS	99
5.3.12.2	Medidor de Figura de Ruído	100
6.	OBTENÇÃO DOS RESULTADOS	102
6.1	Transmissor	102
6.2	Fotodetector	102
6.2.1	Corrente de Escuro	102
6.2.2	Capacitância	102
6.2.3	Responsividade	103
6.3	Polarização	103
6.3.1	Parâmetros S	103
6.3.2	Caracterização do Filtro Passa-Baixa	105
6.3.3	Banda Passante	106
6.3.4	Atuação do CAG em Frequência	106
6.3.5	Atuação do CAG no Tempo	108
6.3.6	Diagrama de Olho	109
6.3.7	Ruído	112
6.3.8	Sensibilidade	113
6.3.9	Máxima Potência Óptica	114
6.3.10	Faixa Dinâmica	114
7.	ANÁLISE COMPARATIVA	115
7.1	Conversor Optoeletrônico	115
7.2	Polarização	115
7.3	Características em Frequência	116
7.4	Características no Tempo	116
7.5	Taxa de Erro	118
7.6	Ruído	118
7.7	Análise Geral	119

Capítulo IV - Considerações Finais

8. EXTENSÃO DO PROJETO	121
8.1 Amplificador para 155Mb/s	122
8.2 Amplificador para 622Mb/s	123
8.3 Comparação dos Amplificadores	125
9. CONCLUSÕES	125
10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	126

GLOSSÁRIO

A

a : Amplificador básico sem realimentação

ACADEMY/HP-EEsof : Simulador elétrico (domínio da frequência) juntamente com *software* de geração de leiaute

Anadigics : Fabricante fornecedora de CIs de *GaAs*

Anritsu : Marca do equipamento Transmissor/Receptor

APD : *Avalanche Photodiode*

A_T : Cálculo analítico do ganho de transimpedância do amplificador básico sem realimentação

A_{TZ} : Cálculo analítico do ganho de transimpedância total realimentado

A_f : Ganho de transimpedância de uma função de transferência de polo simples

B

Bare-fiber : Suporte mecânico para acoplamento entre duas fibras ópticas

Belcore : *Bell Communications Research, Inc.*

BER : *Bit Error Ratio*

Burn-in : Teste em um dispositivo utilizando temperaturas elevadas por determinado período de tempo

Butterfly : Encapsulamento com os terminais de conexão embutidos nas laterais

BW : Banda passante

C

CAG : Controle Automático de Ganho

Capacitor peaking : Técnica de compensação em frequência

Cascade Microtech : Equipamento que contém as pontas coplanares para caracterização em frequência

Cascode : Tipo de configuração elétrica para circuitos amplificadores

C_{Cext} : Capacitância externa ao CI

CCITT : *International Telegraph and Telephone Consultative Committee*

C_{det} : Capacitância do fotodetector

C_{ds} : Capacitância dreno-fonte

C_F : Capacitância equivalente na realimentação

C_{gd} : Capacitância porta-dreno

C_{gdM} : Capacitância porta-dreno (*Miller*) refletida para um terminal com referência ao terra

C_{gs} : Capacitância porta-fonte

Chip : Dispositivo sem encapsulamento obtido após o corte do *wafer*

Chip-carrier : Sustentação mecânica de um dispositivo em *chip* (não encapsulado)

CI : Circuito Integrado

CPqD : Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações

CPW : *Coplanar wave guide*

D

D : Fator de redução do ganho em circuitos realimentados

DIP-14 : Encapsulamento tipo Dual-in-Package 14 pinos

E

ER : *Extinction Ratio* (Relação de potência óptica obtida através da presença e ausência de modulação de sinal)

E

F : Figura de ruído
Feedtrough : Terminal de conexão para alimentação DC
FET : *Field Effect Transistor*
 f_H : Frequência de corte superior
 f_{HR} : Frequência de corte superior do amplificador realimentado
 f_L : Frequência de corte inferior
Foundry : Fabricante fornecedora do circuito integrado
FTTC : *Fiber-to-the-Curb*
FTTH : *Fiber-to-the-Home*

G

GaAs : Arseneto de Gálio
GxBW : Produto Ganho x Banda Passante
 G_F : Admitância de realimentação
 G_{in} : Admitância de entrada
gm : transcondutância
 G_T : Ganho de transimpedância medido

H

HP : *Hewlett-Packard*

I

$\langle i^2 \rangle$: Corrente de ruído médio quadrático
 I_{DD} : Corrente de polarização positiva
 i_{det} : Corrente gerada pelo fotodetector
 I_D : Corrente de polarização no dreno
 I_{DSS} : Corrente de saturação
ITU-T : *International Communication Union - Transmission*

J

Jitter : Pequenas variações do sinal em fase

K

k : Relação de ganho de tensão (Teorema de Miller)

L

Lasertron : Fabricante do fotodetector
LED : *Light Emitting Diode* (Diodo emissor de luz, utilizando um λ de 1300nm)
Long haul : Enlace óptico de grande distância.
LPF : *Low-Pass Filter*, (Filtro passa-baixa)

M

MCM : *Multi-Chip Module*
MESFET : *Metal Schottky Field Effect Transistor*
MF : Margem de fase
MG : Margem de ganho
MIL STD : Military Standard, (normas de padronização padrão militar)

Minicircuits : Fabricante fornecedora do filtro passa-baixa

N

Network Analyser : Analisador de redes para obtenção de parâmetros S

NiCr : Níquel-Cromo

NRZ : *Non-Return to Zero*

O

Overshoot : Instabilidade nas transições de sinal em sistemas de segunda ordem ou superior

P

Parâmetro S : *Scattering Parameters*, (parâmetros de espalhamento)

PC : *Personal Computer*

Pigtail : Rabicho de fibra após o receptor óptico

pin : Fotodetector tipo P-Intrínseco-N

Pinch-off : Condição onde a corrente de dreno de um *MESFET* tende a zero independentemente da variação de V_{DS}

Placement : Início da fase de leiaute, sendo uma posição inicial dos dispositivos do CI em uma determinada área

Q

Q : Número de desvios padrão

R

r : Relação entre a potência óptica com sinal pela potência óptica sem sinal

RF : Rádio Frequência

R_F : Resistor de realimentação

RMS : *Root Mean Square*

R_{prot} : Resistor proteção do fotodetector

R_T : Ganho de transimpedância medido para o cálculo de ruído

R_{TOT} : Impedância equivalente para o circuito de saída

S

Screening : Teste de um dispositivo em um determinado período de tempo com variação cíclica de temperatura

SDH : *Synchronous Digital Hierarchy*

Settling time : Período de estabilização do sinal para sistemas de segunda ordem ou superior

Set-up : Arranjo de equipamentos/dispositivos para obtenção de determinada medida

Short haul : Enlace óptico de curta distância

SMA : Conector apropriado para utilização em altas frequências

SMD : *Surface Mounted Device*

SONET OC-1 : *Synchronous Optical Network Optical Connect 1*

SPICE : *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*, simulador elétrico (domínio do tempo)

STM : *Single-Transport Module*

Stray capacitance : Capacitância de montagem do fotodetector

V

<v> : Tensão RMS de ruído

V_{DD} : Tensão positiva de alimentação do CI

V_{DS} : Tensão dreno-fonte

V_{GS} : Tensão porta-fonte

Via-hole : Conexão elétrica entre os componentes do CI e o substrato metalizado

Voltage-shunt feedback : Realimentação de tensão na saída e de corrente na entrada para um circuito elétrico

V_{SS} : Tensão negativa de alimentação do CI

Z

Z_i, Z_o : Impedância de entrada e de saída para o circuito sem realimentação

Z_{if}, Z_{of} : Impedância de entrada e de saída para o circuito realimentado

ALFABETO GREGO

β : Ganho da rede de relimentação em circuito aberto

λ : Frequência da fonte óptica

τ : Constante de tempo

τ_{jo} : Constante de tempo em circuito aberto para determinado capacitor, considerando-se os demais em aberto para a determinação de f_H

τ_{js} : Constante de tempo em curto-circuito para determinado capacitor, considerando-se os demais em curto-circuito para a determinação de f_L

Introdução

Nestes últimos anos a fibra óptica vem sendo utilizada em comunicações, substituindo o fio elétrico e viabilizando a crescente expansão das comunicações digitais.

Além das aplicações em comunicações ópticas de longas distâncias, que utilizam grandes comprimentos de enlace (*long haul*) e cuja viabilidade econômica se deve à crescente redução do custo de fabricação da fibra óptica, há também as aplicações conjuntas em enlaces urbanos (*short haul*).

A comunicação óptica não se restringe às aplicações em telecomunicações. Já é grande a sua aceitação em outras aplicações tal como barramento de dados, LAN (*Local Area Network*), WAN (*Wide Area Network*), enlaces de telemetria, televisão a cabo (CATV), comunicações síncronas e assíncronas, RDSI, redes ópticas tipo FTTC e FTTH, etc... [2].

A fibra óptica, quando comparada com outros meios de transmissão, como o tradicional par metálico, cabo coaxial e mesmo enlaces de microondas, apresenta vantagens significativas como:

- a) Enorme banda passante do meio de transmissão, que na faixa espectral de 1300nm, por exemplo, fornece uma portadora na frequência de 230THz, utilizando fibras disponíveis no mercado com *banda passante versus distância* superior a 200GHz.km.
- b) Perdas extremamente baixas, chegando até a 0,2dB/km na faixa espectral de 1550nm.
- c) Imunidade a interferência e a ruído. Como é feita de material dielétrico, é imune a interferências eletromagnéticas e oferece uma excelente isolação entre o transmissor e o receptor.
- d) Baixíssimo peso, mesmo considerando-se o encapsulamento de proteção.
- e) Grande flexibilidade na expansão de redes com segurança na informação transmitida pois não irradia. A tentativa de captação de sinal pode ser facilmente identificada pela monitoração da potência óptica média recebida.
- f) Custos potencialmente baixos.

As comunicações têm um caráter *universal* e por esta razão é necessário que haja compatibilidade entre as diversas redes que cobrem o planeta.

Esforços de padronização de redes ópticas estão sendo realizados através de entidades como o ITU-T (ex-CCITT) e o Bellcore. Dois exemplos de padronização são o SONET (*Synchronous Optical Network*) mais extensamente utilizado nos EUA e o SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*) desenvolvidos para comunicações digitais síncronas. A tabela I.1 mostra os níveis de hierarquia com as respectivas taxas de transmissão para estes protocolos de comunicação.

Tabela I.1: Níveis hierárquicos para os protocolos de comunicações síncronas SDH e SONET.

Taxa Real de Bit (Mb/s)	Taxa de Bit usualmente denominada	Protocolo	
		SONET	SDH
51,84	52Mb/s	OC-1	---
155,52	155Mb/s	OC-3	STM-1
622,08	622Mb/s	OC-12	STM-4
2488,32	2,5Gb/s	OC-48	STM-16
9953,28	10Gb/s	OC-192	STM-64

Para comunicação digital assíncrona o padrão *ATM* (*Asynchronous Transfer Mode*) oferece a oportunidade de operar novos serviços em uma larga e simultaneamente diferenciada taxa de transmissão de dados. O controle de gerenciamento é feito quase que totalmente por *hardware*, criando a demanda por circuitos integrados cada vez mais velozes e de baixo consumo de energia.

Em comunicações ópticas, entretanto, a fibra óptica não é o único elemento. São necessários e igualmente importantes um Foto-emissor e um Foto-receptor.

Nas aplicações digitais em *telecom* o Foto-emissor é constituído de um *Laser* semiconductor que opera de forma pulsada. Na outra extremidade da fibra óptica o sinal é captado por um Fotodiodo que efetua a conversão luz-corrente elétrica. Este processo de conversão exige do circuito associado ao Fotodiodo características de alto desempenho dentre os quais se incluem: imunidade a ruído, ampla banda de frequência e baixo consumo. O circuito *clássico*, utilizado para efetuar esta função é um Amplificador de Transimpedância. Este trabalho enfoca este elemento: trata do projeto de um Amplificador de Transimpedância monolítico implementado em *GaAs* para operar em 52Mb/s, adotando uma configuração que permite o seu redimensionamento para versões que operam em taxas de 155Mb/s e 622Mb/s .

Protótipos do circuito foram fabricados pela *TriQuint Semiconductor* e devidamente caracterizados. Os resultados obtidos comprovaram as expectativas.

Capítulo I

Especificações e Anteprojeto

1. ESPECIFICAÇÕES

1.1 Considerações Preliminares

Em 1994 o então CPqD da Telebrás propôs o projeto de uma família de dispositivos para amplificação em recepção óptica para operar em taxas de 52Mb/s [9], 155Mb/s [67], 2,5Gb/s [60] até 10Gb/s [72], conforme a tabela I.1.

A proposição de um projeto de um *CI* pré-amplificador para recepção óptica é motivada pelo grande volume de mercado atual em 52Mb/s, pois é para esta taxa de operação que se encontra a maioria dos esforços de implementação de sistemas principalmente em redes de acesso de faixa-larga [5], popularizando a tecnologia de comunicações ópticas.

Estes sistemas devem ser necessariamente de baixo custo, norteando todas as etapas de concepção do receptor. Assim, este circuito deve ocupar uma área pequena, ter baixo consumo de potência, ter boa imunidade à oscilação, necessitar o menor número possível de componentes externos, além do encapsulamento, que deve seguir os padrões adotados comumente pelo mercado.

O fotodetector tipo *pin* é utilizado na grande maioria dos dispositivos comerciais, pois apresenta vantagens quando comparado ao *APD* (*Avalanche Photodiode*) no que se refere redução de custos por não utilizar fonte de alta tensão e levar à diminuição de espaço reservado à montagem, apesar da menor sensibilidade.

O amplificador de transimpedância deve ter um projeto elétrico robusto, isto é, uma configuração de circuito que seja estável, que não apresente oscilações ou instabilidades quando submetido às variações das condições impostas em regime normal tais como os valores de capacitância do diodo *pin* e de montagem mecânica na entrada. A montagem do fotodetector, se não for devidamente feita, introduz parasitas na entrada que resultam em uma impedância que deixa de ser eminentemente capacitiva (quando o *chip-carrier* não está otimizado). Também deve ser robusto quanto à faixa de variação da tensão de polarização do circuito, verificando-se a excursão de sinal para diversas potências ópticas de entrada, além de ter uma banda passante projetada acima do recomendável (mínimo de 80% da taxa de bit) para reduzir a obtenção de valores inferiores ao da especificação.

Quanto à implementação do circuito, cuidados especiais devem ser dedicados ao leiaute fazendo com que haja uma mínima inserção de parasitas críticos que possam influir no desempenho esperado.

O *CI* utilizando *CAG* faz com que o número de aplicações seja automaticamente ampliado. O projeto deve contemplar o maior número de taxas de operação conforme a tabela I.1, iniciando-se em 52Mb/s conforme descrito acima.

Para frequências mais altas como 2,5Gb/s o enfoque de projeto é diferenciado devido aos atrasos impostos ao sinal para uma correta realimentação [49][60].

1.2 Normas e Padrões

Normas e padrões devem ser seguidos para o projeto do amplificador, direcionando o trabalho quanto ao desempenho elétrico, confiabilidade, interconexão, montagem etc...

O projeto objetiva atender, em termos de especificação técnica, as normas *CCITT* [38] recentemente denominado de *ITU-T (International Communication Union - Transmission)*, e *Bellcore* [64], bem como as *Práticas Telebrás* [39].

A denominação *STM-0* do *ITU-T* é, para efeito de taxa de operação, a mesma do *SONET OC-1*, regulamentado pelo *Bellcore*. Algumas características da norma de interface óptica *ITU-T G.957* e *G.958* são transportadas para *STM-0*, com adição de características de receptores comerciais e dados obtidos do *Bellcore*, resumidas nas tabelas 1.1 a 1.4 a seguir.

Tabela 1.1: Características gerais STM-0/SONET OC-1.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Taxa de Bit	---	51,84	---	Mb/s
Frequência de corte	35	50	70	MHz
Faixa dinâmica	35	40	---	dB
Sensibilidade	-34	-40	---	dBm
Capacitância do pin	0,2	0,6	0,8	pF
Sinal óptico refletido	---	---	-27	dB
Razão de Extinção (ER)	10	---	---	dB
Taxa de Erro	---	10 ⁻¹⁰	---	nº de erros
λ do transmissor (1)	1280	1300	1335	nm
λ do transmissor (2)	1480	1550	1580	nm

Tabela 1.2: Características de enlaces longos STM-0/SONET OC-1.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Orçamento de perda	10,0	---	28,0	dB
Potência óptica transmitida	-5,0	---	0	dBm
Razão de Extinção	10,0	---	---	dB
Potência óptica máxima recebida	---	---	-10,0	dBm
Potência óptica mínima recebida	---	---	-34,0	dBm

Tabela 1.3: Características de enlaces intermediários STM-0/SONET OC-1.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Orçamento de perda	0	---	12,0	dB
Potência óptica transmitida	-15,0	---	-8,0	dBm
Razão de Extinção	8,2	---	---	dB
Potência óptica máxima recebida	---	---	-8,0	dBm
Potência óptica mínima recebida	---	---	-28,0	dBm

Tabela 1.4: Características de enlaces curtos STM-0/SONET OC-1.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Orçamento de perda	0	---	7,0	dB
Potência óptica transmitida	-23,0	---	-14,0	dBm
Razão de Extinção	8,2	---	---	dB
Potência óptica máxima recebida	---	---	-14	dBm
Potência óptica mínima recebida	---	---	-31,0	dBm

A taxa de erro comumente utilizada para 52Mb/s é 10^{-9} , sendo adotada para estabelecer as comparações relativas com fabricantes e literatura.

A Razão de Extinção (ER) é dada nesta tabela e nas seguintes em função da potência óptica média da marca e da potência óptica média do espaço (vista na equação (2.68)), dada pela equação (1.1) abaixo:

$$ER = 10 \cdot \log \frac{P(1)}{P(0)} = 10 \cdot \log \frac{1}{r} \quad (1.1)$$

1.3 Especificações

Com as disposições acima e com as propostas técnicas embasadas anteriormente nos dados fornecidos pelo mercado, foram geradas as especificações para o amplificador monolítico.

Algumas características já foram comentadas acima e que devem necessariamente conduzir à especificação e ao projeto, tais como: Menor área possível (custo), menor dissipação de potência possível, utilização de um fotodetector de valor de capacitância intermediário (0,5pF), que tem seu custo bastante reduzido em relação ao de baixa capacitância (0,2pF) e inserção de circuito de CAG. Vale a pena lembrar que as tensões de alimentação disponíveis nos bastidores de equipamentos *SDH* e *SONET* são 5V, -5,2V (e 12V), além do fato de que na literatura e em *CI's* comerciais a utilização destes valores é freqüente. Tendo em mente todas estas variáveis, encontra-se a especificação resultante nas tabelas 1.5 e 1.6.

Tabela 1.5: Especificações do receptor óptico para 52Mb/s.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Impedância de Saída	---	50	---	Ω
Taxa de Bit	51,84	---	---	Mb/s
Máxima Potência Óptica	---	---	0	dBm
Faixa Dinâmica	40	---	---	dB
Sensibilidade	-37	-40	---	dBm
Capacitância do pin	---	0,4	---	pF
Sinal Óptico Refletido	---	---	-25	dBm
Razão de Extinção	10	---	---	dB

Tabela 1.6: Especificações do amplificador de transimpedância monolítico para 52Mb/s.

Característica	Mínimo	Típico	Máximo	Unidade
Impedância de Saída	---	50	---	Ω
Faixa Dinâmica	40	44	---	dB
Frequência de Corte	35	70	---	MHz
Transimpedância AC	---	26	---	$k\Omega$
Transimpedância	---	87	---	$dB\Omega$
Alimentação V_{DD}	4,5	5,0	5,5	V
Alimentação V_{SS}	-5,46	-5,2	-4,94	V

Para componentes que tenham potencial mercado, os ensaios de degradação acelerada devem ser realizados seguindo basicamente as normas *MIL STD 883C - Método 1010* [41] e *Belcore* [42]. No caso dos receptores ópticos montados, a parte com grande potencial de degradação é a montagem de componentes tipo *SMD* [12] e a montagem óptica, que seguem as seguintes regras:

a) Screening: Composto de 5 a 20 ciclos com variação de temperatura de -40°C a 85°C com tempo de duração maior ou igual a 10 minutos, permitindo uma variação menor ou igual a 5% do acoplamento óptico.

b) Burn-in: Ensaios que compreendem 2000h@ 85°C e 1000h@ -40°C .

A variação da responsividade do fotodetector deve ser menor ou igual a 10% monitorando-se o acoplamento, tensão de saída, correntes de polarização e tensão de ruído de saída.

Os procedimentos relativos à montagem são mais suscetíveis a estes testes, inserindo a montagem do receptor óptico monolítico dentro destes padrões que são os mesmos adotados na montagem do receptor óptico híbrido [43][47], que satisfazem os padrões acima. A temperatura de armazenamento está compreendida entre -40°C e 125°C .

2. EQUACIONAMENTO DO CIRCUITO

O amplificador de transimpedância é uma configuração de realimentação negativa operando em modo de corrente na entrada com baixa impedância [31], e por consequência baixo ruído. É feita uma análise em frequência de um amplificador realimentado, que serve ao propósito desta configuração, bem como o cálculo de ruído para a obtenção da sensibilidade teórica [28].

2.1 Análise do Amplificador Realimentado

Em qualquer tipo de realimentação utilizada em amplificadores, temos um circuito amplificador básico denominado a e um atenuador de precisão β , conforme visto na figura 2.1 [4][53].

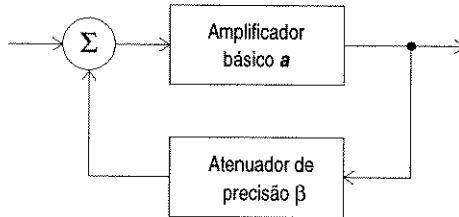


Figura 2.1: Diagrama em blocos de um amplificador realimentado.

O ganho total do amplificador realimentado A_{TZ} é dado pela equação (2.1) abaixo:

$$A_{TZ} = \frac{a}{1 + a \cdot \beta} = \frac{a}{D} \tag{2.1}$$

A topologia utilizada no projeto do CI é denominada de paralela-paralela, tensão-paralela, ou comparação e amostragem por nó. Para a topologia escolhida, a utilização dos parâmetros de admitância são mais adequados, pois facilitam a montagem das equações pois temos em um mesmo nó de entrada a fonte, as polarizações, e o amplificador a . O mesmo ocorre na saída onde temos a amostragem com a carga em paralelo com a realimentação e a saída do amplificador a .

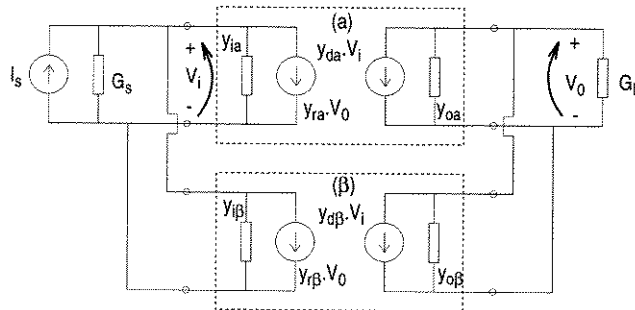


Figura 2.2: Modelamento de a e β através de parâmetros admitância.

Os parâmetros Y são denominados de curto-circuito pois, para sua obtenção temos que zerar uma das fontes de tensão do quadripolo, como pode ser visto na equação (2.2). Deste modo, o circuito de realimentação geralmente é um componente passivo e não possui fontes dependentes, aparecendo como uma impedância em relação ao terra, visto tanto pela entrada como pela saída. Utilizando o teorema de Norton para a fonte de sinal, facilita-se a conexão com as redes de parâmetro admitância do amplificador

e da realimentação, como visto na figura 2.2 [4].

Através das equações nodais obtemos as equações que regem os parâmetros de admitância, com variáveis em relação à tensão de entrada e a de saída, como mostrado abaixo:

$$I_s = y_{11} \cdot V_i + y_{12} \cdot V_o \quad 0 = y_{21} \cdot V_i + y_{22} \cdot V_o \quad (2.2)$$

Totalizando as admitâncias de entrada em G_I e as de saída em G_2 , temos:

$$G_1 = G_s + y_{ia} + y_{i\beta} \quad G_2 = G_L + y_{oa} + y_{o\beta} \quad (2.3)$$

A função de transferência V_o/I_s é obtida, isolando-se V_i nas equações acima, considerando-se as três premissas básicas de amplificadores realimentados que são:

- a) O ganho é dado por a e não pela rede β , impondo que $|y_{da}| \gg |y_{d\beta}|$
- b) A realimentação é exclusiva de β , impondo que $|y_{r\beta}| \gg |y_{ra}|$
- c) A rede de realimentação β é independente das cargas da entrada e da saída.

Verifica-se, assim, a semelhança da equação (2.4) com a equação (2.1). Como a rede de realimentação β é um atenuador passivo e que melhora a estabilidade de ganho, é dependente apenas das propriedades deste circuito passivo.

$$\frac{V_o}{I_s} = \frac{\frac{(-1) \cdot y_{da}}{G_1 \cdot G_2}}{1 + \left[\frac{(-1) \cdot y_{da}}{G_1 \cdot G_2} \right] \cdot y_{r\beta}} \quad (2.4)$$

O circuito a leva em conta o efeito de carga imposto pela polarização, fonte, carga e realimentação. Para a obtenção da admitância de entrada y_{II} do circuito equivalente de entrada, se curto-circuita a saída. Da mesma forma, para a obtenção do circuito equivalente de saída, se curto-circuita a entrada.

O circuito β é uma transcondutância, sendo sua determinação obtida pelos parâmetros de admitância de curto-circuito, aplicando V_o na entrada de β obtendo-se I_t na saída de β , não carregando a e não se alterando por efeitos de carga. O valor obtido de $y_{r\beta}$ que é β , assume o valor da impedância do elemento passivo de realimentação, que no caso é $-G_F$ conforme a figura 2.3.

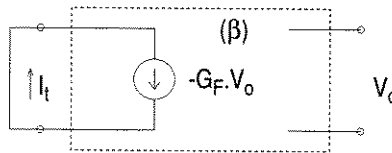


Figura 2.3: Obtenção de $Y_{r\beta}$ do circuito β através dos parâmetros admitância.

Para esta topologia de realimentação, o fator de redução do ganho é dado por:

$$D = 1 + \left[\frac{(-1) \cdot y_{da}}{G_1 \cdot G_2} \right] \cdot y_{r\beta} \quad (2.5)$$

Geralmente o ganho do amplificador básico é muito elevado, fazendo com que a função de transferência β possa ser aproximada por:

$$\beta \cong \frac{1}{A_{TZ}} \quad (2.6)$$

De acordo com o descrito até o momento, a impedância de entrada Z_i , sem realimentação, calculada para o amplificador básico a é dada por:

$$Z_i = \frac{1}{G_1} \quad (2.7)$$

Com a topologia empregada, pode-se verificar que a alteração das impedâncias de entrada e de saída do amplificador realimentado (Z_{if} , Z_{of}) tende a um menor valor, pois há uma inserção de uma impedância em paralelo. A correta obtenção destas impedâncias parte da figura 2.2 juntamente com as três premissas básicas de amplificadores realimentados. Utilizando as equações nodais para a impedância de entrada temos:

$$I_s = G_1 \cdot V_i + y_{r\beta} \cdot V_o \quad y_{da} \cdot V_i = -G_2 \cdot V_o \quad (2.8)$$

que desenvolvendo fica:

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{\frac{1}{G_1}}{1 + \frac{-y_{da}}{G_1 \cdot G_2} \cdot y_{r\beta}} \quad (2.9)$$

juntamente com as equações (2.5) e (2.7), obtemos:

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} \quad (2.10)$$

Com isso, verificamos que a impedância de entrada do amplificador realimentado tem o seu valor dividido pelo fator de redução do ganho. O mesmo ocorre com a impedância de saída, dada por:

$$Z_{of} = \frac{Z_o}{D} \quad (2.11)$$

A banda passante de uma função de transferência de polo simples realimentada por uma rede β [53], é obtida por:

$$A_f = \frac{\frac{A_0}{1 + j \cdot \left(\frac{f}{f_H}\right)}}{1 + \left(\frac{A_0}{1 + j \cdot \left(\frac{f}{f_H}\right)}\right) \cdot \beta} = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0}}{1 + \left(j \cdot \frac{f}{1 + \beta \cdot A_0} \cdot \frac{f_H}{f_H}\right)} \quad (2.12)$$

Verificamos, desta forma, que o módulo está dividido por D e a frequência de corte superior f_H multiplicada por D . Para a frequência de corte inferior f_L , determinada especialmente pelo filtro passa-baixa de saída, temos a frequência dividida por D , como mostra a equação (2.13).

$$A_f = \frac{\frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0}}{1 - \left(j \cdot \frac{f_L}{f} \cdot \frac{1}{1 + \beta \cdot A_0} \right)} \quad (2.13)$$

Considerando-se o valor da capacitância parasita do resistor de realimentação denominada de C_F , o valor de $Y_{r\beta}$ assume $-(G_F + sC_F)$. A principal alteração ocorre na frequência de corte do ganho V_O/I_s , que terá uma capacitância adicional de $A_v \cdot C_F$ (onde A_v é o ganho de tensão V_O/V_i), além da capacitância total que compõe a constante de tempo de entrada. Para receptores ópticos híbridos [47], um resistor de 60k Ω em tecnologia *SMD* com uma capacitância parasita média (medida) de 25fF provoca uma degradação de aproximadamente 30% da banda passante. Felizmente, na técnica de circuito integrado, esta capacitância é tão pequena que nem é considerada no modelo pelo fabricante, constando apenas a relativa ao substrato que não provoca alteração da banda passante original.

Basicamente, há uma modificação da rede β [53] que introduz um zero, que pode ser utilizado com o propósito de compensação em frequência, conforme a equação abaixo.

$$\beta = -(G_F + sC_F) = -G_F \cdot \left(1 + \frac{sC_F}{G_F} \right) \quad (2.14)$$

A equação (2.4) do ganho insensibilizado de transimpedância pode ser escrita em função da capacitância parasita (ou intencional no caso da compensação) do resistor de realimentação R_F , que utilizando a equação (2.14) fica:

$$\frac{V_0}{I_s} = \frac{\frac{(-1) \cdot y_{da}}{G_1 \cdot G_2}}{1 + \left[\frac{(-1) \cdot y_{da}}{G_1 \cdot G_2} \right] \cdot (-1) \cdot (G_F + sC_F)} \quad (2.15)$$

Como o ganho de tensão é dado por $-V_O/V_i$, de (2.8) temos que:

$$A_v = \frac{-V_0}{V_i} = \frac{y_{da}}{G_2} \quad (2.16)$$

$$\frac{V_0}{I_s} = \frac{\frac{-A_v}{G_1}}{1 + \left(\frac{-A_v}{G_1} \right) \cdot (-1) \cdot (G_F + sC_F)} \quad (2.17)$$

Como a impedância de entrada pode ser definida por $G_{in} + sC_{in}$, temos:

$$A_{TZ} = \frac{V_0}{I_s} = \frac{\frac{-A_v}{G_{in} + sC_{in}}}{1 + A_v \cdot \frac{(G_F + sC_F)}{G_{in} + sC_{in}}} = \frac{-A_v}{(G_{in} + A_v \cdot G_F) + s \cdot (C_{in} + A_v \cdot C_F)} \quad (2.18)$$

que é a equação geralmente utilizada na literatura [28][29][31] para exprimir o comportamento de um amplificador de transimpedância. Verifica-se então que ocorre uma sensível diminuição da banda passante superior em função de C_F na realimentação, sendo tanto maior quanto maior for o ganho de tensão do amplificador.

2.2 Análise e valores de literatura

Na literatura podem-se obter valores de ganhos de tensão A_v entre 25 e 35dB [28][68], indicando valores usualmente utilizados que influenciam diretamente no ganho e na resposta em frequência, tanto para amplificadores que utilizam a tecnologia híbrida ou monolítica.

O ganho de transimpedância é inversamente proporcional e a resposta em frequência diretamente proporcional ao valor da admitância de realimentação G_F , como pode-se verificar na equação abaixo derivada de (2.18).

$$A_{TZ} = \frac{V_0}{I_s} = \frac{-A_v}{1 + s \cdot \frac{(C_{in} + A_v \cdot C_F)}{G_{in} + A_v \cdot G_F}} \quad (2.19)$$

Para a taxa de 52Mb/s, são encontrados na literatura valores de resistência R_F de 60K Ω até 100k Ω , que juntamente com a admitância de entrada nos fornece ganhos de transimpedância médios de 85dB Ω a 90dB Ω . Logicamente, a capacitância C_F quando não utilizada para compensação em frequência, deve necessariamente ter o menor valor possível. Em circuitos híbridos isto significa ter cuidados necessários quanto ao tipo do resistor ($C_F \cong 25$ fF em [47]), ao substrato utilizado e à disposição de leiaute. No caso de um monolítico, esta preocupação se resume no mesmo cuidado de leiaute, além do tipo de resistor empregado (basicamente quanto à área ocupada), implicando em capacitância parasita em relação ao terra, que geralmente são consideradas no modelo de pequenos sinais ou incrementais do componente.

Da mesma forma, valores de admitância de entrada (G_{in}) e de capacitância equivalente de entrada (C_{in}) devem ter valores pequenos, primeiramente para uma menor constante de tempo de entrada e maior resposta em frequência, e posteriormente para maior ganho. Valores máximos encontrados na literatura sugerem aproximadamente 1pF para C_{in} e 2k Ω para R_{in} .

2.3 Análise de Pequenos Sinais do Amplificador de Transimpedância

Para efetuar a análise de pequenos sinais do amplificador completo foi utilizado o diagrama esquemático mostrado na figura 2.5 [54]. O MESFET, cujo modelo π -híbrido simplificado fornecido pela foundry através dos resultados de simulações, norteou a análise do amplificador básico *a*. Os arquivos de simulação SPICE fornecem como dados de saída as características mais importantes dos transistores e diodos, resultando em um circuito simplificado mostrado na figura 2.4, que pode ser utilizado nas análises de pequenos sinais sem comprometer a precisão dos cálculos em função das faixas de frequência utilizadas no projeto [33].

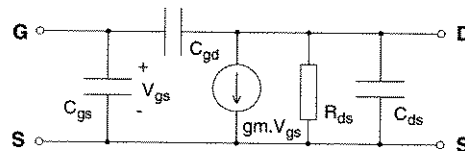


Figura 2.4: Modelo π -híbrido simplificado do MESFET fornecido pela foundry.

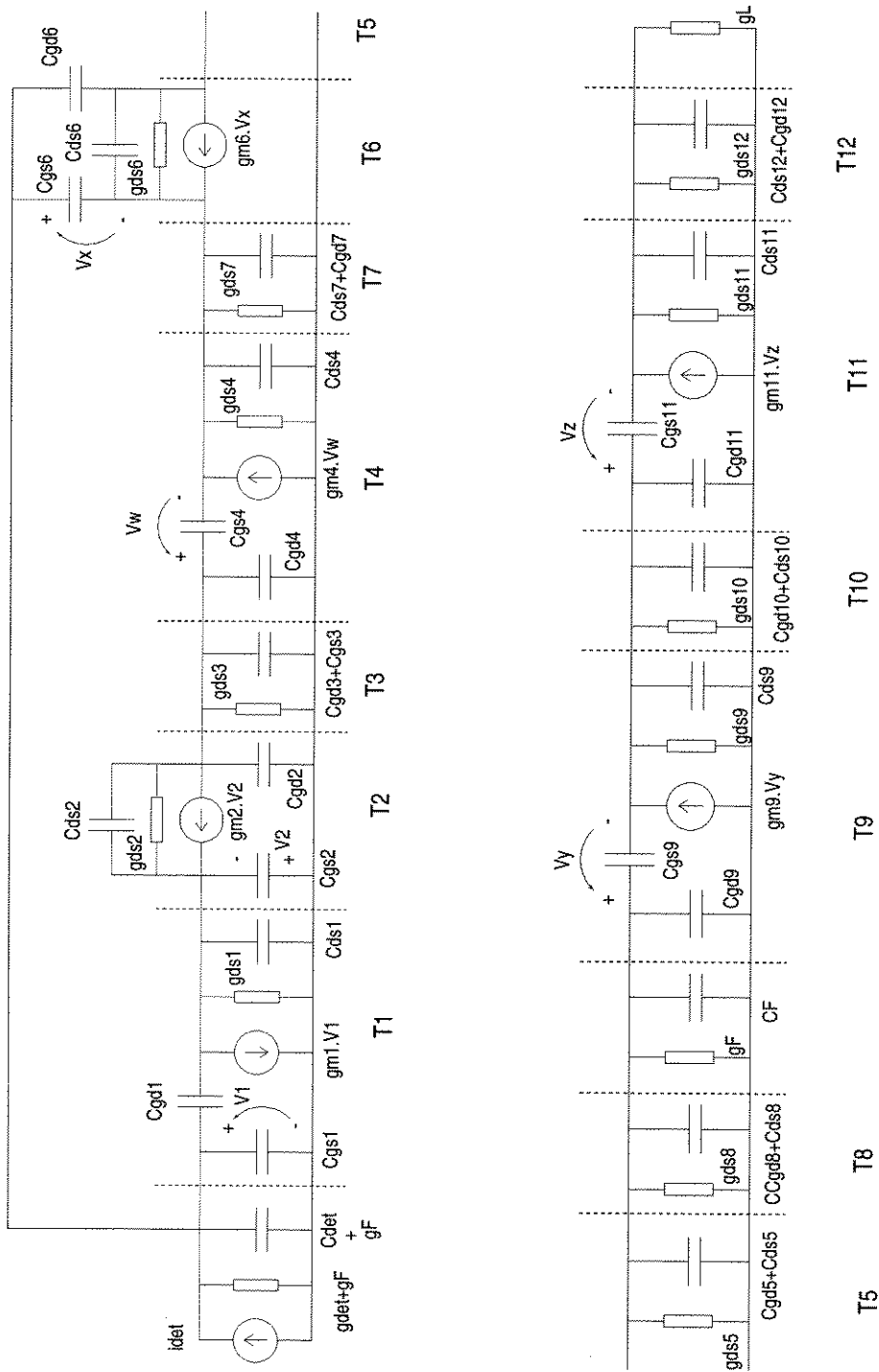


Figura 2.5: Modelo π -híbrido do caminho do sinal do CI.

Podemos analisar o caminho do sinal através do circuito, utilizando-se os valores do modelo π -híbrido dos transistores fornecidos pela *foundry*, de acordo com a polarização efetuada no ítem 3.3.

Para isso foi utilizada a técnica das constantes de tempo em circuito de malha aberta [3], onde podemos verificar a contribuição de cada capacitor na resposta da frequência de corte superior. A análise é feita verificando-se a resistência equivalente que cada capacitor enxerga, deixando-se os demais

capacitores em aberto, para obter as constantes de tempo τ nestes nós. A frequência de corte superior é então obtida por:

$$\omega_H = \frac{1}{\sum \tau_{jo}} \quad (2.20)$$

Desta maneira, analisam-se todas as constantes de tempo onde j é o j -ésimo capacitor analisado. A exceção fica por conta dos capacitores que têm conexão com a entrada, ou seja, os capacitores C_{gs6} e C_{ds6} . A frequência de corte é obtida por:

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} \quad (2.21)$$

Verificando-se o conjunto que compõe as figuras 2.6 a 2.10, temos os circuitos equivalentes mais significativos das capacitâncias no caminho do sinal da figura 2.5 com as respectivas resistências equivalentes, que são obtidas por:

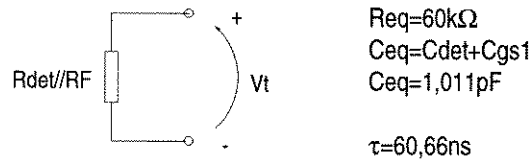


Figura 2.6: Cálculo de τ_1 .

Para a redução da constante de tempo τ_1 , é necessário que o transistor T_1 tenha um menor comprimento de porta (pois isto reduz C_{gs1}), e/ou que R_F seja reduzido.

Para a redução da constante de tempo τ_2 , é necessário que o transistor T_1 tenha um menor comprimento de porta e que o inverso ocorra com T_2 e T_3 , conforme a equação (2.22) abaixo.

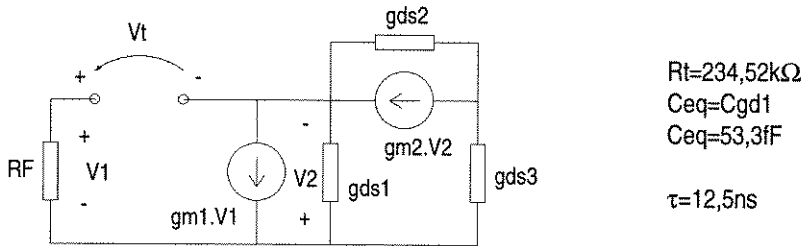
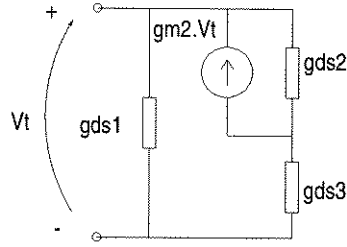


Figura 2.7: Cálculo de τ_2 .

$$R_t = \frac{1 + g_{m1} \cdot R_F}{\frac{1}{r_{ds1}} + \left(\frac{1 + g_{m2} \cdot r_{ds2}}{r_{ds2} + r_{ds3}} \right)} + R_F \quad (2.22)$$



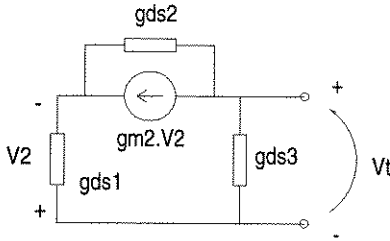
$$R_t = 191,45\Omega$$

$$C_{eq} = C_{ds1} + C_{gs2}$$

$$C_{eq} = 407fF$$

$$\tau = 77,92ps$$

Figura 2.8: Cálculo de τ_3 .



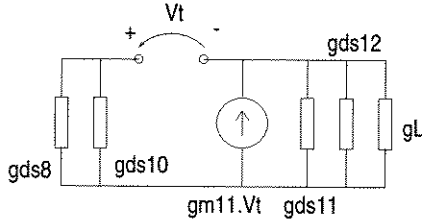
$$R_t = 710,52\Omega$$

$$C_{eq} = C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_{gd4}$$

$$C_{eq} = 200fF$$

$$\tau = 142,1ps$$

Figura 2.9: Cálculo de τ_5 .



$$R_t = 631,15\Omega$$

$$C_{eq} = C_{gs11}$$

$$C_{eq} = 0,158pF$$

$$\tau = 99,72ps$$

Figura 2.10: Cálculo de τ_{12} .

Verificando-se a tabela 2.1 abaixo temos todas as constantes de tempo calculadas com a indicação dos capacitores que compõem o circuito. Verifica-se que há um polo dominante no circuito equivalente de entrada (τ_I) pois encontra-se há duas oitavas da segunda maior constante de tempo que é τ_2 . Esta segunda constante de tempo é fornecida pelo capacitor C_{gd1} estando as demais constantes na faixa de picosegundos.

Desta forma, podem-se desprezar as constantes de tempo τ_3 a τ_{13} da tabela, de tal forma que restará apenas 4 capacitores como pode ser visto na figura 2.11. Os dois da entrada significativos para a obtenção da banda passante conforme a tabela 2.1, restando calcular através do teorema de *Miller* [53] os capacitores C_{gs6} e C_{gd6} refletidos em relação ao terra através de seus próprios terminais. Do mesmo modo calcula-se a capacitância refletida de C_{gd1} em relação à entrada.

Tabela 2.1: Constantes de tempo de circuito aberto do caminho do sinal.

Constantes de tempo	C_{eq}	τ_{jo}
τ_1	$C_{det} + C_{gs1}$	60,66ns
τ_2	C_{gd1}	12,5ns
τ_3	$C_{ds1} + C_{gs2}$	77,92ps
τ_4	C_{ds2}	6,15ps
τ_5	$C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_{gd4}$	142,1ps
τ_6	C_{gs4}	23,1ps
τ_7	$C_{ds4} + C_{ds7} + C_{gd7}$	27,82ps
τ_8	C_{ds6}	13,82ps
τ_9	$C_{gd5} + C_{ds5} + C_{ds8} + C_{gd8} + C_{gd9}$	49,25ps
τ_{10}	C_{gs9}	14,37ps
τ_{11}	$C_{ds9} + C_{gd10} + C_{ds10} + C_{gd11}$	52,16ps
τ_{12}	C_{gs11}	99,72ps
τ_{13}	$C_{ds11} + C_{ds12} + C_{gd12}$	3,35ps

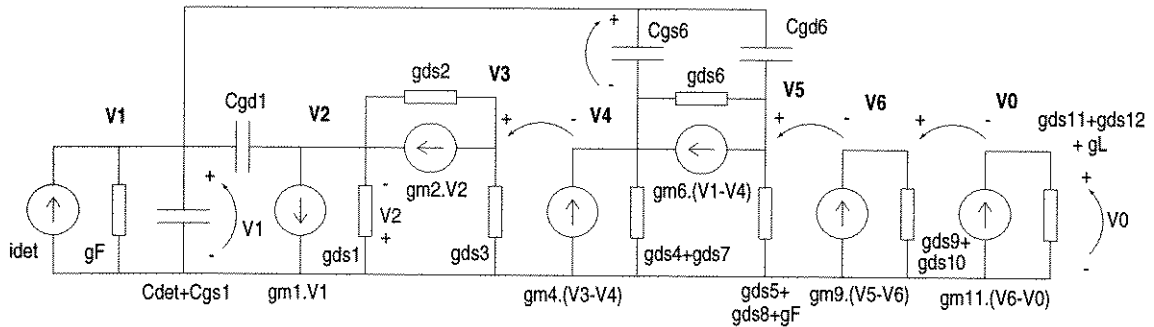


Figura 2.11: Caminho do sinal com as capacitâncias que interferem significativamente na banda passante.

Para o cálculo das capacitâncias *Miller* [53], é necessário que tenhamos os ganhos de tensão do circuito equivalente de pequenos sinais para a frequência zero, que além da transimpedância podem ser obtidos na figura 2.11 através das equações nodais abaixo:

$$idet = V1 \cdot (gF + sCin) + (V1 - V2) \cdot sCgd1 \quad (2.23)$$

$$(V1 - V2) \cdot sCgd1 = gm1 \cdot V1 + gds1 \cdot V2 + gm2 \cdot V2 + (V2 - V3) \cdot gds2 \quad (2.24)$$

$$gm2 \cdot V2 + (V2 - V3) \cdot gds2 = V3 \cdot gds3 \quad (2.25)$$

$$gm4 \cdot (V3 - V4) = (gds4 + gds7) \cdot V4 + (V4 - V5) \cdot gds6 - (V1 - V4) \cdot gm6 \quad (2.26)$$

$$(V4 - V5) \cdot gds6 - (V1 - V4) \cdot gm6 = (gds5 + gds8 + gF) \cdot V5 \quad (2.27)$$

$$gm9 \cdot (V5 - V6) = (gds9 + gds10) \cdot V6 \quad (2.28)$$

$$gm11 \cdot (V6 - V0) = (gds11 + gds12 + gL) \cdot V0 \quad (2.29)$$

Das equações (2.23) a (2.29) tiramos as formulações de i_{det} , V_2 , até V_0 , e obtemos as equações (2.30) a (2.36) :

$$V0 = \frac{gm11 \cdot V6}{gds11 + gds12 + gL + gm11} \quad (2.30)$$

$$V6 = \frac{gm9 \cdot V5}{gds9 + gds10 + gm9} \quad (2.31)$$

$$V5 = \frac{V4 \cdot (gds6 + gm6) - (gm6 \cdot V1)}{gds5 + gds8 + gF + gds6} \quad (2.32)$$

$$V4 = \frac{gm6 \cdot V1 + gm4 \cdot V3 + gds6 \cdot V5}{gds4 + gds7 + gds6 + gm6 + gm4} \quad (2.33)$$

$$V3 = \frac{(gm2 + gds2) \cdot V2}{gds2 + gds3} \quad (2.34)$$

$$V2 = \frac{(sCgd1 - gm1) \cdot V1 + gds2 \cdot V3}{sCgd1 + gds1 + gm2 + gds2} \quad (2.35)$$

$$idet = V1 \cdot (gF + sCin + sCgd1) - (sCgd1 \cdot V2) \quad (2.36)$$

Estas equações também podem ser descritas por constantes que multiplicam as tensões, a título de simplificação, ficando:

$$V0 = A \cdot V6 \quad (2.37)$$

$$V6 = B \cdot V5 \quad (2.38)$$

$$V5 = C \cdot V4 - D \cdot V1 \quad (2.39)$$

$$V4 = E \cdot V1 + F \cdot V3 + G \cdot V5 \quad (2.40)$$

$$V3 = H \cdot V2 \quad (2.41)$$

$$V2 = I \cdot V1 + J \cdot V3 \quad (2.42)$$

$$idet = K \cdot V1 - L \cdot V2 \quad (2.43)$$

Para a obtenção dos ganhos de tensão em baixa frequência que é uma condição do teorema de *Miller*, fazemos com que os fatores que contenham a variável s sejam nulos. Desta forma, estes ganhos de tensão em função dos capacitores mostrados na figura 2.11 em que queremos aplicar o teorema, podem ser

obtidos combinando-se as equações (2.37) a (2.43).

$$\frac{V5}{V1} = \frac{C \cdot E - D + \frac{C \cdot F \cdot H \cdot I}{1 - (H \cdot J)}}{1 - (C \cdot G)} \quad (2.44)$$

$$\frac{V4}{V1} = \frac{E - (D \cdot G) + \frac{F \cdot H \cdot I}{1 - (H \cdot J)}}{1 - (C \cdot G)} \quad (2.45)$$

$$\frac{V2}{V1} = I + \frac{J \cdot H \cdot I}{1 - (H \cdot J)} \quad (2.46)$$

A corrente i_{det} definida por (2.43), também pode ser combinada com a equação (2.44), implicando na equação (2.47) que imediatamente nos fornece o ganho de transimpedância A_T do amplificador a entre os dois terminais em que estão situados os efeitos de carga da rede de realimentação β .

$$i_{det} = V1 \cdot K = \frac{K \cdot V5}{\frac{V5}{V1}} \quad (2.47)$$

$$A_T = \frac{V5}{i_{det}} = \frac{1}{K} \cdot \left(\frac{C \cdot E - D + \frac{C \cdot F \cdot H \cdot I}{1 - (H \cdot J)}}{1 - (C \cdot G)} \right) \quad (2.48)$$

Os valores utilizados das condutâncias e transcondutâncias (em *Siemens*) para os cálculos de ganho e resposta em frequência em função da polarização do circuito da figura 2.5 são:

$$\begin{aligned} gm1=40,9E-3 \quad gm2=33,8E-3 \quad gm4=8,67E-3 \quad gm6=8,16E-3 \quad gm9=7,58E-3 \quad gm11=20E-3 \\ gds1=3,6E-3 \quad gds2=2,88E-3 \quad gds3=1,15E-3 \quad gds4=616E-6 \quad gds5=564E-6 \quad gds6=650E-6 \\ gds7=378E-6 \quad gds8=216E-6 \quad gF=16,667E-6 \quad gds9=468E-6 \quad gds10=405E-6 \quad gds11=1,39E-3 \\ gds12=1,21E-3 \quad gL=20E-3 \quad Cdet=0.6E-12 \quad Cgs1=0,411E-12 \quad Cgd1=5,33E-14 \\ Cgs6=6,59E-14 \quad Cgd6=7,53E-15 \end{aligned}$$

2.3.1 Cálculo do Ganho de Transimpedância do Amplificador 'a'

Utilizando a equação (2.48), temos um ganho calculado de $-5,139 \cdot 10^6 \Omega$, sendo negativo porque há uma inversão em relação à entrada. O módulo é dado por:

$$A_T = 20 \cdot \log(|-5,139 \times 10^6|) = 134,218 dB\Omega$$

Para o amplificador realimentado, os valores são obtidos utilizando o conceito de fator de redução do ganho, visto na equação (2.5):

$$D = 1 + \left(\frac{1}{-R_F} \right) \cdot A_T = 1 + \left(\frac{1}{-60000} \right) \cdot (-5,139 \times 10^6) = 86,656$$

Assim, o ganho realimentado pode ser obtido através da equação (2.1), onde temos:

$$A_{TZ} = \frac{A_T}{D} = \frac{-5,139 \times 10^6}{86,656} = -59307,606 \Omega$$

que corrobora a afirmação de que quanto maior A_T , mais A_{TZ} tende a β^{-1} . O módulo deste ganho fica:

$$A_{TZ} = 20 \cdot \log(|-59307,606|) = 95,462 \text{ dB}\Omega$$

que é o ganho de transimpedância realimentado sem considerar o estágio de saída e a carga. De acordo com as equações (2.37) e (2.38), obtemos o valor de V_0 .

$$V_0 = A \cdot B \cdot V_5 \quad (2.49)$$

A razão do ganho entre V_0 e V_5 é -2,534. Este valor em módulo fornece uma perda de 8,077dB, devida à carga e aos estágios dreno-comum de acoplamento de sinal. Desta forma, a transimpedância do amplificador realimentado completo fica:

$$A_{TZ} = 95,462 - 8,077 = 87,385 \text{ dB}\Omega$$

2.3.2 Cálculo de f_H do Amplificador 'a' e do Realimentado

Conforme descrito anteriormente, calculam-se os ganhos de tensão (para a utilização do teorema de Miller) correspondentes dos capacitores que devem ser relacionados ao circuito de entrada, conforme a figura 2.12.

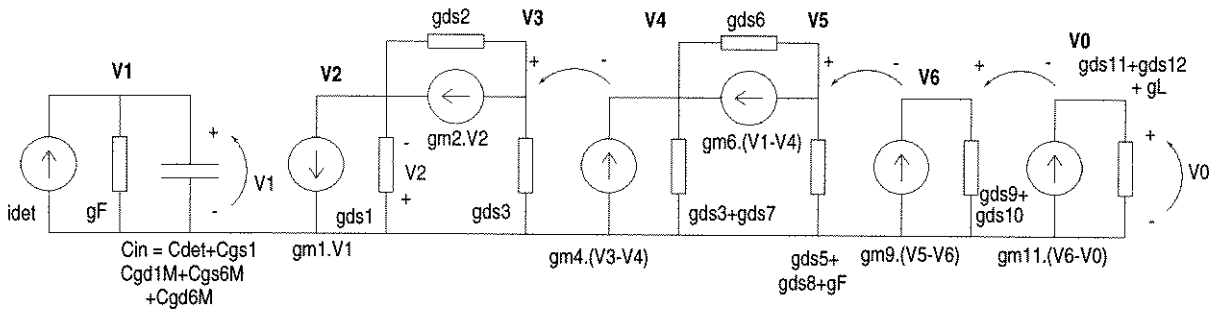


Figura 2.12: Caminho do sinal simplificado com as capacitâncias significativas relacionadas à entrada.

Com as equações (2.44) a (2.46), podemos obter os ganhos de tensão de baixa frequência. Os valores calculados foram -85,656 para V_5/V_1 , -14,992 para V_4/V_1 , e -2,908 para V_2/V_1 . Desta forma, podemos calcular as capacitâncias relativas de C_{gd6} , C_{gs6} e C_{gd1} .

A capacitância C_{in} de entrada agora é a soma das capacitâncias de entrada mais as três refletidas, formando assim a nova constante de tempo de entrada. Pelo teorema de Miller, temos também uma capacitância refletida referida ao terra para o outro terminal do capacitor em questão multiplicada por $(k-1)/k$. Para qualquer valor de ganho de tensão k , implica em um valor de capacitância de

aproximadamente mesmo valor daquela que lhe deu origem, denominada de $M2$. Isto não altera significativamente as constantes de tempo em relação a estes acréscimos de capacitância quando são recalculadas as constantes de tempo de circuito aberto.

$$C_{gd1M1} = C_{gd1} \cdot \left(1 - \frac{V2}{V1}\right) = 2,083 \times 10^{-13} \text{ F} \quad (2.50)$$

$$C_{gd1M2} = C_{gd1} \cdot \left(\frac{\frac{V2}{V1} - 1}{\frac{V2}{V1}}\right) = 7,163 \times 10^{-14} \text{ F} \quad (2.51)$$

$$C_{gs6M1} = C_{gs6} \cdot \left(1 - \frac{V4}{V1}\right) = 1,054 \times 10^{-12} \text{ F} \quad (2.52)$$

$$C_{gs6M2} = C_{gs6} \cdot \left(\frac{\frac{V4}{V1} - 1}{\frac{V4}{V1}}\right) = 7,03 \times 10^{-14} \text{ F} \quad (2.53)$$

$$C_{gd6M1} = C_{gd6} \cdot \left(1 - \frac{V5}{V1}\right) = 6,525 \times 10^{-13} \text{ F} \quad (2.54)$$

$$C_{gd6M2} = C_{gd6} \cdot \left(\frac{\frac{V5}{V1} - 1}{\frac{V5}{V1}}\right) = 7,618 \times 10^{-15} \text{ F} \quad (2.55)$$

$$C_{in} = C_{det} + C_{gs1} + C_{gd1M1} + C_{gs6M1} + C_{gd6M1} \quad (2.56)$$

O cálculo da capacitância C_{in} é de 2,926pF, sendo esta a capacitância total referida à entrada e por isso tratada como um polo dominante, onde temos:

$$\tau_{in} = C_{in} \cdot R_F = 1,755 \times 10^{-7} \text{ s} \quad (2.57)$$

Com isso, a frequência de corte superior do amplificador a é:

$$f_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_{in}} = 907,32 \text{ kHz} \quad (2.58)$$

Como visto na equação (2.12), a frequência de corte superior do amplificador realimentado é:

$$f_{HR} = f_H \cdot D = 907,32 \text{ kHz} \cdot 86,656 = 78,63 \text{ MHz}$$

Verifica-se que com a conexão da porta de T_6 com a porta de T_I há uma diminuição de banda passante devida ao acréscimo das capacitâncias C_{gs6} e C_{gd6} referidas à entrada, avaliada em aproximadamente 100MHz. Esta perda está associada também à inserção de um zero em $1/2\pi \cdot R_F \cdot C_{gd6}$ na função de transferência de malha aberta, implicando em maior estabilidade [70], como visto no item 3.7.3.

2.3.3 Cálculo de f_L do Amplificador Realimentado

A frequência de corte inferior pode ser obtida através das constantes em tempo em curto-circuito [3], como mostrado na equação (2.59) abaixo.

$$\omega_L = \sum \frac{1}{\tau_{js}} \quad (2.59)$$

Como não temos um circuito de desacoplamento de entrada, para a obtenção da frequência de corte inferior considera-se apenas o circuito de saída que trabalha como um filtro passa-alta. Para que a influência deste filtro na banda passante do amplificador seja a menor possível, logicamente teremos que utilizar um valor de capacitância relativamente elevado, diminuindo inversamente a reatância capacitiva.

Para a configuração dreno-comum de saída, o valor da transcondutância é considerada no circuito de obtenção da resistência equivalente [53][54], como mostrado na figura 2.13 abaixo.

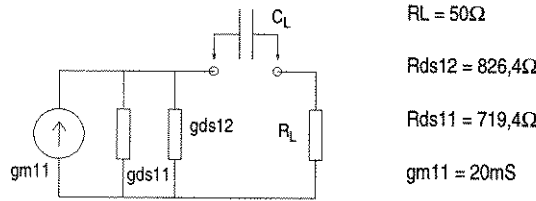


Figura 2.13: Circuito equivalente para a obtenção de τ_s .

O cálculo da impedância equivalente total fica:

$$R_{TOT} = \left(R_{11} \parallel R_{12} \parallel \frac{1}{gm_{11}} \right) + R_L \quad (2.60)$$

O valor da resistência encontrada foi de $94,24\Omega$, que com um capacitor de saída de $100nF$, nos fornece uma constante de tempo τ_s de saída de $9,4242\mu s$. A frequência de corte inferior fica:

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_s} = 16,89kHz \quad (2.61)$$

Esta é a única limitação em baixa frequência, pois o amplificador de transimpedância tem uma resposta em frequência a partir de DC , sendo independente da realimentação, pois esta foi realizada em um estágio anterior.

2.3.4 Cálculo das Impedâncias de Entrada e de Saída Realimentadas

De acordo com a figura 2.12 e as equações (2.5) e (2.10), temos que a impedância de entrada é obtida em função da frequência basicamente por sC_{in} , dada pela equação (2.62).

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{G_F + sC_{in}}{1 + \frac{1}{R_F} \cdot A_{TZ}} \quad (2.62)$$

e para baixas frequências pode ser obtida através da equação (2.63).

$$Z_{if} = \frac{Z_i}{D} = \frac{G_F}{1 + \frac{1}{R_F} \cdot A_{TZ}} = \frac{60k\Omega}{86,656} = 692,39\Omega \quad (2.63)$$

A impedância de saída no terminal da realimentação tem o mesmo comportamento conforme a equação (2.10). Porém, esta variação é transparente devido a inserção dos transistores T_9 e T_{11} , conforme a figura 2.5. Na figura 2.12, por inspeção, temos que a impedância de saída é:

$$Z_0 = \frac{1}{g_{ds11} + g_{ds12} + g_L} = 44,24\Omega \quad (2.64)$$

2.4 Análise de Pequenos Sinais do amplificador com CAG

A foundry fornece um modelo de transistor adequado para a polarização com $V_{DS}=0$ visto na figura 2.14 abaixo [36]. Como descrito anteriormente, este transistor tem uma área de $20\mu m$, sendo suficientemente pequeno para não introduzir ruído significativo e processar adequadamente os sinais de níveis elevados.

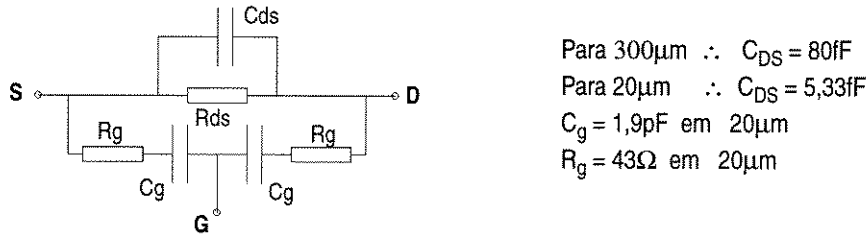


Figura 2.14: Modelo do MESFET de $20\mu m$ para V_{DS} nulo.

Como temos um V_{GS} de $-1,7V$ na polarização para o transistor de CAG temos, garantido pelo manual, uma capacitância C_{DS} que altera a banda passante por que também altera a rede de realimentação. Basicamente, temos o ganho de tensão multiplicado pela C_{DS} que resulta em:

$$C_{in(CAG)} = C_{in} + \left(1 - \frac{V_5}{V_1}\right) \cdot 5,33fF = 2,926pF + 0,456pF = 3,382pF \quad (2.65)$$

$$f_{HR(CAG)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{in(CAG)} \cdot R_F} \cdot D = 784,721kHz \cdot 86,656 = 68MHz \quad (2.66)$$

Considerando-se o valor da capacitância parasita do resistor de realimentação denominada de C_F , observa-se uma degradação na frequência de corte superior do ganho insensibilizado de aproximadamente 14%.

Um outro valor importante do modelo da figura 2.14 é R_{DS} , pois operando na região linear do MESFET introduz uma resistência em paralelo que não deve alterar a banda passante nem o ganho de transimpedância. No manual, com V_{GS} de $-1,7V$ estamos em uma região que não nos fornece valores precisos mesmo praticando o escalamento, como no caso de C_{DS} . De qualquer forma, o principal efeito é o da capacitância C_{DS} acima considerada. Para que haja uma rápida atuação do transistor de CAG, incluiu-se um circuito acelerador, como visto nos itens 3.2.7 e 3.6.1, onde acrescentamos um resistor em série com um capacitor. Com isto ocorre a adição de um zero, a alteração dos polos do amplificador e da

estrutura de realimentação através do CAG, com a consequente alteração da banda passante do amplificador realimentado [51][53][54].

2.5 Análise de Ruído e Sensibilidade Teórica

Podemos verificar que através da equação (2.67) [21], obtemos todas as contribuições de ruído produzidas pelo fotodetector e pelo amplificador de transimpedância. A corrente de escuro do fotodetector também pode degradar a sensibilidade, porém ocorre menos acentuadamente que o ruído produzido pelo amplificador, conforme [21][28].

$$\langle i_{na}^2 \rangle = \underbrace{\left(\frac{4 \cdot k \cdot T}{R_F} + 2 \cdot q \cdot I_g \right)}_{\text{Térmico}} \cdot I_2 \cdot B + \underbrace{\left(\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot \Gamma}{gm} \right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot C_T)^2 \cdot f_{nc} \cdot I_f \cdot B^2}_{\text{Ruído 1/f}} + \underbrace{\left(\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot \Gamma}{gm} \right) \cdot (2 \cdot \pi \cdot C_T)^2 \cdot I_3 \cdot B^3}_{\text{Ruído Canal do FET}} \quad (2.67)$$

sendo Γ o fator de ruído do canal, e I_2 , I_3 e I_f , as constantes de *Personick* para código NRZ [18][20][21][23]. Utilizando a equação (2.67) com as variáveis abaixo, obtém-se o valor do ruído médio quadrático:

$B = 45\text{MHz}$, banda passante do amplificador em MHz com filtro passa-baixa,
 $T = 300\text{K}$
 $R_F = 60\text{k}\Omega$
 $I_g = 2\text{nA}$ (I_{fuga} de $0,8\text{nA}$ aproximada na porta do *MESFET* e $1,2\text{nA}$ para o fotodetector)
 $C_T = C_{\text{in}} = 1,011\text{pF}$
 $\Gamma = (1,75 + (1/gm \cdot R_D))$, fornecido por [19]
 $R_D = 869,57\Omega$, valor de R_{ds3} sendo a carga do cascode
 $gm = 40,9\text{mS}$, valor da transcondutância de T_1
 $f_{nc} = 30\text{MHz}$, valor prático do ruído 1/f para T_1 (não fornecido pela foundry)
 $I_2 = 0,564$
 $I_3 = 0,0868$
 $I_f = 0,184$

O valor da corrente de ruído médio quadrática calculada do amplificador é de $7,972 \cdot 10^{-18} \text{ A}^2$. O cálculo do ruído médio quadrático do fotodetector para uma corrente de escuro de $1,2\text{nA}$, em função do equacionamento da corrente de fuga de (2.67) é de $16,205 \cdot 10^{-21} \text{ A}^2$. O ruído médio quadrático total é obtido somando-se as contribuições do *pin* e do amplificador, denominado de $\langle i_n^2 \rangle$.

A sensibilidade teórica é o máximo valor que poderemos obter em qualquer condição de operação. A degradação da sensibilidade através da razão de extinção é uma função da modulação da fonte óptica, conforme descrito na equação (1.1). Com uma modulação do nível baixo de 8% da potência óptica de nível alto, obtemos para a relação $(1+r)/(1-r)$ um valor de 1,17, compondo a equação (2.68) [21][28].

Como a responsividade medida no acoplamento dos fotodetectores da *Lasertron* foi de 0,9, com a taxa de erro de 10^{-9} gerando um Q de 6 [28] [29], temos que:

$$P = \frac{1+r}{1-r} \cdot \frac{h \cdot \nu}{\eta \cdot q} \cdot Q \cdot \langle i_n^2 \rangle^{1/2} \quad (\text{W}) \quad (2.68)$$

Utilizando uma fonte óptica de 1300nm , obtém-se uma sensibilidade teórica de $-46,57\text{dBm}$.

Capítulo II

Projeto do Circuito Integrado

3. PROJETO DO AMPLIFICADOR MONOLÍTICO DE GaAs

3.1 Descrição Geral

A topologia comumente utilizada no estágio pré-amplificador dos receptores ópticos que operam em 52Mb/s [6][45][69] é mostrada na figura 3.1.

O estágio de entrada do amplificador, identificado como bloco 1, é um estágio amplificador de baixo ruído, de preferência *fonte comum* [17][28][32], *cascode* para diminuir a capacitância *Miller* com carga ativa. Isto proporciona uma maior impedância de saída e portanto maior ganho no estágio bem como menor ruído. No estágio amplificador descrito como bloco 2, temos um amplificador diferencial que eleva o nível do sinal para um ponto de maior excursão sem que o amplificador entre em regime de saturação ou distorção. O bloco 3 denominado estágio de *buffer*, implementa uma *interface* adequada do estágio anterior com o estágio de saída, a realimentação e CAG, realizando um casamento de impedâncias e melhorando o desempenho em frequência.

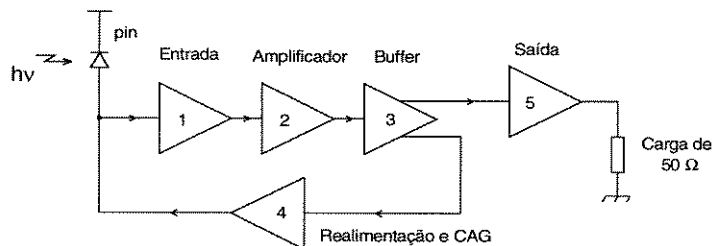


Figura 3.1: Diagrama em blocos do CI.

O bloco 4 denominado de realimentação e CAG tem a função de prover a realimentação negativa necessária para a estabilização do ganho de transimpedância, proporcionando o aumento na banda passante e a diminuição do ganho para grandes sinais. O último bloco é o estágio de saída, que tem um maior nível de potência ocasionado por uma maior circulação de corrente estando devidamente isolado pelo estágio de *buffer*. Para que este estágio tenha uma impedância próxima ao valor das cargas normalmente utilizadas de 50Ω , os transistores devem ser maiores.

3.2 Descrição Funcional

O diagrama esquemático simplificado do amplificador de transimpedância é mostrado na figura 3.2. A descrição do seu funcionamento é feita a seguir, enfocando os componentes envolvidos no caminho do sinal à partir da entrada.

O transistor T_3 é polarizado para operar como carga ativa [13][24][62], sendo que sua largura deve ser aproximadamente igual à largura do transistor T_1 multiplicada pela razão entre I_{D1} e I_{DSS1} .

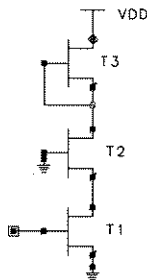


Figura 3.3: Amplificador de entrada na configuração cascode.

O transistor T_1 , conectado na configuração *fonte comum* tem duas funções básicas: A primeira é prover amplificação, e sua largura é uma função direta do valor de corrente permitido pela carga ativa. Com isso, pode-se extrair o valor da transcondutância de T_1 para esta dada polarização. O ganho da configuração *cascode* é aproximadamente $g_{m1} \times r_{ds3}$ [14], ou seja, quanto maior o g_m e a r_{ds} maior o ganho da configuração. Para se obter uma alta r_{ds3} é necessário transistores de menor comprimento de porta, e para uma maior r_{ds3} a curva de $V_{gs3} \times I_{d3}$ deve ter uma tendência horizontal na sua região saturada, implicando que em grandes variações de tensão são obtidas pequenas variações de corrente. Ora, com uma maior R_{DS3} menor será I_{D1} e consequentemente menor a transcondutância, por definição.

A segunda função é que este transistor contribua com o mínimo possível de ruído.

O transistor T_2 é polarizado na configuração porta-comum, que tem uma característica de baixa impedância de entrada, fazendo com que o ganho de tensão incremental de T_1 ($g_{m1} \times Z_{inT2}$) seja de valor baixo como descrito anteriormente. Sua elevada impedância de saída adequa o casamento de impedâncias entre T_1 e T_3 .

Na literatura, é utilizado o valor em torno de 20dB a 30dB [1][8][69] de ganho de tensão para esta configuração, considerando-se as disposições acima. Da mesma forma temos exemplos de projeto que utilizam transcondutâncias médias na entrada entre 30mS e 50mS [21][65][69] operando com correntes em aproximadamente 1/3 de I_{DSS} .

3.2.2 Estágio Amplificador Diferencial

O circuito do amplificador diferencial é mostrado na figura 3.4 [14][24][46], que tem como função amplificar o sinal proveniente do estágio *cascode*. Com base na literatura [70], o estágio diferencial é projetado para ter um ganho de tensão da ordem de 10dB.

Como todo circuito, sua entrada pode ser vista como uma impedância com uma constante de tempo (τ) específica. Como o valor da resistência de entrada dos transistores tipo MESFET é elevada, resta então a variável capacitância parasita do mesmo, para se obter uma menor constante de tempo ou carga AC. Desta forma, T_4 necessariamente deve ter pequeno comprimento de porta carregando o menos possível o estágio *cascode* anterior, que refere a sua polarização. Deve-se obter para T_4 uma junção dreno-porta reversamente polarizada que, quanto mais reversa, mais baixo será o valor da capacitância C_{gd4} , que é um fator limitante da resposta em frequência do circuito. Os dados acima justificam a configuração ideal de amplificador diferencial escolhida para este estágio [14][46].

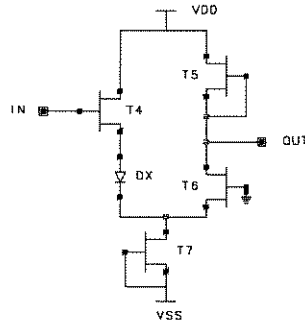


Figura 3.4: Circuito do amplificador diferencial.

O transistor T_4 conectado em dreno-comum é alimentado com corrente constante cujo valor é dado pela diferença entre as correntes produzidas por T_7 e T_5 , conforme a figura 3.4. O diodo D_X contribui com um deslocamento de nível DC para melhor polarização do estágio de tal modo que o sinal aplicado na entrada (IN) seja projetado para a fonte de T_6 que opera em porta-comum conjuntamente com a carga ativa T_5 , amplificando o sinal.

3.2.3 Estágio de Buffer

Este estágio tem duas funções principais e é composto pelos transistores T_9 , T_{10} e pelo deslocador de nível D_W conforme mostrado na figura 3.5.

A primeira função é o isolamento entre o estágio de ganho diferencial e o estágio de saída [65][66]. Como deseja-se que a carga imposta ao estágio diferencial deva ser a menor possível para um maior ganho e maior banda passante, utiliza-se uma *interface* com o estágio de saída que processa altas correntes, implicando em grandes comprimentos de porta para os transistores bem como elevadas capacitâncias parasitárias. Com uma polarização reversa de T_9 por V_{gs9} , polariza-se o transistor em uma faixa ideal de trabalho, conjuntamente a um potencial que promova uma menor capacitância C_{gd9} , bem como um menor consumo de potência imposto por T_{10} . Para isso, o transistor de *buffer* conectado em dreno-comum deve ter um pequeno comprimento de porta.

A segunda função é fornecer uma referência de polarização e de sinal ao circuito de CAG.

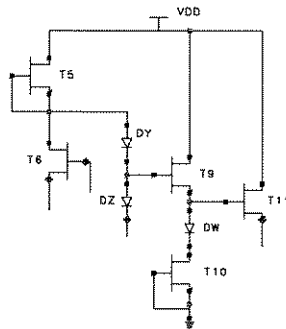


Figura 3.5: Estágio de Buffer.

3.2.4 Estágio de Saída

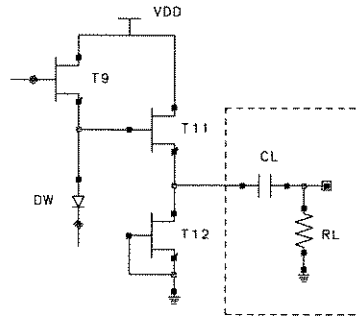


Figura 3.6: Diagrama esquemático do estágio de saída.

O estágio de saída mostrado na figura 3.6 [24][66] tem duas funções básicas.

A primeira função é alimentar a impedância R_L de 50Ω , sendo que o acoplamento capacitivo feito por C_L forma um filtro passa-alta deve ser equacionado para influenciar o mínimo possível na banda passante inferior do amplificador.

A segunda, é prover um casamento de impedância com a carga, que é de 50Ω para AC. A transcondutância de T_{11} é predominante na impedância de saída deste estágio, que deve ser projetado para ter um valor de aproximadamente 20mS . Este estágio é o de maior consumo de potência e pela definição de transcondutância (que é diretamente proporcional a corrente I_D), vemos que para maiores transcondutâncias necessariamente teremos transistores maiores.

3.2.5 Estágio de Realimentação

O estágio de realimentação mostrado na figura 3.7 é composto pelo resistor de realimentação R_F e pelo bloco deslocador de nível D_Y e D_Z [66], que tem a função de adequar o nível de polarização do sinal de saída do estágio diferencial com o de entrada.

T_8 funciona como fonte de corrente polarizando D_Y e D_Z , onde se conecta o resistor de realimentação. A topologia de realimentação utilizada é denominada na literatura de *voltage-shunt feedback* [53] (tensão-paralela), ou comparação e amostragem por nó [4]. Com a realimentação negativa imposta por R_F , obtém-se o ganho de transimpedância, que tem como função de transferência a tensão de saída dividida pela corrente de entrada fotogerada pelo diodo *pin*.

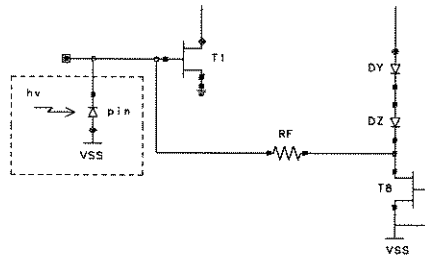


Figura 3.7: Diagrama esquemático do estágio de realimentação.

3.2.6 Estágio de Controle Automático de Ganho

Conforme visto no item 3.1, o amplificador deve suportar grandes variações da corrente de entrada

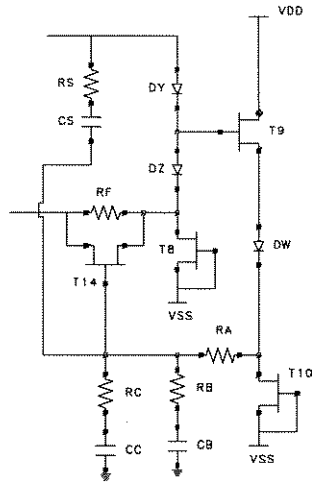


Figura 3.9: Estágio acelerador.

3.3 Projeto de Polarização

Tendo em vista os estágios do amplificador descritos no ítem 3.2, distribuímos as tensões necessárias para cada transistor tendo como referência a tensão de alimentação escolhida. Depois, com as tensões previamente distribuídas, são inseridos estímulos senoidais com o intuito de analisar as excursões dos sinais e, se for necessário, redefinir os pontos iniciais de polarização.

Para um transistor operar corretamente como uma fonte de corrente ou carga ativa, deve estar polarizado na região de saturação que será tanto melhor quanto mais tender a uma linha horizontal na curva $I_D \times V_{DS}$.

Baseando-se nas curvas $I_D \times V_{DS}$ de um transistor de $50\mu\text{m}$ como na figura 3.10, notamos que com tensões V_{DS} acima de $1,0\text{V}$ com V_{GS} igual a zero, a fonte de corrente tem condições de operar corretamente. Assim, este valor mínimo de V_{DS} é aplicável a todos os transistores utilizados no projeto.

De acordo com as especificações, as tensões de polarização do amplificador são de $+5\text{V}$ e $-5,2\text{V}$.

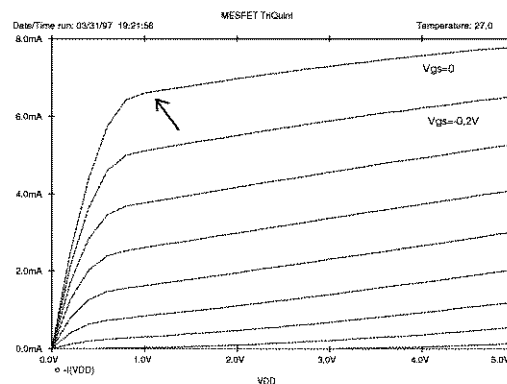


Figura 3.10: Curva $I_D \times V_{DS}$ de um transistor TriQuint de $50\mu\text{m}$.

3.3.1 Distribuição das Tensões

Baseado na figura 3.3, o amplificador *cascade* terá alimentação V_{DD} de $+5\text{V}$. Fazendo-se uma divisão de

1,5V para T_1 e T_2 e restando a carga ativa T_3 com 2V, é uma distribuição aceitável pois a excursão de sinal em T_3 não é de nível elevado apesar do alto ganho do *cascade*. Como o estágio de entrada é crítico sob o ponto de vista de ruído, uma corrente I_D de aproximadamente 1/3 de I_{DSS1} é utilizada conforme item 3.2.1. Com isso temos um valor de -0,8V para a tensão na entrada forçando o transistor T_1 de 390 μ m a operar em baixa corrente, baixo ruído e um valor de transcondutância compatível.

No estágio diferencial mostrado na figura 3.4, conectando-se a porta do transistor T_6 com a entrada (porta de T_1), reduz-se o consumo de potência por deixar de se utilizar uma referência de tensão para esta configuração porta-comum. Analisando o ramo formado por T_5 e T_6 , verificamos que uma tensão de aproximadamente 2V em V_{DS6} é suficiente para a polarização deste transistor, sobrando 3,2V para as excursões da carga ativa T_5 que terá um alto valor de pico de excursão de saída e por consequência um maior V_{DSS} , pois o sinal é aproximadamente 10dB maior que o verificado na carga ativa T_3 . A tensão V_{GS6} tem um valor de aproximadamente -0,8V. Possui este valor porque a tensão no dreno de T_7 não pode ser muito alta, pois T_6 pode ficar cortado. Também não pode ser muito baixa, pois o valor do deslocador de nível D_X pode ficar muito elevado implicando em componentes adicionais. Uma tensão aproximadamente nula no dreno de T_7 satisfaz os requisitos impostos. A porta de T_4 está polarizada com uma tensão de aproximadamente 3V. Estimando-se uma queda de tensão V_{GS4} de aproximadamente 0,3V, teremos na sua fonte um valor de 3,3V resultando em 1,7V de V_{DS4} , que é suficiente para as excursões impostas por T_3 . Como o deslocador de nível D_X deve ser de 3,3V, obtém-se a polarização correta utilizando-se quatro diodos polarizados com 0,81V cada.

Para a polarização do estágio de realimentação, temos que a saída do estágio diferencial tem uma tensão de 1,8V. Para que a tensão no dreno de T_8 tenha o mesmo potencial da porta de T_1 , utilizam-se os deslocadores de nível D_Y e D_Z . Com estes deslocadores fornecendo uma queda de tensão de 2,6V, resulta uma tensão no dreno de T_8 que é a entrada, conforme a figura 3.7.

Nos estágios de *buffer* e de CAG mostrados nas figuras 3.6 e 3.8, o sinal é retirado entre os deslocadores D_Y e D_Z pelo transistor T_9 que tem duas funções. A primeira é prover um devido isolamento com a saída, e a segunda é alimentar o circuito de CAG. Como temos 1,8V na saída do diferencial, teremos aproximadamente 1,0V na porta de T_9 se o deslocador D_Y for de somente um diodo, sendo suficiente para também assegurar um isolamento com o ponto de realimentação por intermédio de D_Z . O transistor T_9 polarizado com aproximadamente -0,3V de V_{GS} tem 1,3V na sua fonte. Como a queda de tensão do deslocador D_W é 3,2V, resta assim -1,9V na fonte de corrente T_{10} . Assim, a porta do transistor T_{14} que atua como resistor variável terá este mesmo valor resultando uma tensão V_{GS14} de -1,1V, pois a fonte de T_{14} está como a entrada em -0,8V. Com este valor de V_{GS} de -1,1V e uma tensão de dreno-fonte de T_{14} desprezível, o bloco de controle de ganho pode operar sem interferir na resistência R_F pois R_{DS14} é altíssima, apesar da tensão de *pinch-off* ter o valor de -1,5V.

O estágio de saída, visto na figura 3.6, recebe o sinal do *buffer* através da porta de T_{11} . Uma divisão de tensão equitativa entre T_{11} e T_{12} otimiza o estágio em termos de excursão de sinal. Como verificado anteriormente, tensões acima de 1V polarizam os transistores na região saturada. Dividindo-se 1V para cada transistor nos resta 3V, permitindo a utilização de sinais senoidais máximos de 1,5V de pico sem causar distorções. Polarizando T_{11} conectado em seguidor-de-fonte com uma tensão V_{GS} reversa como anteriormente, o dreno da fonte de corrente T_{12} deve se aproximar de 1,1 a 1,2V para a máxima excursão de sinal.

3.3.2 Projeto do Circuito

3.3.2.1 Estágio de Entrada

Temos definida a tensão de 1,5V entre dreno e fonte de T_1 , bem como a sua tensão de -0,8V de porta. Com isso podemos obter o comprimento do transistor em função destes dados.

Na figura 3.11 pode-se verificar as características de um transistor de 390 μ m. Baseado nestas duas figuras, obtém-se uma corrente em T_1 de aproximadamente 13mA. As curvas iniciam com V_{GS} igual a zero sendo decrementadas de 0,2V para $V_{GS}I_D$, e a g_m é obtida com V_{DS} de 1,5V.

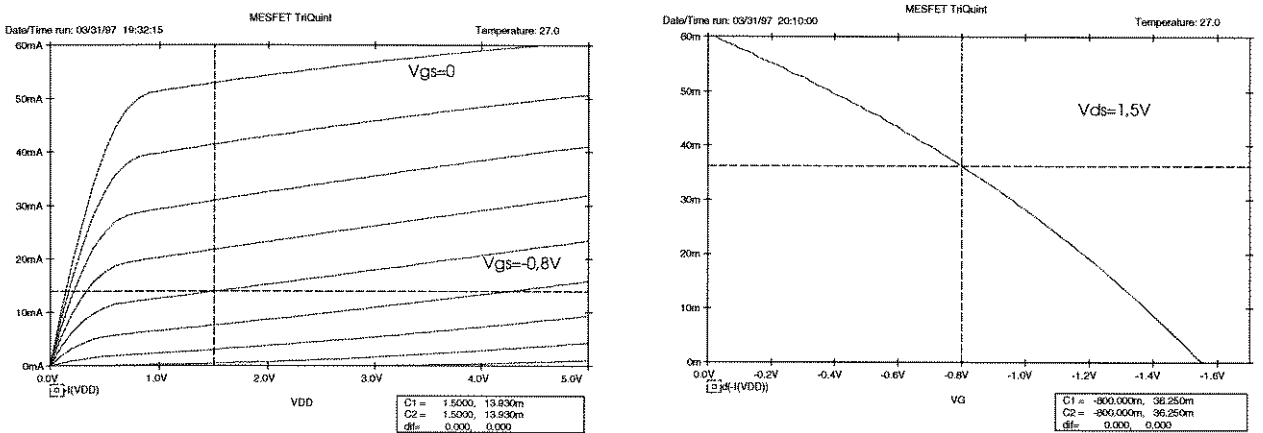


Figura 3.11: Curva $V_{DS} \times I_D$ e da transcondutância do transistor T_1 de 390 μ m típico.

Para a obtenção de 13mA, um transistor de 100 μ m polarizado com V_{GS3} igual a zero é utilizado, conforme a figura 3.12. O transistor T_2 de porta-comum é polarizado com o diodo D_1 , fornecendo um potencial de aproximadamente 0,86V. Logo, o V_{GS2} é -0,64V e o V_{DS} 1,5V. Com isso, este transistor trabalha em uma região em que a curva de $V_{DS} \times I_D$ tende mais para a horizontal quanto mais negativos forem os valores de V_{GS} , conforme visto na figura 3.12. Desta forma, como mostrado na figura 3.13, temos o estágio de entrada polarizado, onde se pode agora verificar as excursões de sinal máximas permitidas, isto é, lineares.

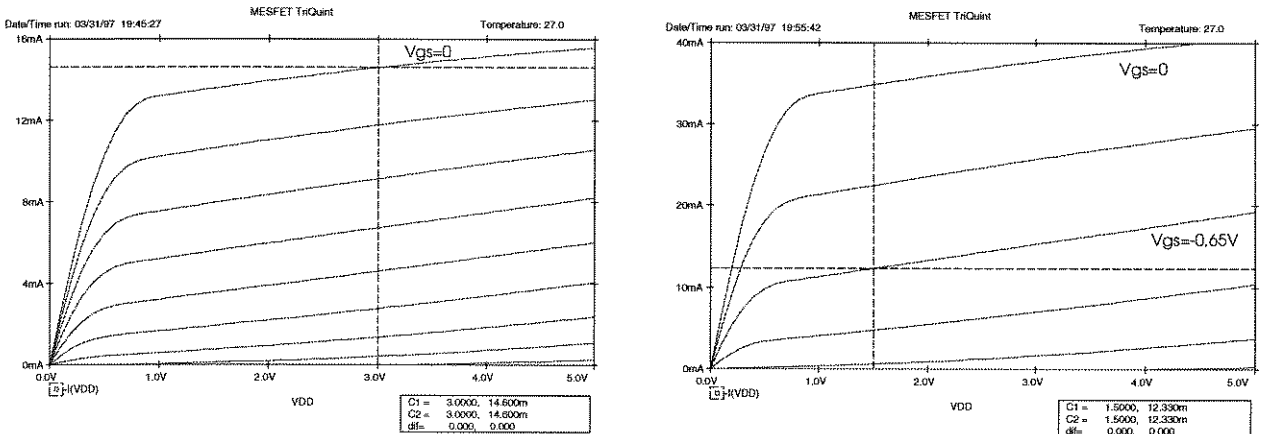


Figura 3.12: Polarização da fonte de corrente T_3 de 100 μ m, e de T_2 em porta-comum com 272 μ m.

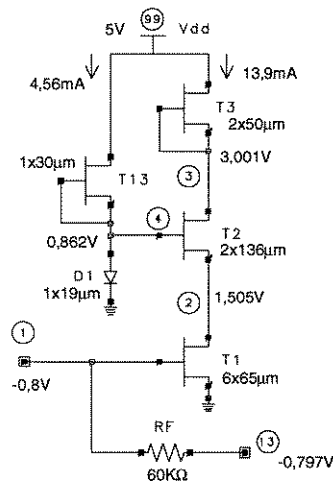


Figura 3.13: Polarização do estágio de entrada.

3.3.2.2 Estágio Diferencial e de Realimentação

Neste bloco são críticos o valor de C_{GD4} e o consumo de potência.

A corrente total que circula por T_7 é a soma das correntes que circulam por T_4 e T_6 . T_8 demanda a corrente que alimenta o estágio deslocador de nível da realimentação. Seu comprimento é baseado em um consumo de corrente limitado por T_5 , correspondendo a uma corrente equivalente de 30μm.

Os ramos principais do diferencial são projetados para perfazer 60μm na fonte de corrente T_7 . Logo, circulará por T_6 uma corrente correspondente a 30μm, apesar de estar polarizado com um V_{GS} de -0,8V e um V_{DS} de 2V, descrito no item 3.3.1 implicando em uma largura para o transistor de 56μm.

Quanto a T_4 , uma tensão V_{GS} de aproximadamente -0,3V é utilizada para garantir a polarização reversa deste transistor, ficando com 50μm. Com isso, a tensão na fonte de T_4 será de 3,3V restando 1,7V para V_{DS4} , adequado aos baixos níveis de sinal desenvolvidos pelo primeiro estágio. A tensão V_{DS7} é de 5,2V, sendo aproximadamente nula em relação ao terra. Assim, os diodos D_2 a D_5 deslocam este potencial utilizando-se dois de 19μm e dois de 18μm, como mostrado na figura 3.14.

As dimensões dos diodos D_6 , D_7 e D_8 são facilmente obtidas, definidas pela corrente e pela queda de potencial entre o nó 10 e o nó 13, utilizando-se dois diodos de 18μm e um de 19μm.

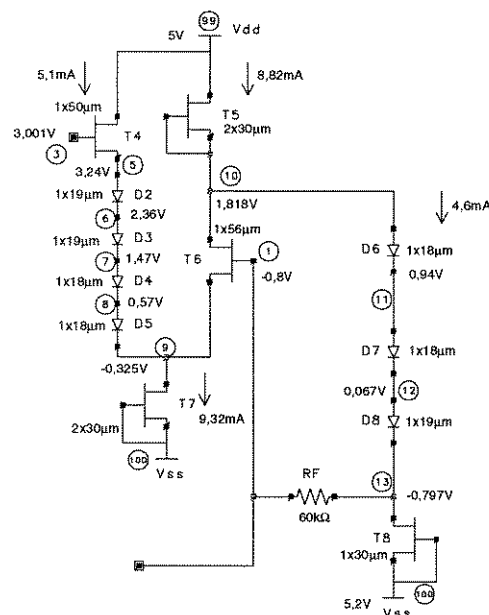


Figura 3.14: Polarização do estágio diferencial e de deslocamento de nível da realimentação.

3.3.2.3 Estágio de Buffer e de CAG

Neste estágio que é mostrado na figura 3.15, é crítica a capacitância C_{GS9} e o consumo de potência.

Pelo mesmo critério anterior, T_{I0} também tem $30\mu\text{m}$. Como a porta de T_9 está conectada no nó 11 com um valor de $+1,0\text{V}$ e o V_{GS} em torno de $-0,3\text{V}$, força a fonte a ter um valor de $1,3\text{V}$. Com base no item 3.3.1, o problema surge quando uma tensão de $3,3\text{V}$ deve ser imposta a partir desta fonte, para que este estágio funcione de acordo com o mencionado no item 3.2.6. Como os diodos disponíveis fornecem uma queda de tensão em torno de $0,8\text{V}$, logo teremos $-1,9\text{V}$ no dreno de T_{I0} devido a este deslocador D_W composto por D_9 a D_{I2} , não sendo uma tensão adequada para o correto funcionamento do CAG. Uma solução é acrescentar outro diodo, obtendo-se assim uma tensão de $-2,7\text{V}$ no dreno de T_{I0} , com a consequente polarização de T_{I4} bem abaixo do *pinch-off*. Outra solução é diminuir os comprimentos dos diodos para que com a mesma corrente tenhamos um maior potencial. Assim, a tensão foi obtida com a utilização de diodos de menor comprimento, porém com uma densidade de corrente acima da média dos outros diodos o que não é interessante pois pode resultar numa diminuição da confiabilidade do dispositivo.

Diante do exposto, a solução é alterar T_{I0} circulando uma maior corrente e consequentemente uma maior queda de tensão sobre os diodos. Para que os requisitos acima sejam satisfeitos, T_{I0} passa a ter $40\mu\text{m}$, causando então um acréscimo de potência consumida.

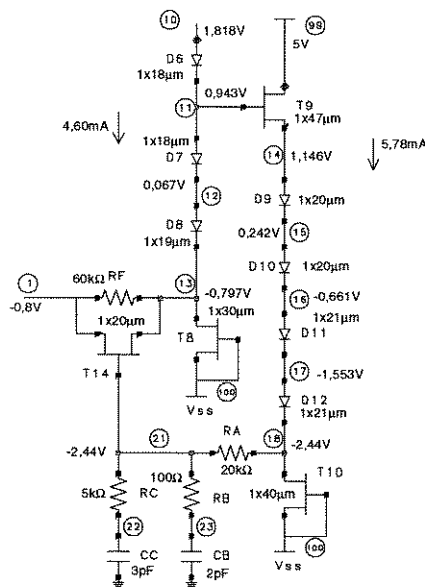


Figura 3.15: Polarização do estágio de buffer e de CAG.

3.3.2.4 Estágio de Saída

Neste estágio, dois itens devem ser considerados. O casamento de impedância com a carga de 50Ω e a potência dissipada, contribuindo com um grande percentual na potência total, conforme descrito no item 3.2.4.

O transistor T_{I1} deve ter um potencial de porta que garanta uma baixa capacitância C_{GD} , além de uma transcondutância de 20mS . Como na porta de T_{I1} a tensão é de $1,15\text{V}$ o dreno de T_{I2} fica com $1,5\text{V}$, estando de acordo com o valor proposto no item 3.3.1. Para os 20mS em T_{I1} é necessária uma corrente de $13,60\text{mA}$ fornecida por T_{I2} , dimensionado em $100\mu\text{m}$. Com o potencial de V_{GS} e a corrente fornecidos, obtém-se uma largura de $128\mu\text{m}$ para o transistor T_{I2} . Na figura 3.16 temos a polarização deste estágio.

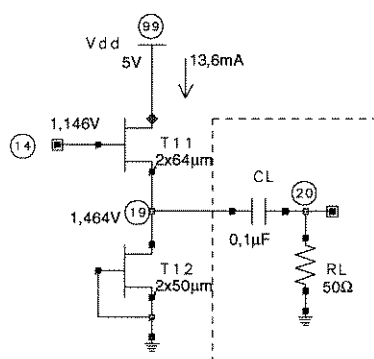


Figura 3.16: Polarização do estágio de saída.

Na tabela 3.1 temos todos os pontos de polarização obtidos na simulação do amplificador e na figura 3.17 o diagrama esquemático completo do CI.

Tabela 3.1: Tabela com os pontos de polarização projetados.

Número do Nó	Tensão (V)	Número do Nó	Tensão (V)
1	-0,800	15	0,2427
2	1,5051	16	-0,6613
3	3,0014	17	-1,5538
4	0,8627	18	-2,4464
5	3,2469	19	1,4640
6	2,3602	20	0,0000
7	1,4734	21	-2,4464
8	0,5742	22	-2,4464
9	-0,3251	23	-2,4464
10	1,8189	24	1,8189
11	0,9430	25	-5,1999
12	0,0671	99	5,0000
13	-0,7974	100	-5,2000
14	1,1468	---	---

3.3.3 Variação da Polarização com a Alimentação

De acordo com as especificações prévias do amplificador vistos no item 1.3, a alimentação tem uma faixa que implica em variação das tensões de polarização. O desvio percentual destes valores pode alterar as características elétricas do amplificador a ponto de estarem fora dos limites especificados. Assim sendo, o projeto deve suportar estas variações sem que ocorram alterações significativas no seu desempenho. A tensão de polarização positiva tem uma variação máxima permitida de 10% e a negativa de 5%, resultando nos valores descritos na tabela 3.2.

Tabela 3.2: Variações das tensões de alimentação.

Fonte	Mínimo	Típico	Máximo
Positiva V_{DD} (V)	+4,5	+5,0	+5,5
Negativa V_{SS} (V)	-5,46	-5,2	-4,94

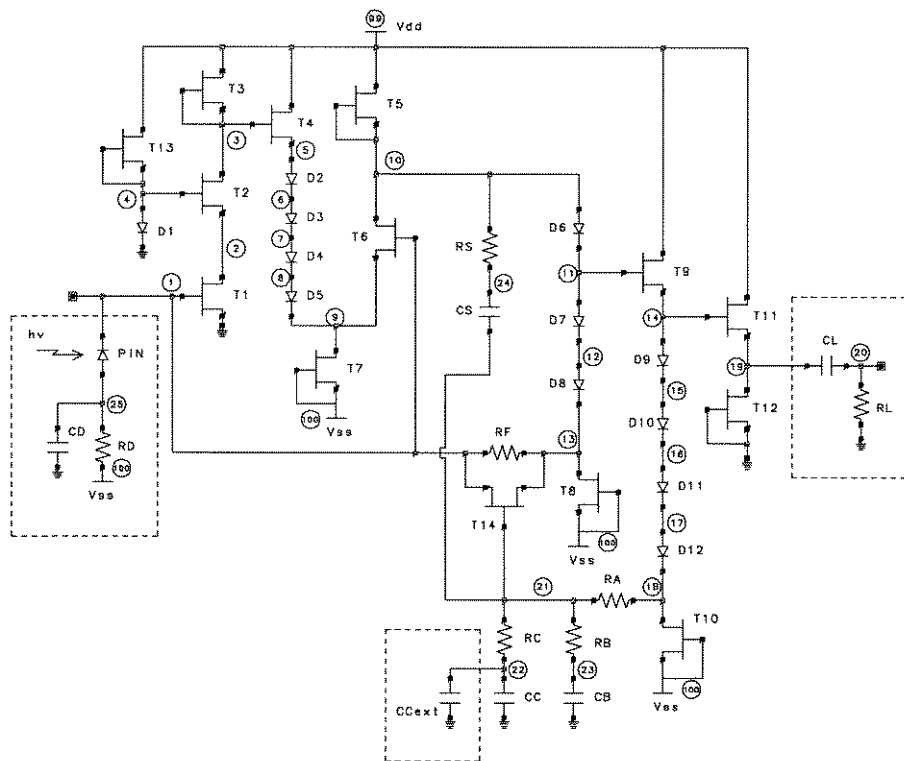


Figura 3.17: Diagrama esquemático completo do CI.

Os gráficos das variações dos pontos de polarização em função das variações são mostrados na tabela 3.2. Na figura 3.18, as retas nos indicam as variações de V_{SS} supondo uma referência em V_{DD} , sendo que a reta central é referida à tensão típica de $-5,2V$, a inferior a $-5,46V$ e a superior a $-4,96V$. Neles podemos verificar como cada nó é influenciado pelas variações das duas tensões de polarização, avaliando-se o comportamento dinâmico da polarização. Assim, os valores limites máximos são obtidos para as tensões nos nós 1 e 2.

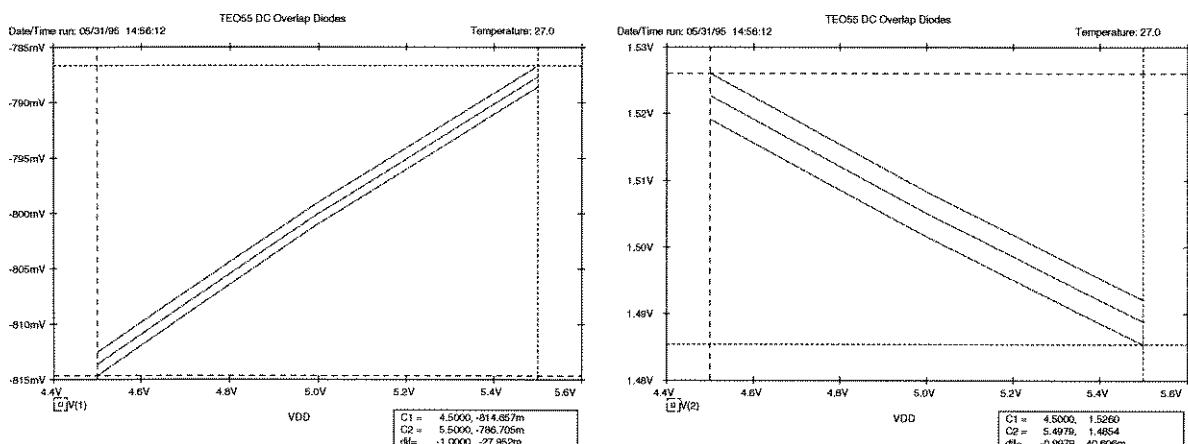


Figura 3.18: Influência das variações de V_{SS} na polarização do nó 1 (a) e do nó 2 (b).

Na tabela 3.3 temos os valores da variação nos nós bem como os percentuais máximos relativos. Os nós

críticos que sinalizam uma polarização não otimizada para as excursões de sinal máximas, perda de ganho ou de banda passante, estão indicados com asterisco. A máxima variação percentual ocorreu no nós 3 com 4,72%. Como o amplificador *cascade* trabalha com níveis de sinal menores que o diferencial em torno de 10dB, podemos afirmar que esta variação acima da polarização não influenciará significativamente o desempenho do circuito.

Outro nó importante para a excursão de sinal é o 10, saída do diferencial, que é projetado para otimizar as excursões de sinal máximas, verificando-se apenas 0,99% de variação de acordo com a tabela 3.3.

Tabela 3.3: Tabela da variação dos pontos de polarização projetados.

Número do Nó	Tensão Típica (V)	Valor com tensão positiva em +4,5V (V)	Valor com tensão positiva em +5,5V (V)	Variação Percentual Máxima
1 *	-0.8000	-0.8146	-0.7867	1,82
2 *	1.5051	1.5260	1.4854	1,38
3 *	3.0014	3.1375	2.8661	4,72
4	0.8627	0.8593	0.8657	0,39
5 *	3.2469	3.3115	3.1843	1,98
6	2.3602	2.4126	2.3094	2,22
9	-0.3251	-0.3101	-0.3392	4,83
10 *	1.8189	1.8009	1.8354	0,99
11	0.9430	0.9267	0.9577	1,75
13 *	-0.7974	-0.8118	-0.7842	1,80
14 *	1.1468	1.1048	1.1876	3,80
18	-2.4464	-2.4968	-2.3967	2,07
19 *	1.4640	1.4005	1.5258	4,53
21 *	-2.4464	-2.4968	-2.3968	2,06

Um dado importante é quanto ao CAG, onde temos como referência os nós 1 e 21. No pior caso da tensão negativa com a positiva V_{DD} em 4,5V, temos o CAG atuando em um nível superior de potência óptica na entrada. Para o caso de V_{DD} estar em 5,5V com o pior caso da tensão negativa, ocorre o inverso fazendo com que o nível de atuação do CAG seja um pouco menor que a nominal. De qualquer maneira, estas variações não implicam em significativa degradação no desempenho do CAG no amplificador, sendo um fator positivo do projeto.

Pode-se concluir que as variações são inferiores a 5%, e não afetam a polarização originalmente projetada quando se impõe à alimentação as variações da tabela 3.2.

3.4 Análise de Injeção de Sinal

3.4.1 Considerações sobre a Injeção do Sinal

Os estímulos senoidais tem aqui a função de avaliar o comportamento de várias amplitudes de

estímulos, e pela própria característica da forma de onda, verificar em que nível de tensão o sinal está sendo deformado, devido a falta ou excesso de polarização. Para a geração de estímulos na simulação, foi utilizada uma fonte de corrente senoidal cujo sentido da corrente é dirigida para a fonte de tensão negativa, conforme mostrado na figura 3.19.

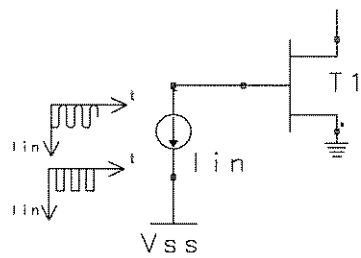


Figura 3.19: Estímulo de corrente pulsada e senoidal na entrada do amplificador.

3.4.2 Modo de Injeção

A correta polarização da entrada do amplificador com o fotodiodo deve ser realizada conforme mostrado na figura 3.19, onde o estímulo tem o sentido da fonte de corrente para a tensão negativa. Os níveis de tensão da polarização estão otimizados para uma entrada sem sinal. Com a aplicação de estímulo que geralmente é uma corrente derivada de uma sequência de pulsos ópticos, ocorre uma excursão de sinal num sentido que propicia a operação de altos níveis sem alteração do nível médio *DC*, não sofrendo o sinal saturação ou distorção, como visto na figura 3.20 para o nó 3 com corrente de entrada de 100nA. O outro sentido de excitação com a fonte de corrente i_{det} , operando no sentido da fonte negativa para a entrada do amplificador, também permitirá o funcionamento, porém com uma alteração do nível *DC* médio do ponto quiescente.

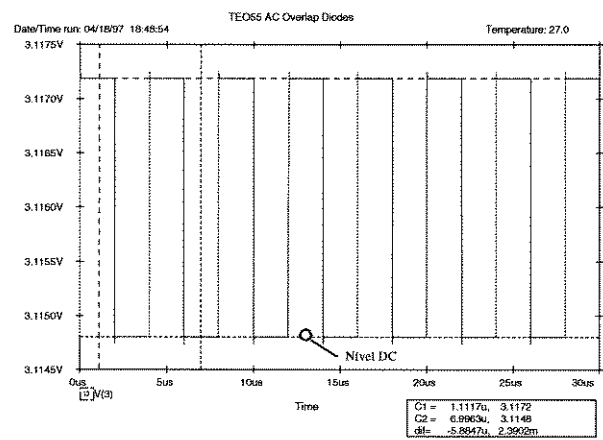


Figura 3.20: Polarização de corrente com sentido para a fonte negativa.

3.4.3 Vetores de Simulação

Para uma melhor verificação do funcionamento do amplificador, alguns vetores de simulação são propostos para que as características de especificação do componente sejam satisfeitas. Entre as principais características estão a capacidade de amplificar um mínimo sinal óptico com um *BER* pré-estabelecido, e também de processar um elevado nível de sinal com o mesmo *BER*, conferindo-lhe uma maior faixa

dinâmica.

Os vetores de simulação são distribuídos em três tipos:

a) O primeiro é um vetor de potência óptica média, que tem por finalidade verificar a funcionalidade em regimes intermediários de sinal, o que estatisticamente é mais provável. Para uma potência óptica de -15dBm, a corrente no fotodiodo é de aproximadamente 30μA. Aproximadamente, porque nas características elétricas e físicas do *pin* foi utilizado um valor médio de responsividade de 0,9, encontrado na literatura e nos fotodiodos produzidos pelo CPqD [16].

b) O segundo vetor é de potência óptica mínima, mostrando o comportamento do amplificador em valores muito baixos de corrente fotogerada, adicionado aí o ruído gerado pelo amplificador. Na prática, o ruído inerente ao sinal e também o ruído gerado pelo fotodiodo são adicionados. Valores de potência óptica de -41dBm são adequados a esta potência, fornecendo uma corrente média de 70nA e uma indicação de sensibilidade.

c) O terceiro vetor de simulação verifica a capacidade do amplificador em processar altos níveis de sinal. Traduzindo em termos de enlace óptico, isto significa a menor distância possível sem a utilização de atenuadores de linha para a perfeita adequação de sinal para um *BER* desejado, quando da utilização em enlaces urbanos, onde as distâncias dificilmente são superiores a 20km. A potência óptica média fornecida pelo diodo laser é da ordem de -3dBm, fornecendo uma corrente fotogerada de 500μA, sendo este o terceiro vetor de simulação. Eventualmente alguns transmissores fornecem uma saída óptica média de 0dBm, obtendo-se assim uma corrente fotogerada de 900μA.

3.5 *Análise de Transiente*

Para a simulação de transiente foram usados estímulos na entrada em 0,5Mb/s e 52Mb/s, que facilitam a verificação do comportamento do circuito em períodos longos de simulação que nos fornecem as informações da constante de tempo do CAG e do nível do sinal após a estabilização ou regime permanente.

Em 0,5Mb/s a largura do pulso é de 2μs, que com uma taxa de trabalho de 50% totaliza 4μs, e para 52Mb/s a largura do pulso é 19ns. As simulações em baixa taxa também fornecem informações da interação das constantes de tempo internas na presença destes pulsos longos, isto é, do polo em baixa frequência que forma um filtro passa-alta.

Os resultados desta simulação consideram uma capacitância na entrada de 0,6pF, cujo valor é indicado pelas condições práticas de montagem e encapsulamento, já descritas no item 1.3.

3.5.1 *Análise de Sinal sem CAG*

Esta análise tem o objetivo de avaliar o comportamento do amplificador utilizando-se os vetores de simulação e verificar a conformidade com as especificações do item 1.3. Na figura 3.21 temos o diagrama esquemático do amplificador sem o CAG, com a indicação dos níveis *DC* para análise de excursão de sinal.

a) Um vetor de teste de -15dBm óptico é aplicado conforme o item 3.4.3, com os resultados mostrados nas figuras 3.22 e 3.23, utilizando-se taxas de 0,5Mb/s e 52Mb/s respectivamente. As curvas mostram o comportamento dos nós 1, 10 e 20. Com estes gráficos verificam-se as excursões de sinal bem como os níveis quiescentes, que possuem pouca diferença comparados aos níveis *DC* da tabela 3.4. Todas as variações dos nós mais importantes do circuito são mostradas na tabela 3.4, podendo-se verificar os níveis de amplificação dos estágios intermediários.

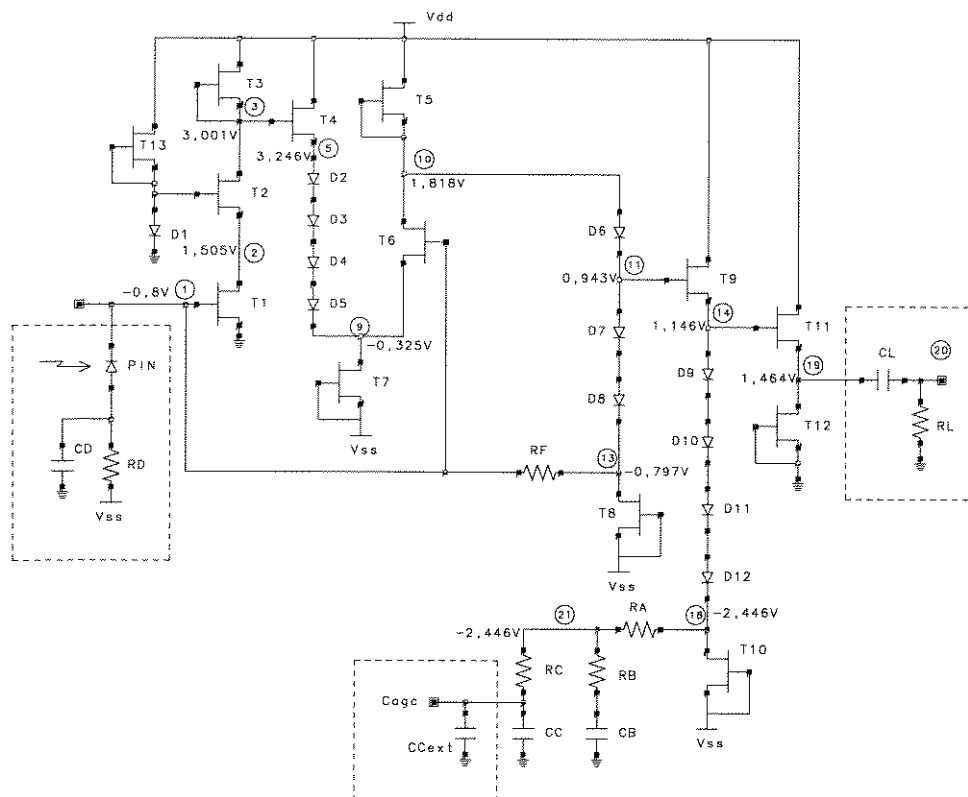


Figura 3.21: Polarização do amplificador sem estágio de CAG.

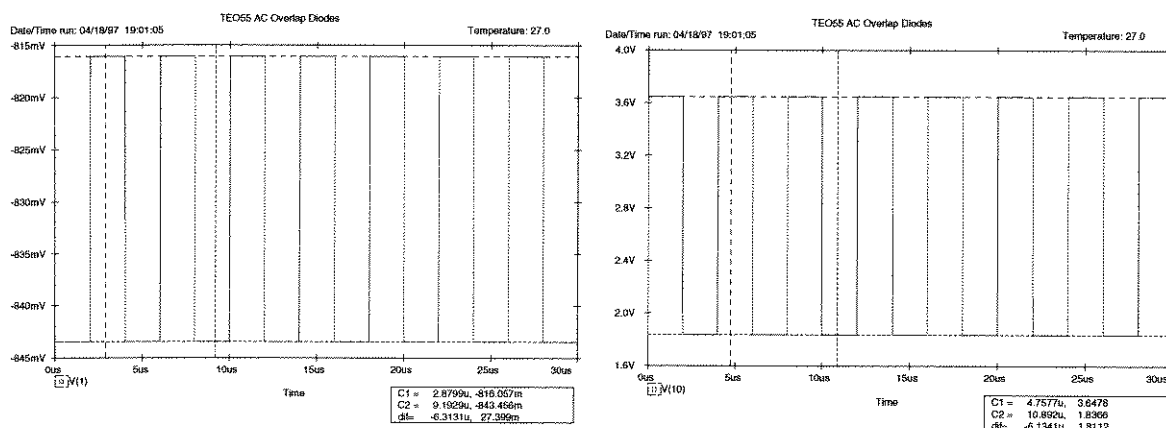


Figura 3.22: Tensão no nó 1 (a) e tensão no nó 10 a 0,5Mb/s (b).

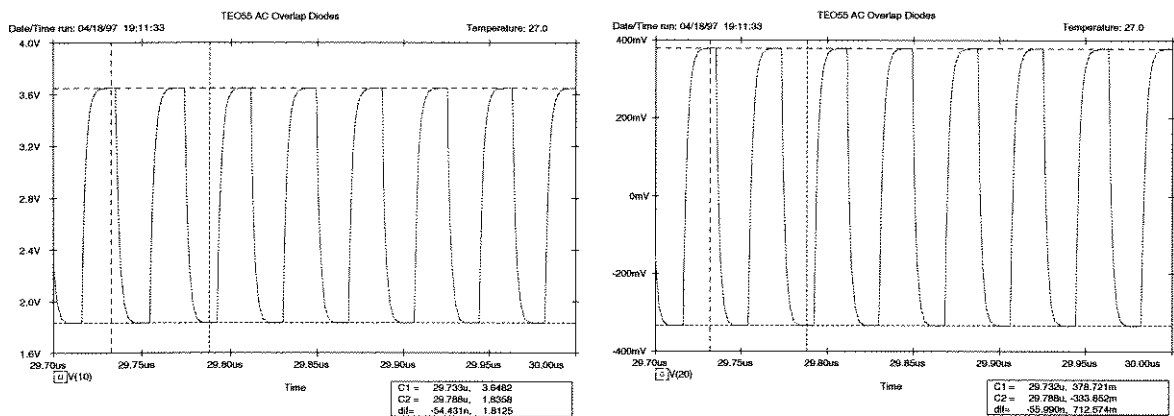


Figura 3.23: Tensão no nó 10 (a) e tensão no nó 20 a 52Mb/s (b).

Tabela 3.4: Vetor de teste com nível de -15dBm óptico sem o CAG.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V _{pico})	Diferença (mV)
1	-0.816	-0.843	27,4
2	1.61	1.53	81,6
3	3,11	3,85	741,3
9	-0.32	-0.034	292,7
10	1,83	3,65	1811,3
13	-0.81	0,95	1772,6
14	1,17	2,79	1621,0
18	-2,45	-0,91	1537,3
19	1,85	2,58	740

Com base nas figuras e tabela acima, verificamos que em potências médias as variações de sinal AC não introduzem distorções no sinal amplificado.

b) Em condições de baixos sinais é aplicado um vetor de teste com uma potência óptica de -41dBm, como visto no ítem 3.4.3, fornecendo subsídios para a análise de sensibilidade do circuito. Na figura 3.24 temos os gráficos das tensões no nó 1 e 10 em 0,5Mb/s e na figura 3.25 temos a tensão de saída do diferencial e de saída do CI para um sinal de 52Mb/s. Na tabela 3.5 temos as tensões dos nós mais importantes no caminho do sinal.

Este vetor implica num valor aproximado na saída de 1,6mV_{pp} que é suficiente para excitar um próximo estágio amplificador, interpretando corretamente a aquisição de dados mesmo considerando-se o nível de ruído imposto pelo amplificador, fotodetector e do próprio sinal óptico recebido.

Para a verificação do comportamento do amplificador em baixíssimos sinais, como -44dBm óptico por exemplo, obtemos uma tensão de saída um pouco menor que 1,6mV_{pp}, correspondendo a uma corrente fotogerada de 36nA.

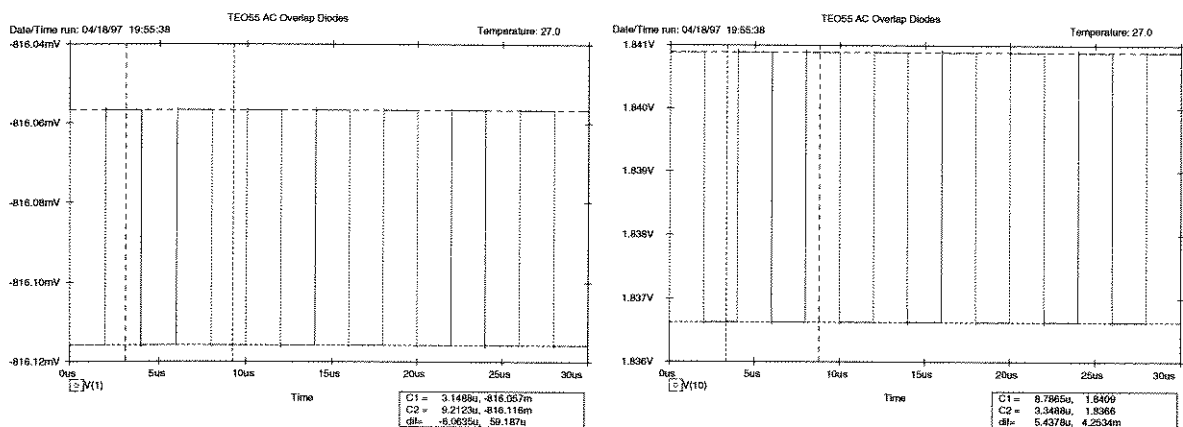


Figura 3.24: Tensão no nó 1 com 0,5Mb/s (a), e no nó 10 com 0,5Mb/s (b).

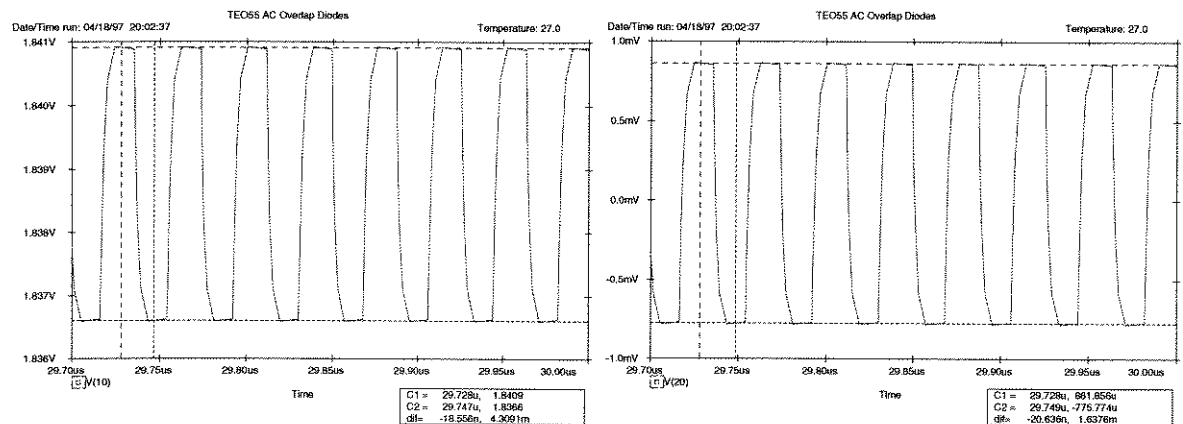


Figura 3.25: Tensão no nó 10 com 52Mb/s (a), e no nó 20 com 52Mb/s (b).

Tabela 3.5: Vetor de teste com nível de -41dBm óptico sem o CAG.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V_{pico})	Diferença (mV)
1	-0.816	-0.816	0.059
2	1.5338	1.5340	0.180
3	3.1148	3.1165	1.671
9	-0.3275	-0.3269	0.633
10	1.83	1.8409	4.327
13	-0.813	-0.819	4.196
14	1.17	1.1751	3.759
18	-2.456	-2.455	1.03
19	1.516	1.517	1.636

c) Sinais de níveis elevados situam-se entre -3dBm e 0dBm óptico, verificando-se os dispositivos que tem suas condições ideais de polarização alteradas devido ao excesso de potência, isto é,

trabalhando em regiões não-lineares como mostrado na figura 3.26, evidenciando estes efeitos quando comparados com pequenos e médios sinais na entrada.

Deste modo, para um vetor de teste de -3dBm óptico ocorrem distorções com as cargas ativas nos nós 3 e 10, estando as excursões de sinal limitadas pelo nível da fonte V_{DD} . Devido a esta saturação, não operam como cargas ativas, mas como resistores.

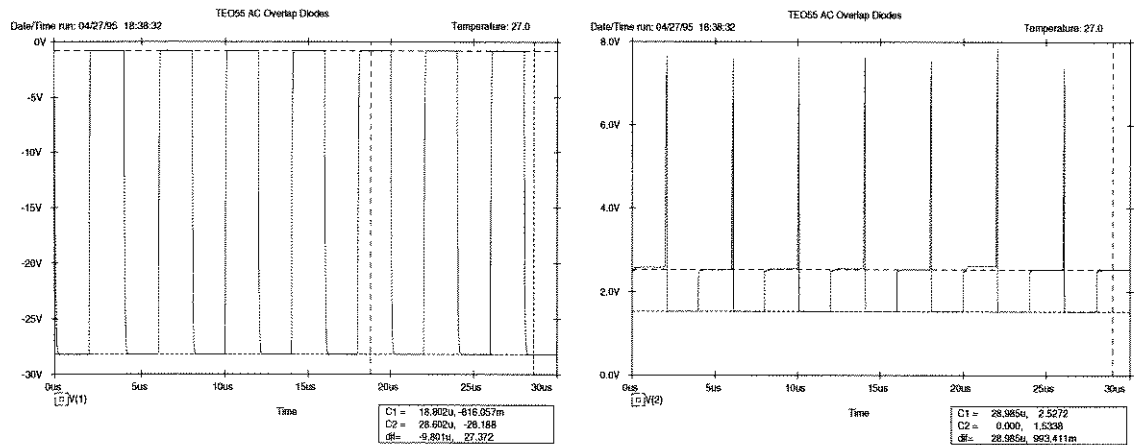


Figura 3.26: Tensão no nó 1 com 0,5Mb/s (a), e no nó 10 com 0,5Mb/s (b).

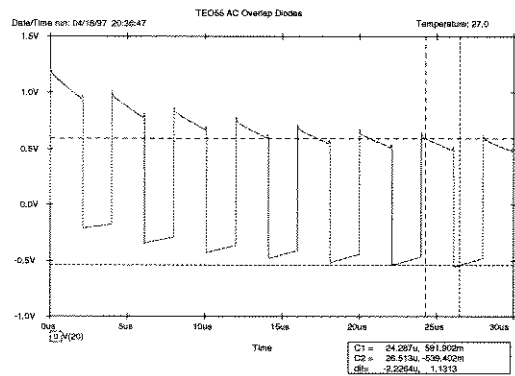


Figura 3.27: Tensão no nó 20 a 0,5Mb/s.

Na tabela 3.6 verificamos quantitativamente estes efeitos, concluindo-se pela impossibilidade do CI em operar níveis elevados de sinal sem a utilização de CAG, sob pena das variações de sinal AC introduzirem distorções no sinal amplificado.

Tabela 3.6: Nível de sinal de -3dBm óptico sem o CAG.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V _{pico})	Diferença (V)
2	1,53	2,52	0,993
3	3,11	5,0	Limitação V _{DD}
10	1,83	4,56	Limitação V _{DD}
20	0	1,13	1,13

Verifica-se pela tabela 3.6 e pelo sinal na figura 3.26, que as tensões obtidas não são corretas por causa das limitações impostas pelos níveis de sinal dos dispositivos, introduzindo nas respostas variações obtidas através de efeitos não-lineares.

3.5.2 Análise Comportamental do CAG

Alguns sistemas de recepção/regeneração óptica digital utilizam um CAG após o estágio pré-amplificador, como visto na figura 3.28. Com isso, o sistema atua para conformar sinais elevados e não permitir a saturação na saída do estágio amplificador [15][40][44][45]. Desta forma, sinais elevados na saída do pré-amplificador tendem a saturar ou deformar a forma de onda e com o CAG inserido posteriormente, não ocorre a eliminação das interferências geradas, podendo ocorrer uma errônea interpretação dos dados aumentando a taxa de erro (*BER*).

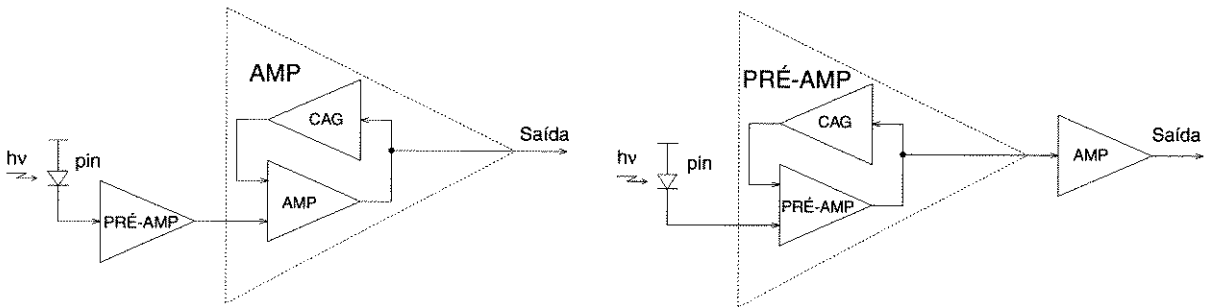


Figura 3.28: Exemplos de amplificadores em recepção óptica digital.

Para minimizar este efeito, o estágio de CAG deve ser empregado no pré-amplificador [6][45][69][70], o mesmo se repetindo para os demais estágios de amplificação de grandes sinais. Partindo desta consideração, um estágio de CAG foi inserido no CI pré-amplificador para garantir uma maior faixa dinâmica e permitir uma maior variação entre o limiar de sensibilidade e o máximo sinal suportável para a mesma taxa de erro.

Visando a implementação monolítica com um menor número de componentes, aliando simplicidade e baixo consumo de potência, foi implementado um CAG onde a atuação é feita pelo transistor T_{I4} , que trabalha na região linear sendo sua polarização referida à entrada do amplificador. Seu comprimento é de $20\mu\text{m}$ e suas características de $V_{DS} \times I_D$ bem como a tensão de *pinch-off* (V_P) são mostradas nas figuras 3.29 e 3.30.

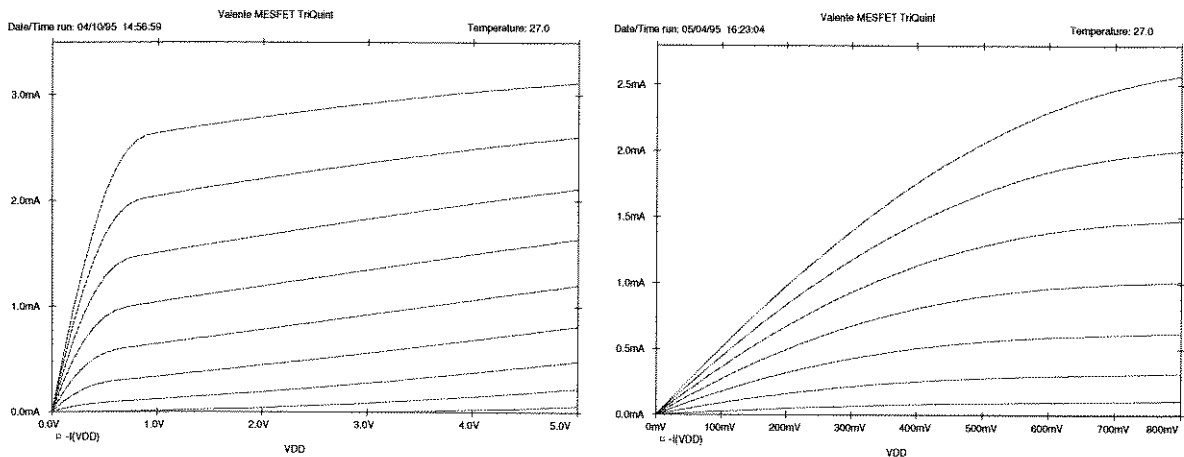


Figura 3.29: Curva $V_{DS} \times I_D$ do transistor de $1 \times 20\mu\text{m}$ até 5V (a), e na região linear expandida (b).

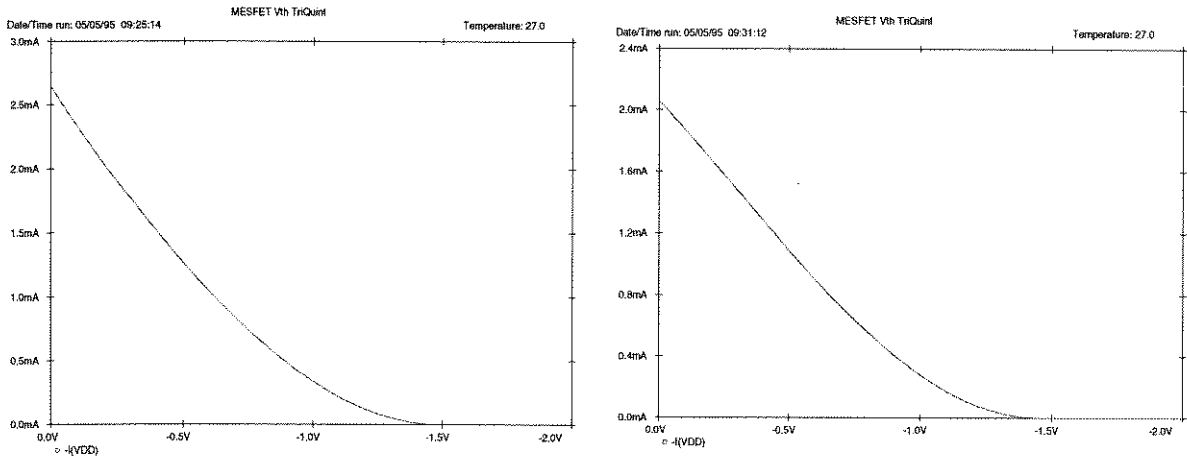


Figura 3.30: Tensão V_P para $1 \times 20 \mu\text{m}$ com V_{DS} de 1V (a), e V_P com V_{DS} de 0,5V (b).

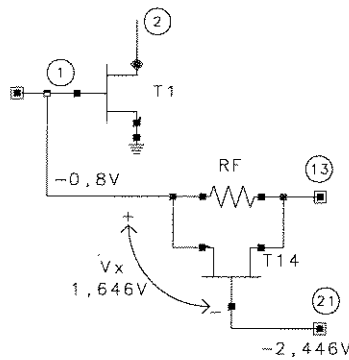


Figura 3.31: Modo de atuação do CAG.

A polarização correta entre T_{14} e T_1 é mostrada na figura 3.31, respeitando-se algumas condições. A atuação do CAG deve ocorrer a partir de um nível de potência pré-estabelecido sem interferir em sinais de nível baixo, que não necessitam de atenuação. A polarização correta de T_{14} é fundamental para um perfeito funcionamento do CAG com base nas especificações técnicas do item 1.3.

Uma maneira simples de se atuar no ganho é alterar a realimentação através de um resistor em paralelo com R_F , e particularmente interessante se este resistor tiver algum tipo de controle como é o caso da resistência dreno/fonte controlada pela tensão de porta. Este é um meio muito utilizado na literatura para se atuar sobre o resistor de realimentação [45][53][70], mas que contribui para um acréscimo do nível de ruído tendendo a degradar o desempenho.

Para T_{14} poder atuar corretamente, deve operar na região linear, implicando em um V_{DS} menor que 0,8V como visto na figura 3.31, fazendo com que na atuação a diferença de tensão entre a entrada e o outro ponto de realimentação não seja maior que 0,8V, sob a penalidade do CAG se tornar não linear. Quanto a V_{GS14} , podemos verificar a polarização de T_1 de -0,8V na figura 3.31. Assim, já temos duas variáveis que são a tensão V_{DS14} e o referencial de tensão para a fonte de T_{14} .

A atuação do CAG deve influir no comportamento do circuito quando sinais de níveis elevados estão presentes na entrada, atenuando também os sinais médios tendendo a elevados, e não atuar no restante sob pena de degradação da sensibilidade. Para isso, devemos polarizar T_{14} com uma V_{GS} tal que permita uma atuação moderada a partir dos níveis médios e forte para sinais elevados.

Polarizando-se T_{14} com uma tensão de V_{GS} abaixo do *pinch-off* ($\approx 1,5V$) como mostrado na figura 3.31,

pode-se garantir que para pequenos sinais na entrada o transistor praticamente não atua. Assim, fazendo-se uma análise de transiente com uma sequência de pulsos, deve-se cuidar para que não haja nenhuma alteração no nível de saída.

Como mostrado na figura 3.8, uma amostragem de sinal é retirada da saída do estágio diferencial diminuída a queda de tensão do diodo D_y através de T_9 . O sinal disponível na fonte de T_9 é deslocado para um nível onde se conecta o atuador T_{14} .

Como na entrada temos $-0,8V$, esta tensão de porta deve ser fixada em um valor que estará em aproximadamente $-2,3V$ a $-2,4V$, determinando assim o número de diodos D_w bem como suas dimensões, além do valor da fonte de corrente T_{10} . Desta forma, fica determinado o nível de tensão quiescente do CAG verificando-se o que ocorre com o sinal óptico recebido. Com o auxílio da figura 3.21, temos os resistores R_A e R_C juntamente com o capacitor C_C formando um circuito de carga que tende a atingir um valor definido por esta constante RC , que está conectada na porta do transistor de atuação.

Um sinal de entrada na porta de T_{14} superior à tensão de *pinch-off*, implica em uma menor tensão V_{GS14} e conseqüentemente uma maior corrente de realimentação devida à diminuição de resistência do canal. Ignorando os atrasos inerentes ao caminho do sinal, podemos verificar que a tensão na porta de T_{14} irá subir de acordo com esta constante que leva em conta R_A e R_C . Assim, teremos uma tensão subindo exponencialmente até que seja alcançado o valor estabelecido pelo deslocador de nível D_w composto pelos diodos D_9 a D_{12} . Com isso, a resistência do canal de T_{14} irá diminuir de acordo com a tensão na sua porta e por conseqüência também a resistência de realimentação.

Os valores de R_A , R_C e C_C devem ser determinados com a preocupação de não carregar o dreno de T_{10} , implicando em valores da ordem de 20 a 25k Ω para a resistência R_A e de 3pF para o capacitor C_C interno ao CI.

Um *pad* é inserido para o acesso ao terminal de capacitância C_C . Com o intuito de variar a constante de carga do CAG utilizou-se nas simulações um C_{Cext} de 500pF.

Na figura 3.9, temos os resistores R_S e C_S do circuito acelerador que tem a função de prover uma rápida transição de sinal na porta de T_{14} , deixando o restante do tratamento do sinal com a rede R_A , R_C e C_C .

O resistor R_B e o capacitor C_B tem a função de formar um filtro que atenua os transientes do sinal de saída provenientes deste chaveamento rápido.

Nas figuras 3.32 e 3.33 temos as curvas representativas dos modos de atuação do CAG para sinais de nível elevado em 0dBm óptico, verificando a tensão de amostragem (nó 10) e a tensão de atuação (nó 21), com e sem a implementação do acelerador, inserindo-se um nível DC no nó 21 para comparação gráfica.

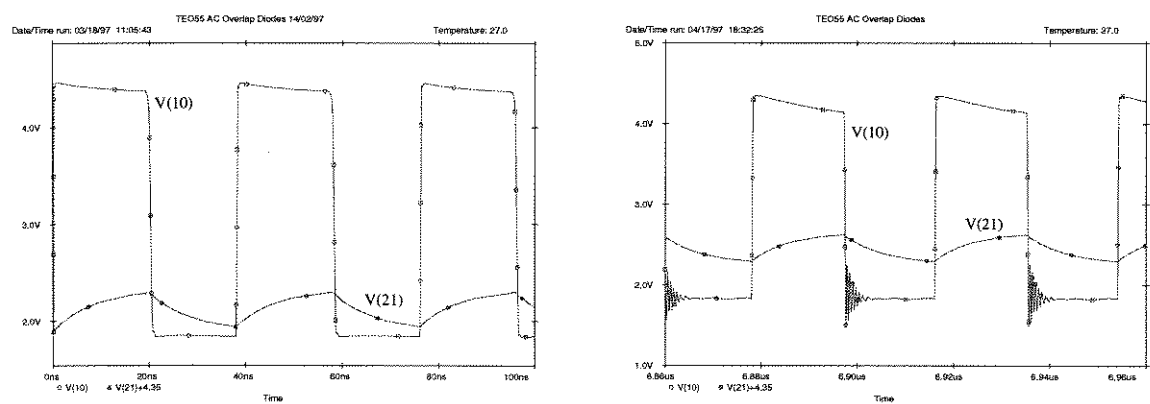


Figura 3.32: Tensões de amostragem e atuação sem o acelerador para 100ns (a), e para 7µs (b).

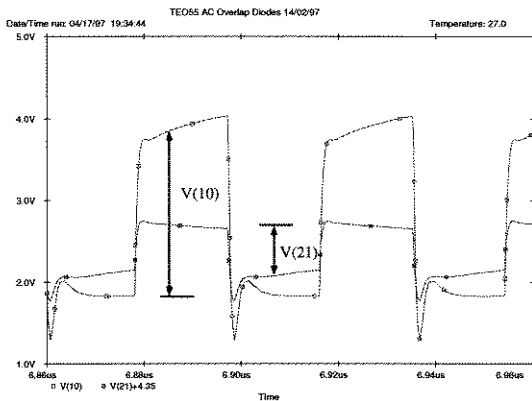
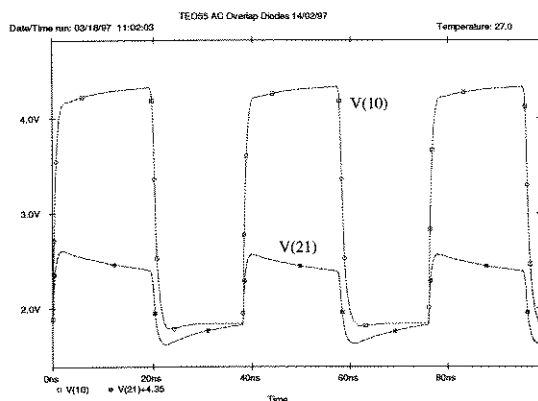


Figura 3.33: Tensões de amostragem e atuação com o acelerador para 100ns (a), e para 7μs (b).

O circuito acelerador constitui uma forma efetiva de compensação de frequência que atua principalmente na obtenção de um incremento da resposta ao impulso (menor *rise-time*) e num menor tempo de *overshoot*, porque há uma diferenciação do sinal. Uma capacitância no caminho do sinal fornece uma compensação por avanço de fase [4][51]. Uma técnica para a compensação do amplificador realimentado consiste na inserção de zeros no sinal de saída desejado. Pode-se acrescentar este zero intercalando-se um resistor em série com o capacitor C_S , sendo denominada de *Compensação por Adição de Zeros* [4].

Verifica-se também que quanto maior for o nível de sinal, maior é a amplitude e o tempo de *overshoot*, como mostra a figura 3.34 com e sem o acelerador em uma situação extrema de 2,2dBm óptico que corresponde a 1,5mA fotogerados. Nota-se que há uma sensível melhora na qualidade do sinal.

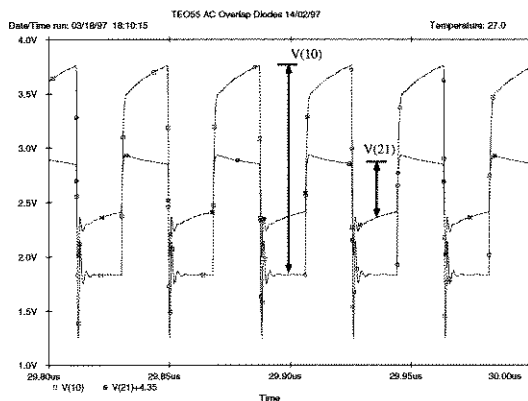
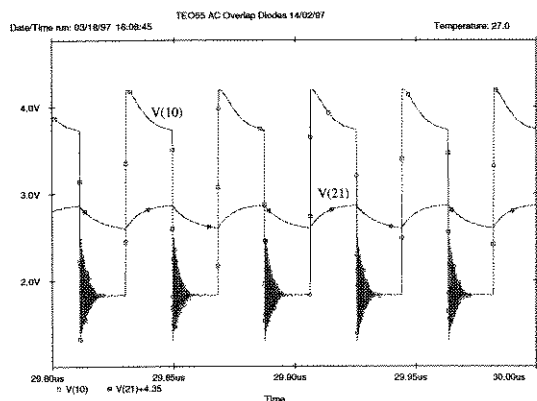


Figura 3.34: Tensões de amostragem e atuação em +2,2dBm sem o acelerador (a), e utilizando (b).

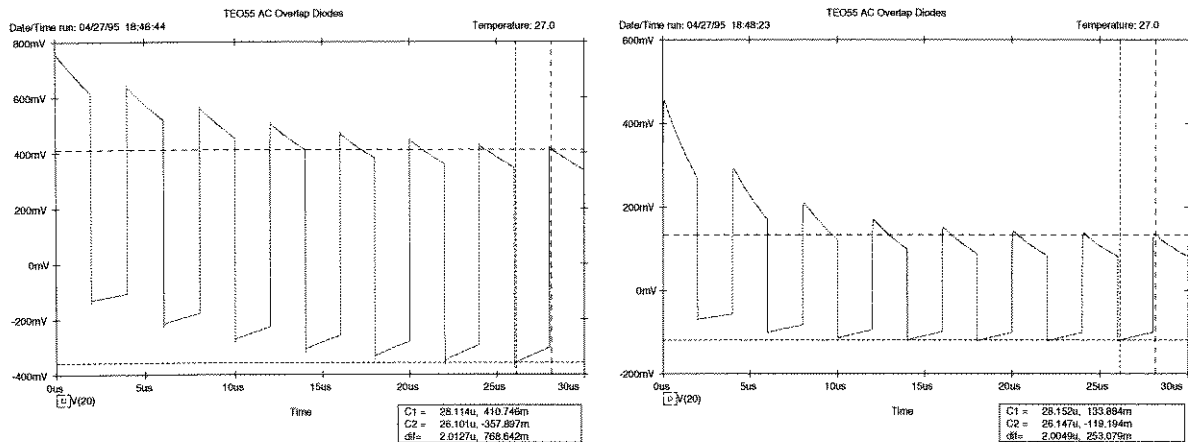


Figura 3.35: Tensão de saída para -15dBm óptico sem CAG (a), e -15dBm óptico com CAG (b).

Na figura 3.35 temos a curva de saída com um sinal de entrada de -15dBm, obtendo-se um sinal de 769mV sem CAG, com este nível caindo para 253mV utilizando-se o CAG, que corresponde a uma atenuação de aproximadamente 9,7dB.

Como os sinais a serem recebidos opticamente obedecem a uma sequência determinada pelo embaralhador na transmissão para evitar uma sequência indesejada de marcas e espaços, o sinal recebido pode ser aproximado por uma sequência de pulsos com uma taxa de trabalho de 50%, variando o período em função da taxa de bit utilizada, que para o *SONET OC-1* equivale a 52Mb/s com uma largura de pulso de 19ns.

A porta de T_{14} (nó 21) vai sendo continuamente carregada e descarregada, ocorrendo um efeito de retificação do sinal, onde a descarga do capacitor C_C não é completada devido a uma tensão residual, ficando como um patamar para o próximo sinal de nível I , com o processo ocorrendo sucessivamente até que haja um equilíbrio entre carga e descarga de C_C . Este nível de tensão na qual temos este sinal modulado é maior que -2,4V ficando acima do valor de *pinch-off* de T_{14} .

Na figura 3.36 temos a tensão de saída do diferencial onde é mostrada a constante de tempo do CAG com estabilização ficando em torno de 24 μ s. Observou-se a constante de tempo com um pulso equivalente a 0,5Mb/s, sendo esta constante independente do período do pulso de entrada e definida por R_A , R_C e C_C .

Um valor de aproximadamente 20 μ s é suficiente para a estabilização dos sinais de níveis médios e altos, evitando-se assim a oscilação. A atuação com o tempo de atraso acima faz com que o circuito se torne mais estável.

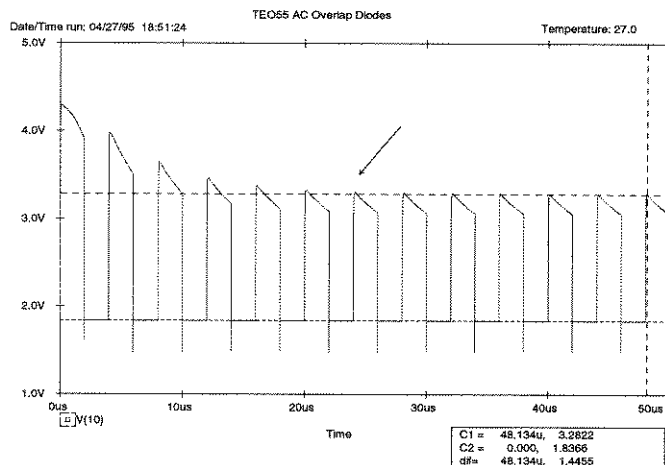


Figura 3.36: Tensão de saída do diferencial mostrando o tempo de estabilização do CAG.

3.5.3 Análise do Sinal com CAG

Os vetores de simulação nos fornecem informações sobre o comportamento do circuito, incluindo as análises da atuação do CAG. Os dados obtidos são comparados com as especificações do amplificador, verificando-se a necessidade de eventuais ajustes através dos pontos de polarização e de excursão de sinal. Todos os dados fornecidos em tabelas são obtidos após a estabilização do CAG, entre 28 μ s e 30 μ s.

a) Um sinal de -15dBm é aplicado na entrada do amplificador de acordo com o item 3.4.3. Os resultados estão expostos nas figuras 3.37 e 3.38 onde temos a tensão de saída do diferencial e da atuação do CAG, onde são mostradas as conformações de um sinal de 52Mb/s em regime permanente, e na tabela 3.7, onde podemos verificar os níveis de tensão dos nós mais importantes do circuito. Como a função do CAG é evitar que ocorram distorções do sinal, verifica-se que nas figuras mostradas anteriormente estas situações não ocorrem, concluindo-se assim que o CAG cumpre seu objetivo para este vetor de teste.

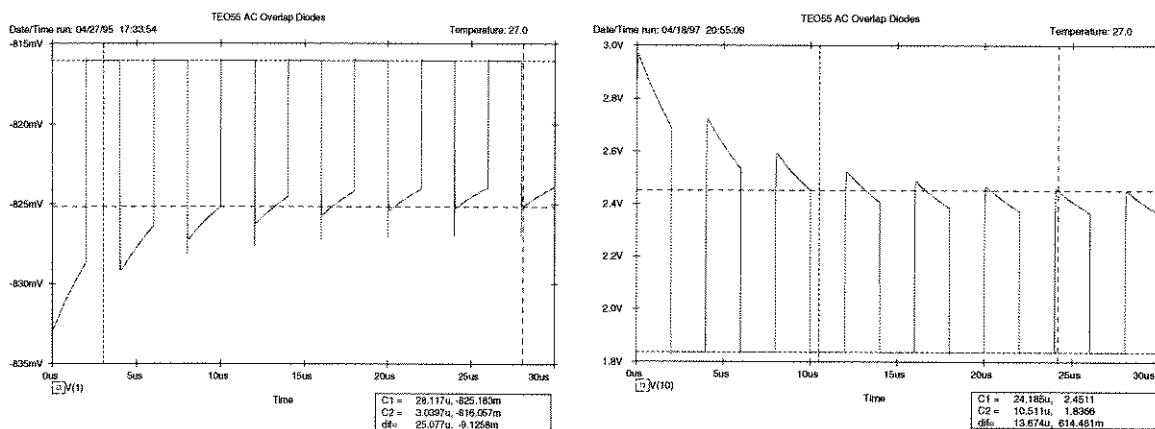


Figura 3.37: Tensão em 0,5Mb/s no nó 1 (a), e no nó 10 (b).

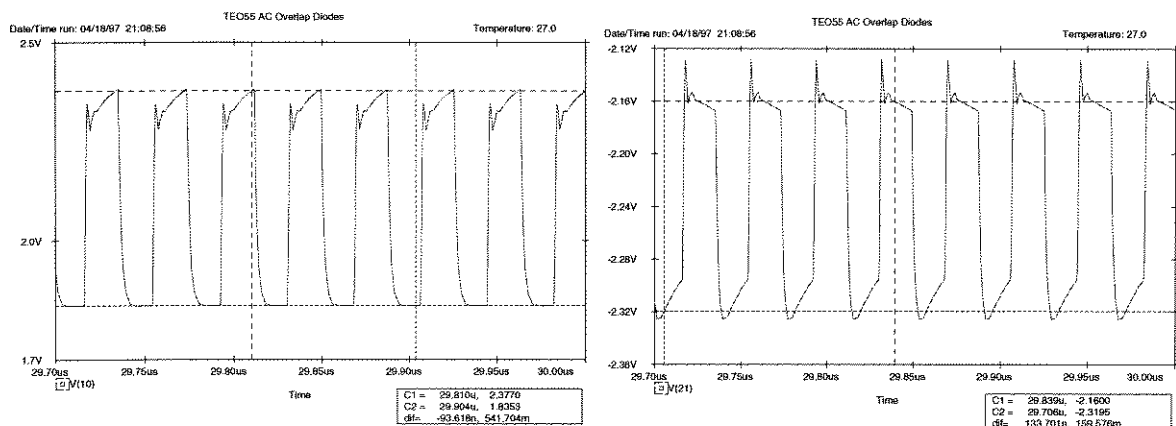


Figura 3.38: Tensão no nó 10 em 30µs com 52Mb/s (a), e no nó 21 em 30µs com 52Mb/s (b).

Tabela 3.7: Nível de sinal de -15dBm óptico com o CAG implementado.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V _{PICO})	Diferença (mV)
1	-0.816	-0.825	9,12
2	1,53	1,56	27,64
3	3,11	3,37	253,0
9	-0,32	-0,23	96,40
10	1,83	2,45	612,75
11	0,95	1,55	609,45
13	-0,81	-0,21	597,58
14	1,17	1,71	544,1
18	-2,45	-1,94	515,73
20	0	0,25	250
21	-2,45	---	114,7

b) Um sinal de -41dBm é aplicado na entrada conforme o definido no item 3.4.3. Como este valor de potência óptica é crítico em termos de sensibilidade, o sinal não deve sofrer qualquer tipo de interferência do CAG, devendo ser o mais transparente possível.

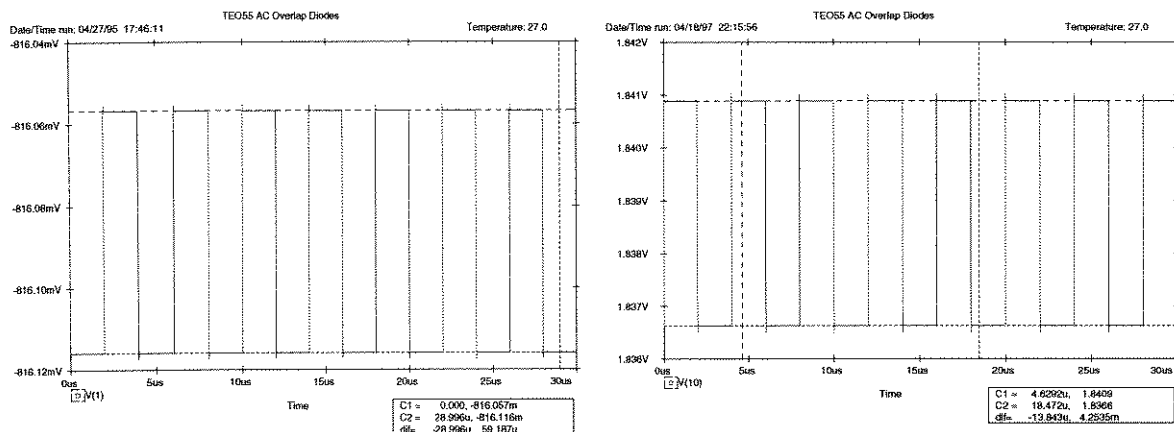


Figura 3.39: Tensão em 0,5Mb/s no nó 1 (a), e no nó 10 (b).

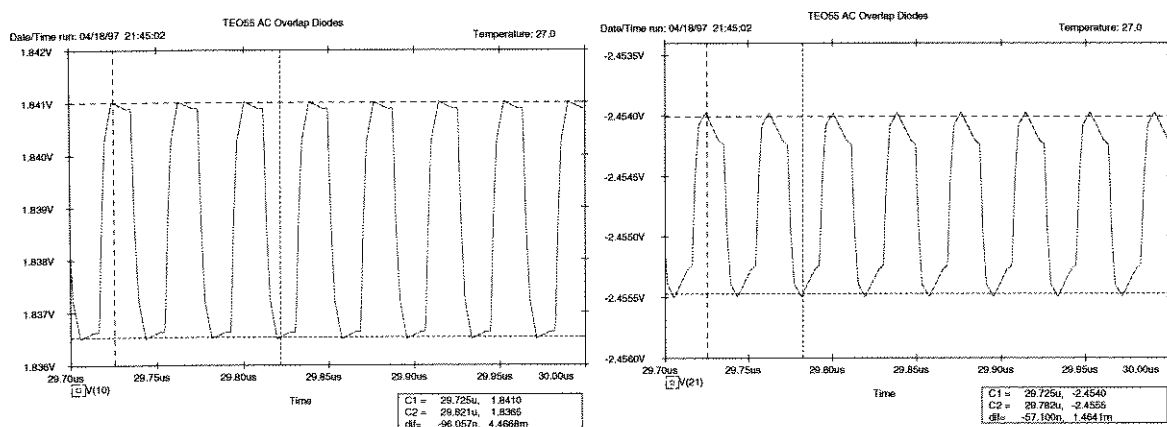


Figura 3.40: Tensão no nó 10 em 30μs a 52Mb/s (a), e no nó 21 em 30μs a 52Mb/s (b).

Tabela 3.8: vetor de teste com nível de sinal de -41dBm óptico com o CAG implementado.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V _{PICO})	Diferença (mV)
1	-0,81605	-0,81616	0,059
2	1,5338	1,5340	0,180
3	3,1148	3,1165	1,67
9	-0,3275	-0,3268	0,634
10	1,8366	1,8409	4,25
14	1,1713	1,1751	3,77
20	0	---	1,71
21	-2,455	-2,454	1,43

Nas figuras 3.39, 3.40 e na tabela 3.8 temos a tensão de saída do diferencial e do CAG, onde são mostrados sinais para 0,5Mb/s e 52Mb/s após o período de estabilização do CAG, em torno de 28μs. Os dados obtidos nos mostram que não houve interferência do CAG quando da excitação com sinais de níveis baixos.

c) Com a aplicação de -3dBm na entrada, são mostradas as condições de polarização dos dispositivos e as conformações de sinal para 0,5Mb/s e 52Mb/s, após o período de estabilização do CAG em 28 μ s. São vistos os nós 10, de saída do diferencial e da saída do CAG, através das figuras 3.41, 3.42 e tabela 3.9

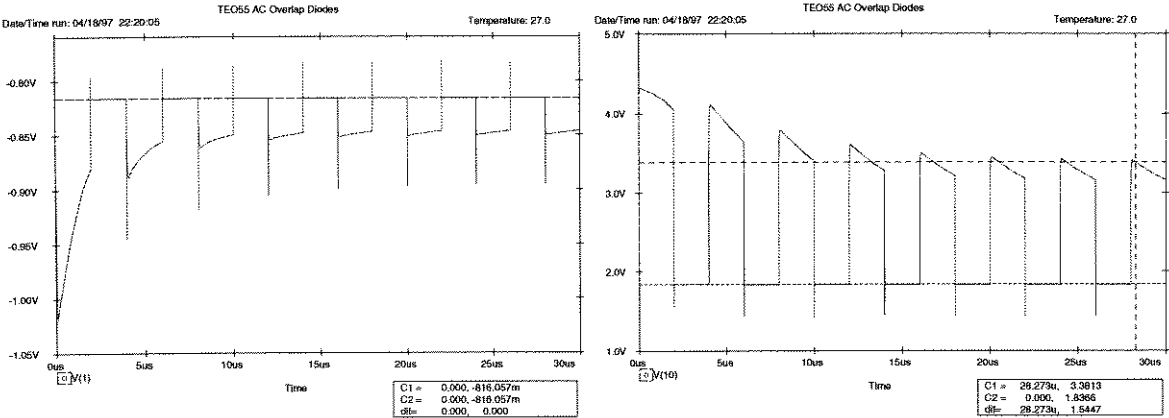


Figura 3.41: Tensão em 0,5Mb/s no nó 1 (a) , e no nó 10 (b).

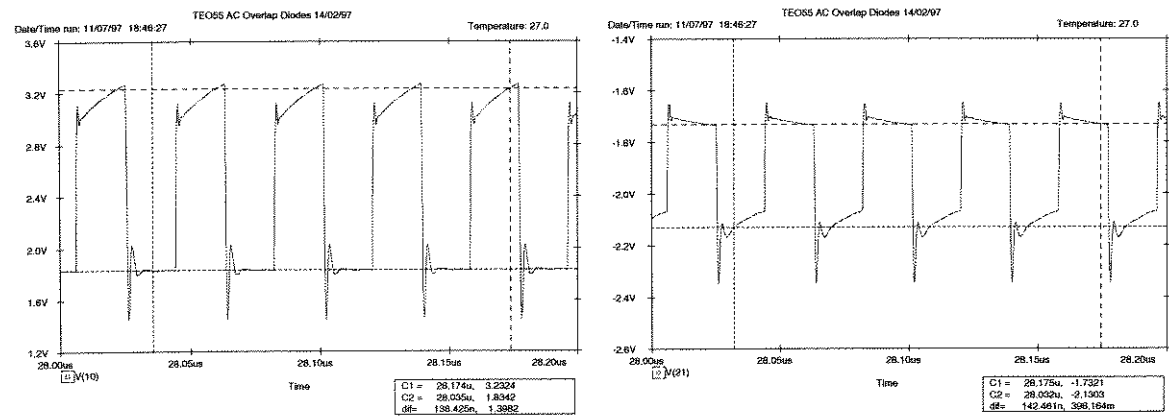


Figura 3.42: Tensão a 28 μ s com 52Mb/s no nó 10 (a), e no nó 21 (b).

Observou-se na saída uma excursão de sinal de aproximadamente 500mV_{pp} com o adequado funcionamento de todos os estágios submetidos a este vetor de teste.

Com uma excitação extra no valor de 0,5dBm, podemos verificar o ponto de maior excursão do sinal onde o CI com CAG consegue operar com a correta polarização dos transistores. Deste modo, esta saturação de sinal óptico na entrada tem também por objetivo avaliar a estabilidade e o comportamento do circuito em situações verdadeiramente extremas de funcionamento. Na figura 3.43 podemos atestar o funcionamento do CAG nesta condição.

Tabela 3.9: Vetor de teste com nível de sinal de -3dBm óptico com o CAG implementado.

Nó	Quiescente (V)	Com Sinal (V _{PICO})	Diferença (mV _{PICO})
1	-0.816	-0.846	30,32
2	1.53	1.62	90,0
3	3.11	3.93	816,6
9	-0.32	-0.30	297,4
10	1.83	3.29	1460
14	1.17	2.45	1280
20	0	-1.71 e -2,1	385
21	-2.45	-0.25 e +0,26	510

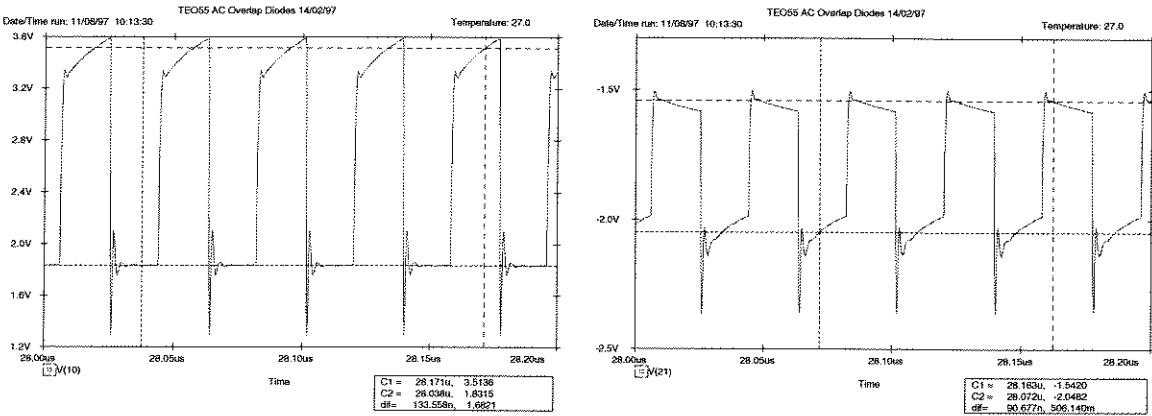


Figura 3.43: Tensão no nó 10 em 28μs com 52Mb/s (a), e no nó 21 em 28μs com 52Mb/s (b).

Constata-se assim que após a estabilização do CAG entre 20μs e 30μs, um sinal de saída (nó 20) de aproximadamente 650mV_{pp} é obtido, com as cargas ativas T_3 e T_5 funcionando corretamente na região saturada.

Desta maneira fica comprovado o funcionamento do CAG para esta condição extrema de injeção de sinal de +0,5dBm, ou 1mA de corrente fotogerada.

3.5.4 Análise Comparativa da Inserção do CAG em Transiente

Conforme visto nos ítems anteriores, o comportamento do sinal, a constante de carga do CAG e principalmente os níveis de tensão obtidos, não são alterados quando são utilizadas taxas de bit de 0,5Mb/s ou 52Mb/s. Por conveniência, as discussões a seguir serão feitas com sinais de 0,5Mb/s principalmente para facilitar a visualização comportamental no domínio do tempo.

O nó comparado é o 10 por assumir as maiores variações de tensão no CI, tornando-se assim visível a diferença entre os gráficos obtidos com e sem CAG.

3.5.4.1 Médios Sinais

Como podemos ver na figura 3.44, houve uma redução do nível do sinal de 9,5dB.

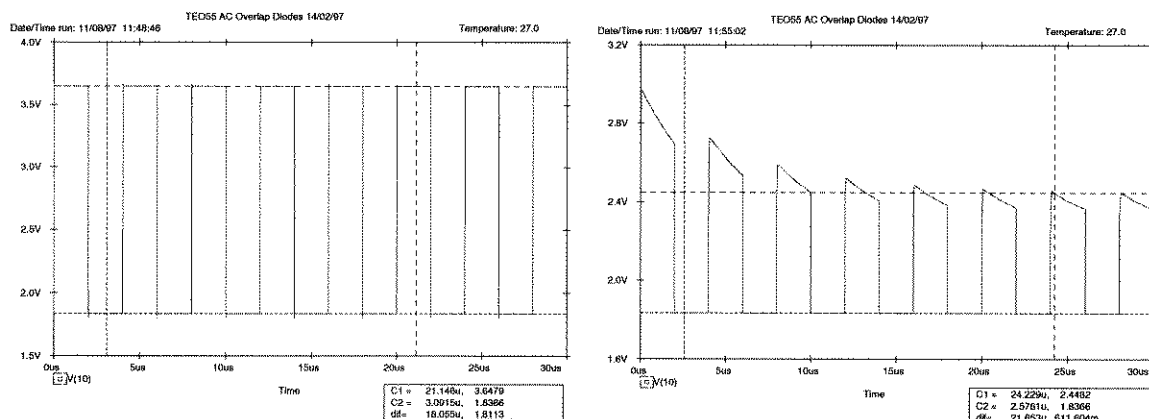


Figura 3.44: Tensão no nó 10 sem CAG (a), e no nó 10 com CAG (b).

Na tabela 3.10 temos as variações das tensões de pico dos nós, observando-se que nenhum nó atingiu níveis de tensão que signifiquem uma polarização inadequada de qualquer dispositivo do *CI*.

No nó 10, uma tensão máxima de 3,64V (*DC* + sinal) mantém a carga T_5 polarizada na região saturada com o amplificador operando sem o *CAG*. Com o *CAG*, nota-se uma redução de aproximadamente três vezes do valor original para todos os nós do circuito (9,5dB), ou seja, podemos verificar que o *CAG* atua neste nível de potência óptica de entrada mas não atenua demasiadamente o sinal a ponto de serem gerados problemas de reconhecimento do sinal na entrada.

Tabela 3.10: Comparação dos pulsos obtidos sem o nível quiescente para -15dBm óptico na entrada.

Nó	Nível do Pulso sem o CAG (mV _{PICO})	Nível do Pulso com o CAG (mV _{PICO})
1	-27,40	-9,12
2	81,60	27,64
3	741,30	253,0
5	528,0	117,52
9	292,68	96,40
10	1811,30	611,6
11	1798,20	609,45
13	1772,60	597,58
14	1621,0	544,10
18	1537,30	515,73
19	740,0	233,47

3.5.4.2 Baixos Sinais

Através das diferenças causadas pela inserção ou não do *CAG* mostradas na figura 3.45 e tabela 3.11, verificam-se as situações em que a presença do *CAG* cumpre a função de estar permanentemente

transparente, não influenciando absolutamente na amplitude do sinal.

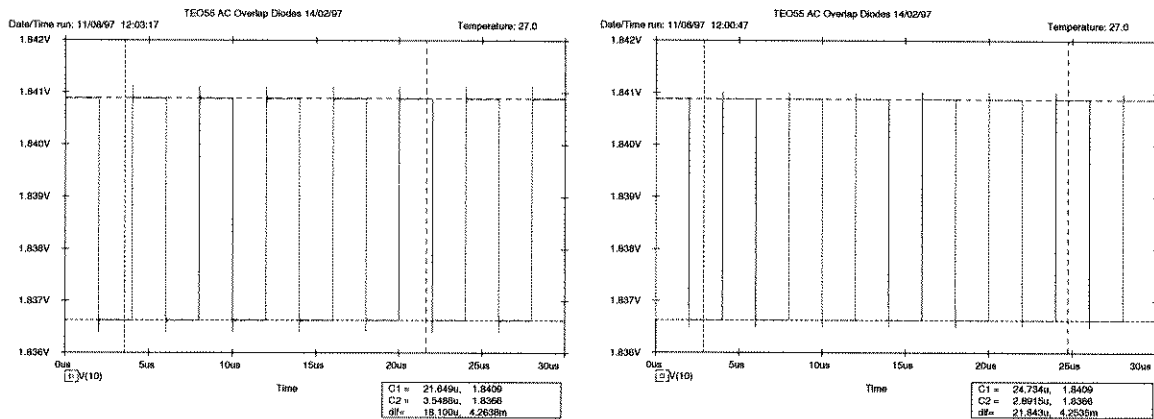


Figura 3.45: Tensão no nó 10 sem CAG (a), e no nó 10 com CAG (b).

Tabela 3.11: Comparação dos pulsos obtidos sem o nível quiescente para -41dBm óptico na entrada.

Nó	Nível do Pulso Sem o CAG (μV_{PICO})	Nível do Pulso Com o CAG (μV_{PICO})
1	59,18	59,18
2	180,90	180,84
3	1674,9	1673,0
9	633,51	634,25
10	4263,0	4253,0
14	3759,0	3774
20	1745,0	1752,0

3.5.4.3 Altos Sinais

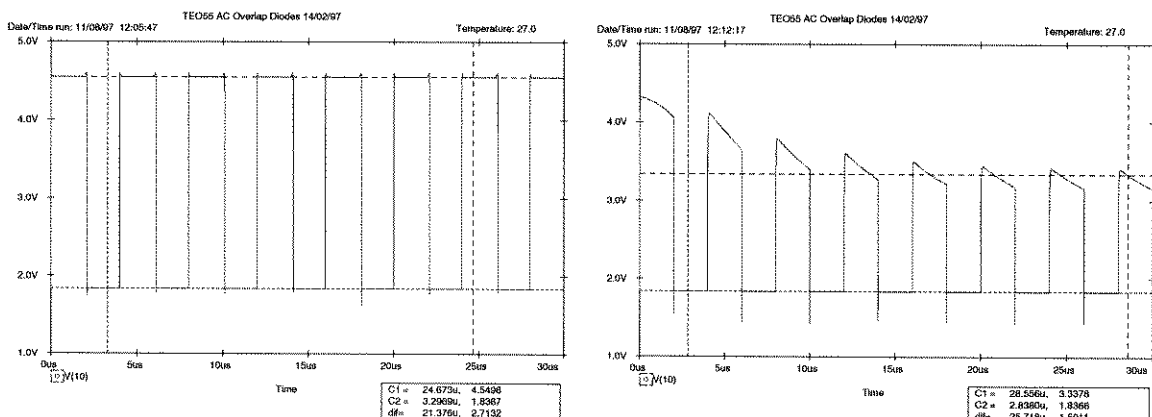


Figura 3.46: Tensão no nó 10 sem CAG (a), e no nó 10 com CAG (b).

A comparação com um nível de 0,5dBm óptico na entrada sem o CAG se torna impossível pelo fato do

amplificador não responder ao elevado nível de excitação em consequência da saturação do sinal e da não-linearidade. Assim um nível de -3dBm é comparado na tabela 3.12 e na figura 3.46.

Tabela 3.12: Comparação dos pulsos obtidos para -3dBm óptico na entrada.

Nó	Nível do Pulso Sem o CAG (mV _p)	Nível do Pulso Com o CAG (mV _p)
1	27370,0	30,32
2	993,0	90,0
3	1880,0	816,60
9	223,14	297,42
10	2713,0	1501,1
14	2430,0	1285,40
20	1141,3	630,0

Com os valores obtidos sem a utilização do CAG podemos, por inspeção direta, afirmar que a tensão do nó 3 se aproxima do valor de V_{DD} fazendo com que T_3 atue somente como um resistor, o mesmo ocorrendo com T_5 . Já com a utilização do CAG, os nós 3 e 10 operam em uma região em que é assegurado um bom funcionamento das cargas ativas T_3 e T_5 .

Como pode-se observar, para uma perfeita adequação dos sinais impostos na entrada, o estágio *cascode* tem seu nível atenuado de 7,3dB sendo praticamente a mesma atenuação na saída do estágio diferencial, mantendo na saída um nível suficientemente elevado para que não haja distorção ou deformação do sinal.

3.5.4.4 Análise dos Resultados

Os resultados obtidos em simulação estão em pleno acordo com os dados propostos na fase de especificação do item 1.3, indicando que o amplificador e o CAG operam perfeitamente. Sinais de 0,5Mb/s a 52Mb/s foram injetados bem como sinais elevados de 0dBm na entrada, verificando-se que as polarizações dos transistores do *CI* estão dentro dos parâmetros analisados para um adequado funcionamento.

3.6 Análise em Frequência

Discussões anteriores do projeto referiram-se à polarização e comportamento no domínio do tempo verificando a saturação de sinal, ganho, constantes de carga, etc... A partir deste ponto as discussões se restringem à verificação da habilidade do amplificador em responder à taxa de 52Mb/s. Duas figuras de mérito são especialmente analisadas: A banda passante denominada de BW em -3dB tendo como referência a parte plana da curva; e o ruído, que limita a sensibilidade.

3.6.1 Comportamento em Frequência

Para uma correta operação em uma dada taxa, o amplificador deve ter aproximadamente 80% do valor da taxa de bit em BW para que o sinal de saída tenha uma conformação que possa ser posteriormente fornecida para outros estágios amplificadores (teoricamente a frequência de *Nyquist* é 50% [25]). Deste modo, para a taxa de 52Mb/s a BW mínima é de aproximadamente 40MHz. É prudente aumentar este limite de BW para compensar uma eventual variação de parâmetros nominais de processamento, de temperatura e de montagem/encapsulamento.

Na entrada do amplificador temos conectado um fotodetector tipo pin, cujo modelo para a resposta em frequência pode ser aproximado por uma capacitância parasita de depleção denominada de C_{det} . Estas capacitâncias para taxas de até 2,5Gb/s geralmente variam de 0,2 a 0,6pF, degradando significativamente o desempenho da resposta em frequência do amplificador influenciando na constante de tempo de entrada. É conveniente então que o projeto utilize uma capacitância com o maior valor descrito acima, estimando uma BW de aproximadamente 70MHz para 52Mb/s [68].

Com o projeto otimizado em transiente, verifica-se no domínio da frequência, se as especificações satisfazem o item 1.3, partindo das análises gerais do amplificador com e sem CAG .

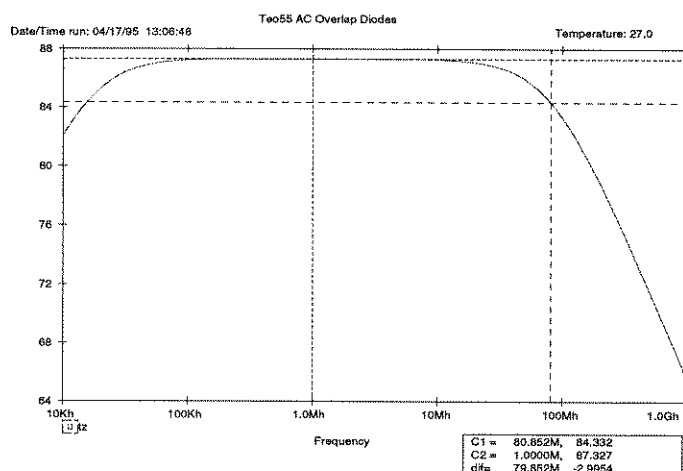


Figura 3.47: Resposta em frequência do G_T para o amplificador sem o CAG .

A resposta do amplificador sem o estágio de CAG é mostrado na figura 3.47, verificando-se o valor da frequência de corte de 80,8MHz com 87,30dBΩ de ganho de transimpedância. A frequência de corte inferior de 15kHz é determinada pelo filtro passa-alta formado pelo capacitor de acoplamento de saída de 100nF. Para a frequência de corte superior, a limitação ocorre devido às constantes de carga no caminho do sinal.

A resposta do amplificador com CAG mostrada na figura 3.48, tem caracterizada uma diminuição significativa da BW com o mesmo valor do ganho de transimpedância. Os resultados de 87,3dBΩ com 68,13MHz de BW refletem a inserção de T_{14} , alterando o produto *Ganho x Banda Passante* ($G \times BW$). A conformação da curva de ganho é praticamente a mesma da curva sem o CAG , verificando-se que as condições de estabilidade do amplificador não foram alteradas pela ausência de polos e zeros adicionais até 1GHz, eliminando situações que propiciem a oscilação.

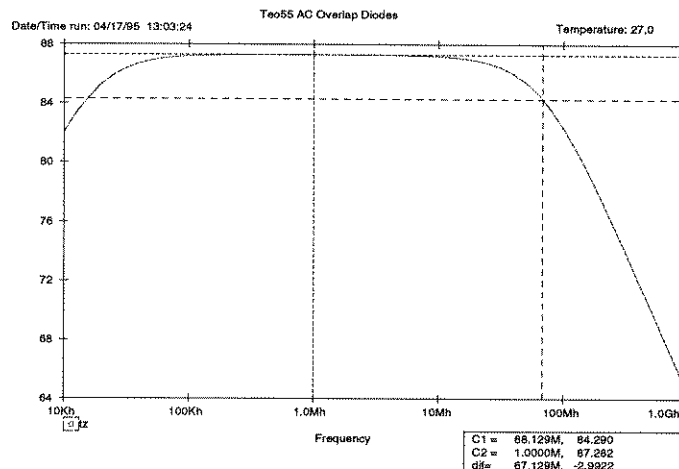


Figura 3.48: Resposta em frequência do G_T para o amplificador com o CAG.

Como descrito no item 3.5.2, o estágio acelerador tem a função de melhor conformar o sinal de atuação do CAG amostrando o sinal de saída do diferencial, implicando em uma melhora da resposta em frequência do amplificador. Na figura 3.49 temos o resultado obtido onde o ganho de transimpedância e a frequência de corte inferior permanecem iguais, alterando-se a frequência de corte superior, que passa a 80,97MHz.

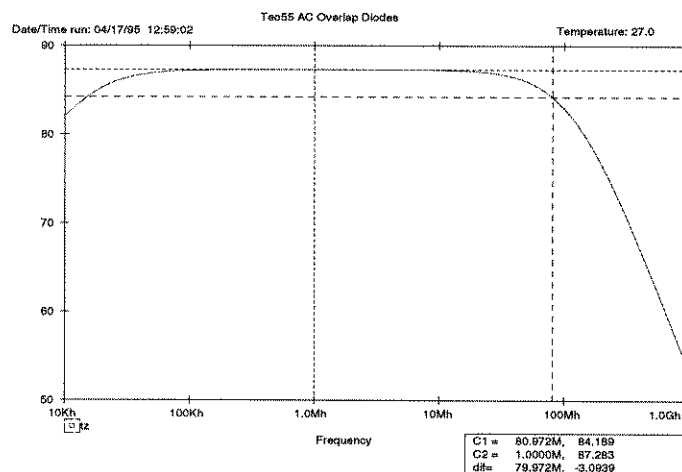


Figura 3.49: Resposta em frequência do G_T para o amplificador com CAG e acelerador.

Quanto à estabilidade do circuito, a adição de um zero faz com que haja um aumento da BW de 13MHz, além da inserção de um pólo no circuito que diminui consideravelmente o ganho em 1GHz, passando de 66dBΩ para 54dBΩ, retornando ao patamar anterior anulando o efeito do capacitor C_{DS14} no resistor R_F de realimentação. Estas condições são mais favoráveis que as apresentadas com o circuito sem o acelerador mesmo sem o CAG, como pode ser visto na figura 3.50, que mostra curvas de ganho até 100GHz. Verifica-se um pólo em aproximadamente 2GHz justificando a discussão acima diminuindo significativamente a possibilidade de oscilação, para o amplificador sem o acelerador/CAG. No lado direito, temos agora inserido o acelerador/CAG onde se verifica um pólo em aproximadamente 7GHz, sendo válidos os comentários acima.

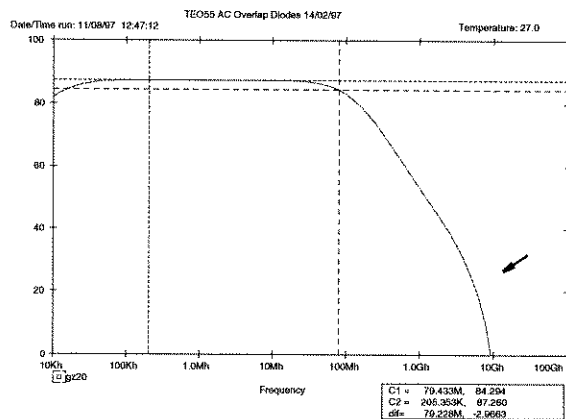
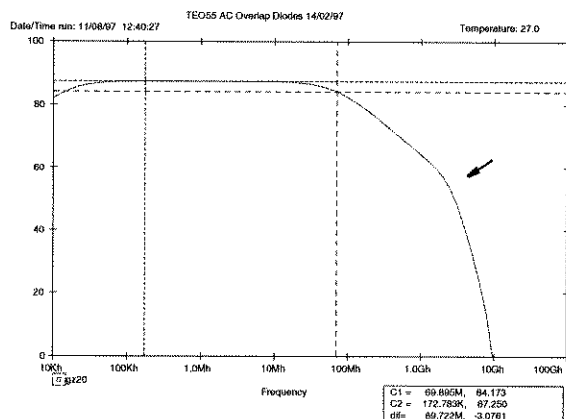


Figura 3.50: Ganho de transimpedância até 100GHz sem acelerador e com CAG (a), e completo (b).

Na figura 3.51 é mostrado o ganho de tensão e a fase com CAG e sem acelerador relacionado aos terminais de realimentação 1 e 13, sendo estes os pontos onde efetivamente deve ser verificada a diferença de fase em função da frequência para efeitos de estabilidade. Na figura 3.52 temos o mesmo conjunto de curvas relacionadas aos terminais de realimentação, agora utilizando os dados do amplificador completo.

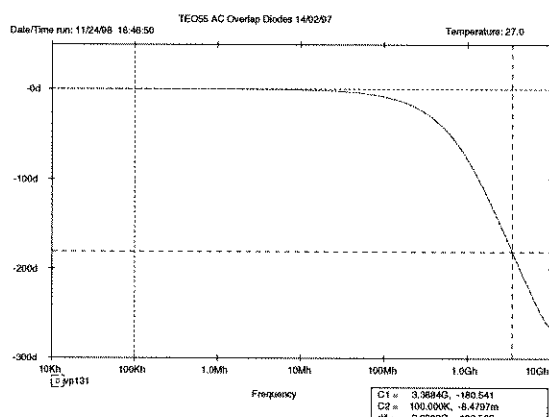
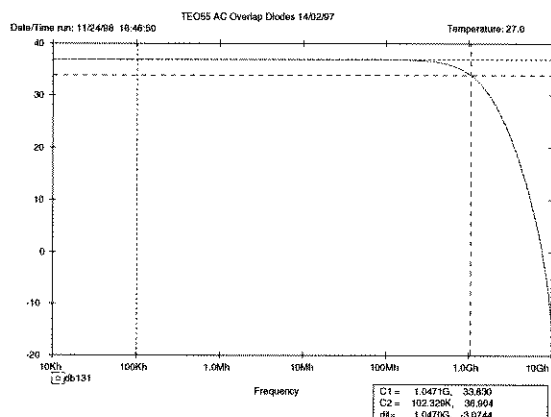


Figura 3.51: Ganho de tensão nos terminais de realimentação (1 e 13) sem acelerador e com CAG (a), e fase (b).

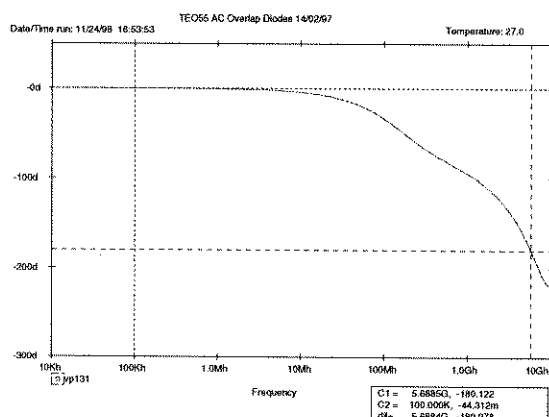
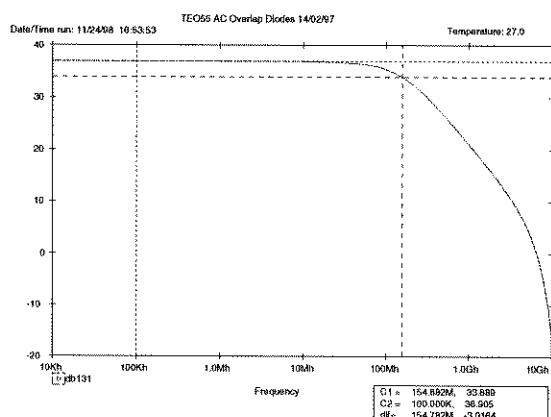


Figura 3.52: Ganho de tensão nos terminais de realimentação (1 e 13) com acelerador e CAG (a), e fase (b).

Estipulando-se uma margem de fase de 25° , ou seja, a quantidade de realimentação até um defasamento de 155° , obtém-se os dados que estão na tabela 3.13, que resume os valores obtidos nas simulações.

Verifica-se na tabela 3.13 que apenas o ganho de transimpedância bem como a BW deste ganho são relacionadas ao nó de saída. Os demais dados são relacionados aos nós 1 e 13 de realimentação, mostrados na figura 3.31.

As margens de ganho (MG) e de fase (MF) são semelhantes para o amplificador sem o acelerador utilizando ou não o CAG , excetuando-se a BW de transimpedância limitada em 68,13MHz para o amplificador com CAG . Com a utilização do acelerador no amplificador com CAG verifica-se uma sensível melhora proporcionada pelo aumento ou restabelecimento da BW de transimpedância em aproximadamente 80MHz. Além disso, um aumento significativo na margem de ganho em torno de 18dB atesta o benefício proporcionado pelo acelerador, onde se pode acrescentar até 29,34dB de realimentação sem que o amplificador tenda a realimentar positivamente. O ganho de tensão em torno de 3dB para um defasamento de 180° contribui para uma condição vantajosa de estabilidade.

Tabela 3.13: Margens de ganho e fase do amplificador relacionados aos terminais de realimentação (nós 1 e 13).

Variáveis	Sem CAG e sem Acelerador	Com CAG e sem Acelerador	Com CAG e com Acelerador
Ganho de Transimpedância ($\text{dB}\Omega$)	87,3	87,3	87,3
$f_{-3\text{db}}$ do ganho de Transimpedância (MHz)	80,85	68,13	80,97
Ganho de Tensão - A_V (dB)	36,9	36,9	36,9
Frequência de A_V em -180° (GHz)	3,46	3,38	5,68
Ganho de Tensão em -180° (dB)	21,22	20,69	2,97
Frequência de A_V em -155° (GHz)	2,67	2,57	4,16
Ganho de Tensão em -155° (dB)	25,27	25,22	7,56
Margem de Fase utilizada (graus)	25	25	25
Margem de Ganho com $MF=0$ (dB)	15,68	16,20	33,93
Margem de Ganho com $MF=25^\circ$ (dB)	11,33	11,68	29,34

Na figura 3.53 temos os sinais de tensão e de fase relacionados à saída do amplificador. A fase adiantada em baixas frequências está relacionada ao acoplamento capacitivo de saída, que alimentando uma carga qualquer de saída, tem um defasamento máximo de 180° até a frequência de aproximadamente 80MHz, que é a banda passante do amplificador.

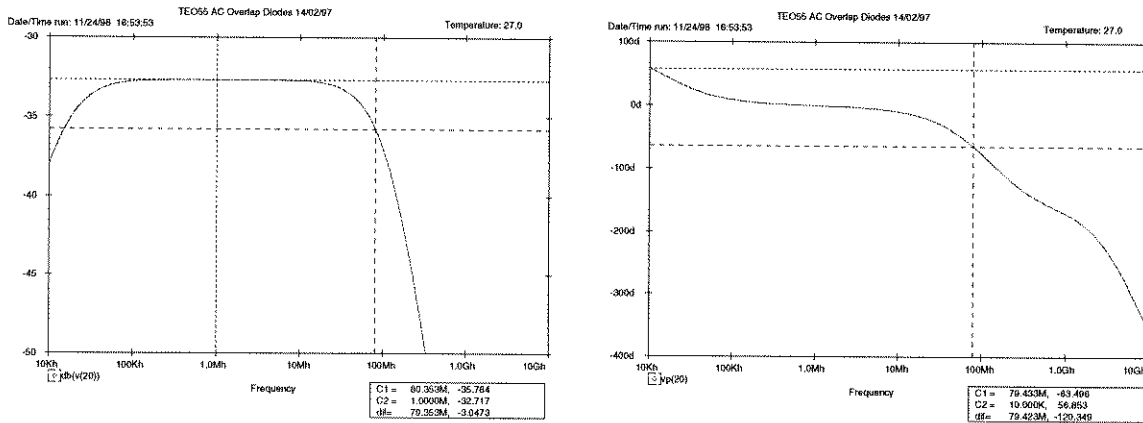


Figura 3.53: Nível de tensão do sinal de saída até 1GHz do amplificador com acelerador e CAG (a), e fase (b).

3.6.2 Comportamento em Ruído

Ruído é uma importante figura de mérito do amplificador, pois estabelece a sensibilidade do mesmo.

Sem o CAG, o amplificador tem um comportamento otimizado do ruído térmico em função da resistência de realimentação, que por sua vez define o produto *Ganho x Banda Passante* a ser utilizado para a taxa de *bit* escolhida. Os dados obtidos servem como referência para a análise inserindo-se o CAG.

Na figura 3.54, temos que a densidade de ruído em baixa frequência denominado de $1/f$ tem um maior nível no espectro de ruído do amplificador com um valor de $22,70\text{pA/Hz}^{-1/2}$, porém com menor banda que o ruído de alta frequência que tem $10,50\text{pA/Hz}^{-1/2}$. Geralmente, a referência de ruído é o valor do mínimo ruído no espectro que no caso é $1,2177\text{pA/Hz}^{-1/2}$, servindo como comparação de desempenho entre amplificadores.

Com o CAG, a diferença que podemos observar é mínima, mantendo-se inalterado somente o ruído em alta frequência. Os valores obtidos na figura 3.55 foram $22,78\text{pA/Hz}^{-1/2}$ e $1,2209\text{pA/Hz}^{-1/2}$, respectivamente 0,35% e 0,26% maior que o obtido acima, devendo-se principalmente ao transistor T_{14} de $20\mu\text{m}$. O comprimento de canal é extremamente importante para a introdução de ruído no circuito, devendo ser o menor possível.

Existe um compromisso entre o comprimento de T_{14} que altera os níveis de atuação do CAG com o ruído gerado. Quanto menor o transistor menor a faixa dinâmica de atuação devido a inserção em paralelo de uma resistência maior. Se o transistor for maior, os níveis que o CAG poderá processar serão maiores, resguardando-se aí a não alteração dos níveis para baixos sinais de entrada.

Logo, o valor de $20\mu\text{m}$ escolhido para T_{14} é adequado, pois altera muito pouco o ruído como visto acima além de atuar satisfatoriamente em elevados níveis de sinal de entrada, por exemplo, 0dBm.

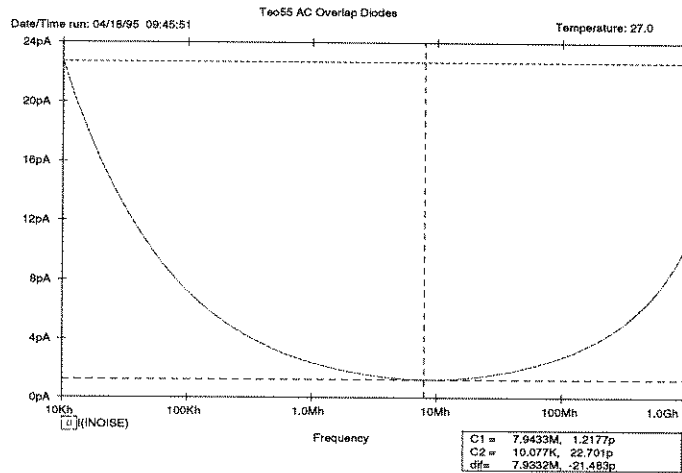


Figura 3.54: Ruído gerado pelo amplificador sem o CAG até 1GHz.

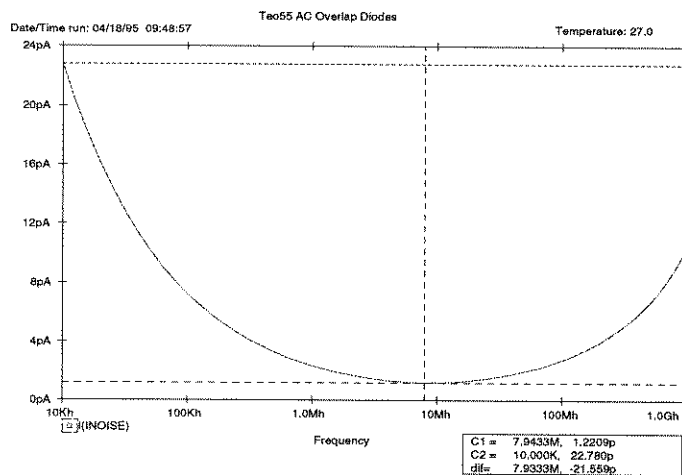


Figura 3.55: Ruído gerado pelo amplificador com o CAG até 1GHz.

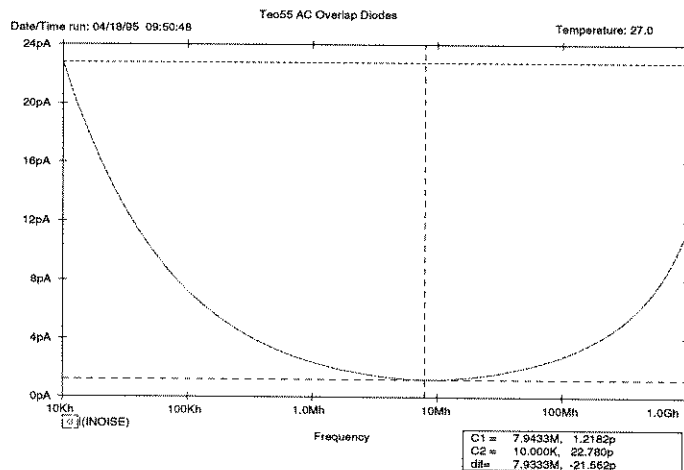


Figura 3.56: Ruído gerado pelo amplificador com o CAG e acelerador até 1GHz.

Na figura 3.56, verificamos que o ruído em baixa frequência permanece o mesmo, alterando o ruído de

alta frequência com a obtenção de $11,50\text{pA/Hz}^{-1/2}$ em 1GHz aumentando 9,52% em relação ao obtido no CAG sem o acelerador. Uma alteração mínima ocorre para o menor valor no espectro de $1,2182\text{pA/Hz}^{-1/2}$, significando uma diminuição de 0,22% em relação ao CAG sem o acelerador, devendo-se ao fato do acelerador diminuir o efeito de T_{14} nas transições de sinal.

3.6.3 Análise Comparativa da Inserção do CAG em Frequência

Diante do exposto, podemos verificar que a inserção do CAG em conjunto com o acelerador introduziu um polo em alta frequência, atenuando ainda mais a densidade de ruído em alta frequência (10GHz), verificando-se um ganho significativo sem alterar suas características principais.

Na tabela 3.14 temos as comparações das variáveis com os valores obtidos na presença e ausência do CAG.

Tabela 3.14: Comparação da inserção do CAG em frequência.

Variáveis	Sem CAG	Com CAG	CAG + Acelerador
Frequência superior -3dB (MHz)	80,852	68,129	80,972
Frequência inferior -3dB (kHz)	15,0	15,0	15,0
Ganho de Transimpedância (dBΩ)	87,327	87,282	87,283
Ganho em 1GHz (dBΩ)	66,0	64,5	53,0
Mínimo Ruído no Espectro (pA/Hz ^{-1/2})	1,2177	1,2209	1,2182
Densidade de Ruído @ 10kHz (pA/Hz ^{-1/2})	22,701	22,78	22,78
Densidade de Ruído @ 1GHz (pA/Hz ^{-1/2})	10,5	10,5	11,5

3.7 Variações de Temperatura e Processo Tecnológico

Como a corrente é função de uma variação exponencial com a temperatura, o comportamento do amplificador é alterado em função desta. Alterações dos parâmetros tecnológicos (de fabricação) constituem um componente significativo que introduz variações das características iniciais de projeto. Por conveniência, somente são mostrados os gráficos do ponto de entrada e da saída do diferencial por trabalhar com o maior nível de tensão do CI em 0,5Mb/s para facilitar a visualização das variações no domínio do tempo.

3.7.1 Comportamento Variando a Temperatura

Todas as simulações e análises foram realizadas com temperatura de 27°C. A temperatura do CI varia com o ambiente e com a dissipação de potência, resultando na temperatura de operação.

Os patamares de operação máximo e mínimo definidos no item 1.3, tem um inferior de -40°C e um superior de 85°C, sendo definidos pelas normas MILSTD 883C e pela literatura [41][42][43].

3.7.1.1 Análise DC

A polarização varia com a temperatura, indicando a tendência de variação dos níveis de tensão referidas

à temperatura ambiente e mostrados na tabela 3.15.

Os pontos críticos são os mesmos descritos no item 3.3.2 que influenciam diretamente a diminuição da faixa dinâmica e do CAG. Baseado no diagrama esquemático da figura 3.17 e em análises do item 3.3, verificamos os nós críticos do circuito que são mostrados na tabela 3.15 onde o nó 13 foi omitido por ter o mesmo potencial do nó 1.

Como pode-se verificar, a maioria dos níveis de tensão foram alterados em aproximadamente 15% em relação ao nominal. Como o circuito é realimentado, há compensações em nós que eventualmente tenderiam a ter uma maior dispersão. Esta variação não é suficiente para degradar o desempenho do CI em relação à excursão de sinal baseado na polarização dos estágios.

Tabela 3.15: Pontos de polarização em função da temperatura.

Número Nó	-40 °C	27 °C	85 °C
1	-0,7472	-0,800	-0,8447
2	1,523	1,5051	1,4825
3	3,282	3,0014	2,7390
4	0,9036	0,8627	0,8221
5	3,4694	3,2469	3,0340
9	-0,2853	-0,3251	-0,3596
10	1,9948	1,8189	1,6517
14	1,2690	1,1468	1,0313
19	1,5648	1,4640	1,3678
21	-2,4732	-2,4464	-2,4101

3.7.1.2 Análise em Transiente

Conforme descrito anteriormente, alguns nós do circuito são mais sensíveis quanto à variação do ponto de polarização podendo modificar acentuadamente o comportamento do circuito em transiente, sendo mostrados nas figuras a seguir para uma melhor visualização do efeito da temperatura.

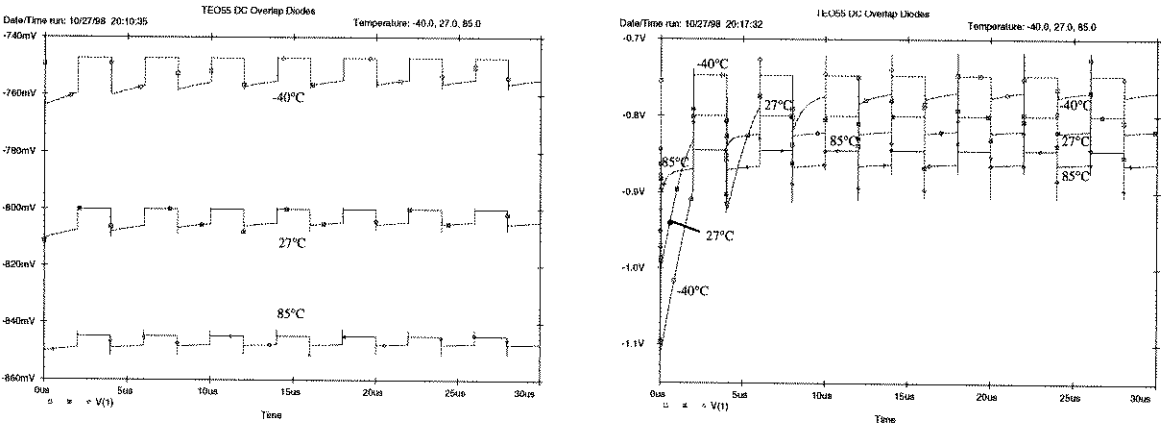


Figura 3.57: Polarização e transiente com variação da temperatura no nó 1 com -15dBm (a) e com -3dBm (b).

São aplicados os três vetores de teste do item 3.4.3, mostrando os gráficos de transiente referidos à

temperatura ambiente acrescido das duas temperaturas limites de -40°C e 85°C , onde se observa o comportamento do amplificador nas figuras 3.57 e 3.58 para os nós 1 e 10 respectivamente.

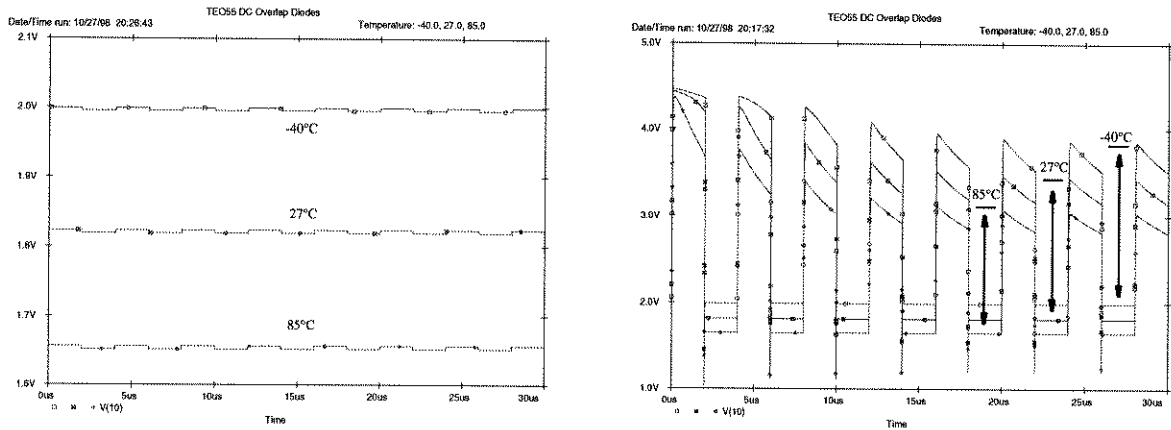


Figura 3.58: Polarização e transiente com variação da temperatura no nó 10 com -41dBm (a) e com -3dBm (b).

Verifica-se, de acordo com a tabela 3.15 que a polarização tem um nível quiescente maior para -40°C comparado com 27°C , ficando a tensão de atuação do CAG mais negativa implicando em um limiar de CAG correspondente a uma maior potência óptica. Desta forma temos as curvas de transiente em regime permanente maior que com 27°C , como pode ser visto na curva *b* da figura 3.58. Ocorre o inverso para 85°C , onde temos níveis quiescentes mais baixos com uma tensão de limiar do CAG maior comparada a 27°C , devido a menor queda de tensão desenvolvida nos diodos D_9 a D_{12} como pode ser visto no nó 4 da tabela 3.15. Ocorre uma elevação da tensão de atuação do CAG fazendo com que este atue antes do limiar em temperatura ambiente, mostrado na curva *b* da figura 3.58.

3.7.1.3 Análise de Banda Passante e Ganho

O efeito da temperatura na resposta em frequência e no ganho de transimpedância é ilustrado na figura 3.59.

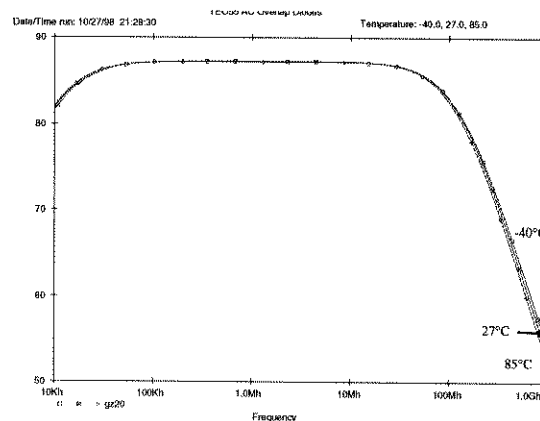


Figura 3.59: Ganho e $f_{3\text{dB}}$ com variação de temperatura para C_{det} de $0,6\text{pF}$.

Em determinadas situações, a variação de temperatura faz com que o amplificador não atinja as especificações do projeto determinadas pelo item 1.3. Com os dados obtidos pelo gráfico acima e com a

simulação utilizando uma capacitância de entrada nula, são mostradas nas tabelas 3.16 e 3.17 as variações obtidas.

Tabela 3.16: Dados de ganho e f_{-3dB} por temperatura para $C_{det} = 0,6pF$.

Variável	Temperatura			
	-40°C	27°C	85°C	$\Delta\%$ Máx.
Ganho de Transimpedância (dB Ω)	87,257	87,284	87,241	0,05
Frequência de corte superior (MHz)	80,972	79,430	76,176	1,94
Frequência de corte inferior (kHz)	16,156	15,199	14,884	6,30

Tabela 3.17: Dados de ganho e f_{-3dB} por temperatura para $C_{det} = 0$.

Variável	Temperatura			
	-40°C	27°C	85°C	$\Delta\%$ Máx.
Ganho de Transimpedância (dB Ω)	87,257	87,284	87,241	0,05
Frequência de corte superior (MHz)	101,93	100,0	92,612	7,38
Frequência de corte inferior (kHz)	16,156	15,199	14,884	6,29

Simulações com capacitâncias equivalentes de entrada de zero e 0,6pF fornecem basicamente a mesma variação percentual, como mostrado nas tabelas acima.

3.7.1.4 Características de Ruído

O comportamento do ruído em função da temperatura é mostrado na figura 3.60, verificando-se a variação da densidade de ruído em função de uma capacitância equivalente de entrada de 0,6pF e de 0,35pF, influenciando mais diretamente no ruído de alta frequência em função da maior BW, impondo uma maior densidade espectral de ruído.

Na tabela 3.18 temos uma visão quantitativa da variação da capacitância de entrada. Verifica-se uma forte dependência do ruído $1/f$ em função de temperaturas maiores que a ambiente, que na composição da densidade espectral de ruído deixa de ser significativo em função da BW.

Podemos verificar então a importância que a montagem física do *pin* tem no desempenho do amplificador, especificamente no valor da capacitância de montagem (*stray*), além da escolha de um *pin* com uma menor capacitância de depleção possível.

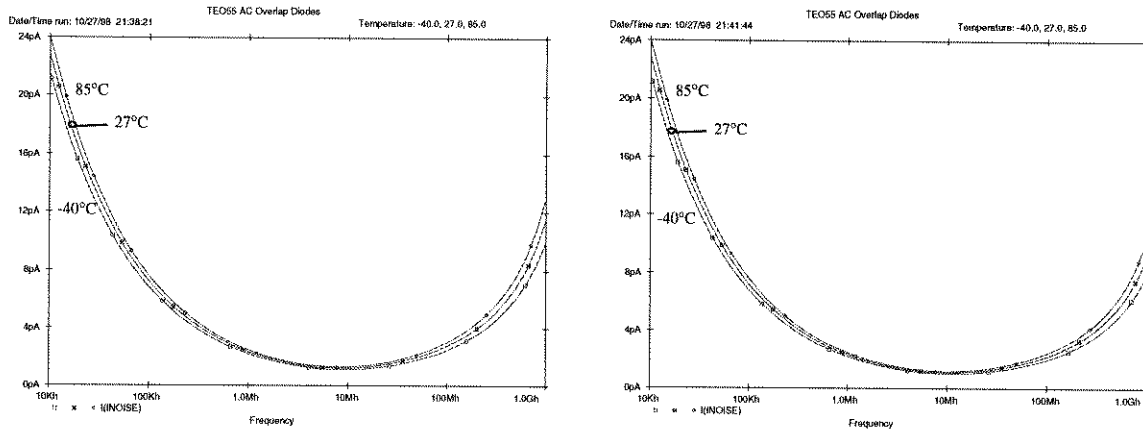


Figura 3.60: Densidade de ruído com 0,6pF (a), e 0,35pF (b), variando a temperatura.

Tabela 3.18: Densidade de ruído em função da variação de temperatura e de C_{det} .

Variável	Temperatura							
	-40°C		27°C		85°C		$\Delta\%$ Máx	
	0,6pF	0,35pF	0,6pF	0,35pF	0,6pF	0,35pF	0,6pF	0,35pF
Ruído @ 10kHz	21,473	21,472	22,780	22,780	23,982	23,982	5,73	5,74
Mín. Ruído Espectro	1,1197	1,0238	1,2182	1,1144	1,3042	1,1933	8,08	8,12
Ruído @ 1GHz	9,959	7,9733	11,487	9,2068	12,8250	10,2590	13,30	13,39

A variação da densidade espectral de ruído na entrada para diferentes capacitâncias em função da temperatura são as mesmas. O que altera significativamente esta densidade é o valor da capacitância equivalente de entrada.

3.7.2 Análise do Processo Tecnológico

Além da temperatura, ocorrem outros efeitos que também influem na especificação do amplificador, provocando um espalhamento nas curvas de dados. Estes efeitos podem ser descritos como sendo devidos a variação de parâmetros tecnológicos inerentes a tecnologia de *GaAs* proposta pela *foundry*.

Tendo como referência a temperatura ambiente de 27°C, podemos simular os efeitos tecnológicos dos dispositivos ativos e passivos, que podem variar em função de:

- a) Variação das doses utilizadas na implantação do *wafer*;
- b) Problemas de desalinhamento das máscaras dos *layers* que compõem o leiaute final do amplificador, acarretando em variação dos dispositivos alterando as características;
- c) Variações do processamento químico no *wafer*, alterando o desempenho elétrico do dispositivos, etc...

3.7.2.1 Arquivos de Variação

Os dispositivos que variam suas características são transistores, diodos *schottky* e resistores. Cada

dispositivo mencionado pode ter a denominação NM, HI e LO, que são os limites de variação de processo. Quando um processamento está dentro dos padrões nominais estabelecidos pela *foundry*, ele é denominado de NM. Analogamente, quando estes padrões tem uma dispersão máxima positiva referenciada ao padrão NM são denominados de HI (*high*), e em sentido oposto denominados de LO (*low*).

Obviamente, existem parâmetros definidos de variação para cada um dos dispositivos, mas que se utilizam das mesmas designações HI e LO, especificamente por serem os limites.

3.7.2.2 Parâmetros de Variação

As variações para cada um destes dispositivos podem, por exemplo, ser tanto uma tensão de *pinch-off*, ou uma capacitância devida às possíveis variações descritas acima no item 3.7.2.

a) As características elétricas exclusivas dos transistores que podem ser alteradas são a profundidade de *recess* do *gate* que afeta diretamente a tensão de *pinch-off* e a largura do *gate* (*width*), influenciando na capacitância de porta. Baseado nestas duas variações principais e nos limites em torno da referência NM, podem assumir os limites máximos de variação descritos acima (HI/LO). Como exemplo, supomos um transistor que possua uma variação máxima negativa de corrente e uma variação máxima positiva de capacitância. A notação será:

{ L H }

Quando os parâmetros dos transistores são nominais, temos:

{ N M N M }

Assim, com apenas duas identificações podemos obter 5 variações de processo. Os valores inerentes a estas variações encontram-se na tabela 3.19.

b) Nos diodos tipo *schottky* a característica elétrica sujeita a variação é a tensão de *pinch-off*, alterando o nível de corrente que passa pelo dispositivo mantendo-se fixa a tensão aplicada. Com apenas uma variável, obtemos 3 variações de processo. Os valores destas variações podem ser vistos na tabela 3.19.

c) Nos três tipos de resistores disponíveis (N^+ , N^- e NiCr), a característica elétrica afetada é a resistência de folha, devido às diferenças verificadas nas doses de implantação. Os valores das variações são mostradas na tabela 3.19.

Tabela 3.19: Variação percentual dos parâmetros de processo para o modelo TOM utilizado pela foundry.

Dispositivo	Parâmetro	NM	Padrões de Processo - Variação Percentual (%)					
			H	L	HH	HL	LH	LL
Transistor	Vth (V)	1	---	---	138,3	129,1	73,8	70,9
	Beta	1	---	---	73,9	105,9	116,9	166,2
	Gamma	1	---	---	140,7	85,2	129,6	76,6
	Cgs (fF)	1	---	---	115,0	99,4	102,9	89,0
	Cgd (fF)	1	---	---	161,7	98,2	162,6	114,8
Diodo	Is (pA)	1	40,0	250	---	---	---	---
Resistor	Rsh (Ω/\square)	1	125,0	75,0	---	---	---	---

A variação final de um transistor não depende somente de seus valores de variação de corrente e de capacitância como visto acima, mas de uma interação com os dados dos resistores, que podem ter sua resistência de fonte e dreno alterada em função da resistência de folha. Sua corrente de saturação pode também ser alterada em função dos valores estabelecidos para uma variação de corrente dos diodos. Os diodos, por sua vez, também podem ter a resistência alterada em função da variação da resistência de folha dos resistores.

3.7.2.3 Limites de Processo

Baseado nas exposições acima, as simulações de todos os parâmetros de processo relativos ao transistor, diodo e resistor, são auxiliados por uma rotina que contém as variações de processo. Como resultado final, obtém-se um lote de 17 arquivos, mostrados na tabela 3.20.

Tabela 3.20: Variações possíveis no processo HA, tipo HHSS.

Quantidade de Processos	Variações possíveis de processo		
	Transistor	Diodo	Resistor
1	NM	NM	NM
2	HH	HI	HI
3	HH	HI	LO
4	HH	LO	HI
5	HH	LO	LO
6	HL	HI	HI
7	HL	HI	LO
8	HL	LO	HI
9	HL	LO	LO
10	LH	HI	HI
11	LH	HI	LO
12	LH	LO	HI
13	LH	LO	LO
14	LL	HI	HI
15	LL	HI	LO
16	LL	LO	HI
17	LL	LO	LO

No item 3.9.3 estão os arquivos que constituem as sub-rotinas de simulação bem como o programa principal nos itens 3.9.1 e 3.9.2, escritos para *SPICE*. Assim, todos os dados de saída contém a informação do processo utilizado.

3.7.2.4 Comportamento dos Limites de Processo

Simulações podem ser realizadas utilizando-se NM juntamente com HI e LO, mas que certamente estarão cobertos pelos limites máximos mencionados, servindo portanto para uma análise de um

comportamento isolado que uma variável ou um conjunto delas impõe ao resultado final.

Com os dados obtidos conforme a tabela 3.20, pode-se obter uma gama de resultados que são factíveis de serem obtidos, apesar do desempenho às vezes se tornar aquém da especificação e até mesmo a simulação não convergir. Estes são os limites fornecidos pela *foundry*, devendo-se ajustar tanto quanto possível o projeto no processo nominal para uma melhor adequação em todas as variações de processos.

3.7.2.5 Dados em Polarização e Transiente

Os dados obtidos em função da polarização no item 3.3 para o processo nominal, são também obtidos para todos os processos disponíveis da tabela 3.20.

Na saída do amplificador diferencial (nó 10) temos uma amostragem do que ocorre com a polarização quando submetidas as variações de processo, por ser o nível crítico de maior excursão de sinal, com os dados mostrados na tabela 3.21, baseado no diagrama esquemático mostrado na figura 3.17.

Tabela 3.21: Variação dos principais pontos de polarização com as variações de processo.

Nome do Processo	Tensões nos nós												
	1	2	3	4	5	9	10	11	13	14	18	19	21
NM NM NM	-0,80	1,5051	3,001	0,8627	3,2469	-0,3251	1,8189	0,9430	-0,7914	1,1468	-2,446	1,464	-2,446
HH HI HI	-1,1754	1,9089	3,2792	1,0057	3,6601	-0,4905	1,8783	0,8551	-1,1741	1,1640	-3,0652	1,5824	-3,0652
HH HI LO	-1,1303	1,7487	2,7436	0,9103	3,2059	-0,4881	1,6241	0,7020	-1,1302	0,9905	-2,8136	1,4090	-2,8136
HH LO HI	-1,1597	1,8222	2,9944	0,9469	3,4047	-0,4970	1,7156	0,7515	-1,1594	1,0599	-2,9395	1,4900	-2,9395
HH LO LO	-1,1174	1,6658	2,4710	0,8512	2,9580	-0,4938	1,4594	0,5965	-1,1173	0,8849	-2,6860	1,3141	-2,6860
HL HI HI	-1,0823	1,8799	3,3103	1,0295	3,7491	-0,4402	2,0741	0,9988	-1,0792	1,2417	-3,1488	1,5844	-3,1488
HL HI LO	-1,0500	1,7330	3,7757	0,9284	3,2843	-0,4399	1,7620	0,8211	-1,0481	1,0432	-2,8820	1,3739	-2,8820
HL LO HI	-1,0557	1,7816	2,9290	0,9585	3,4228	-0,4411	1,8585	0,8822	-1,0526	1,0993	-3,0272	1,4183	-3,0272
HL LO LO	-1,0325	1,6530	2,4560	0,8603	2,9989	-0,4376	1,5733	0,7008	-1,0320	0,8992	-2,7627	1,1985	-2,7627
LH HI HI	-0,6427	1,4854	3,7327	0,8870	3,6695	-0,2100	2,0675	1,1613	-0,6392	1,3478	-2,2911	1,6598	-2,2911
LH HI LO	-0,6040	1,3697	3,3242	0,8305	3,3172	-0,2116	1,9204	1,0768	-0,6019	1,2553	-2,1405	1,5737	-2,1405
LH LO HI	-0,6219	1,3920	3,4270	0,8288	3,4010	-0,2191	1,9116	1,0643	-0,6184	1,2497	-2,1636	1,5757	-2,1636
LH LO LO	-0,5842	1,2780	3,0273	0,7719	3,0558	-0,2208	1,7631	0,9786	-0,5821	1,1561	-2,0107	1,4884	-2,0107
LL HI HI	-0,5783	1,3909	3,4499	0,8868	3,5503	-0,2019	2,1228	1,2197	-0,5748	1,3619	-2,3189	1,5947	-2,3189
LL HI LO	-0,5556	1,3028	3,1069	0,8313	3,2409	-0,2063	1,9651	1,1228	-0,5535	1,2593	-2,1685	1,4920	-2,1685
LL LO HI	-0,5690	1,3148	3,1706	0,8281	3,2913	-0,2095	1,9546	1,1106	-0,5655	1,2531	-2,1969	1,4945	-2,1969
LL LO LO	-0,5469	1,2277	2,8346	0,7724	2,9875	-0,2134	1,7961	1,0130	-0,5448	1,1500	-2,0450	1,3909	-2,0450

Simulações para 4 processos diferentes relacionados ao nó 10 são mostrados nas figuras 3.61 e 3.62, utilizando-se um vetor de teste de -3dBm com uma taxa de 0,5Mb/s. Na tabela 3.22 temos o nível quiescente e a amplitude do pulso neste nó para vetores de -41dBm e -3dBm óptico.

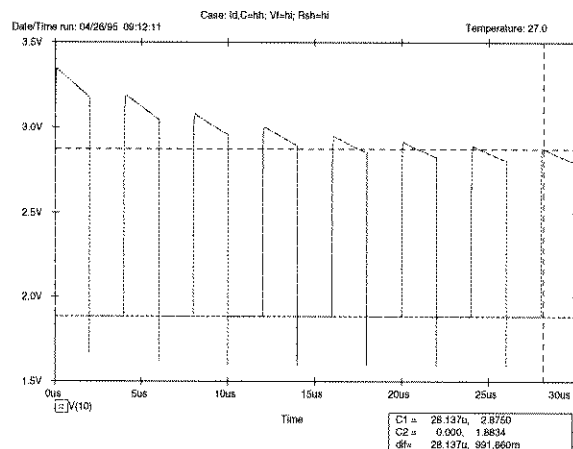
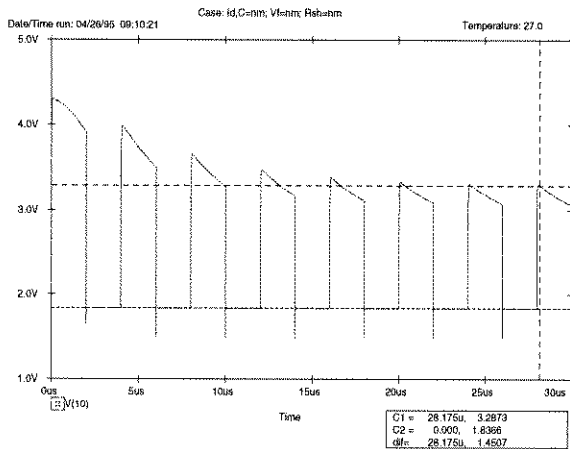


Figura 3.61: Tensão no nó 10 com processo NMNMNM (a), e com processo HHHIHI (b).

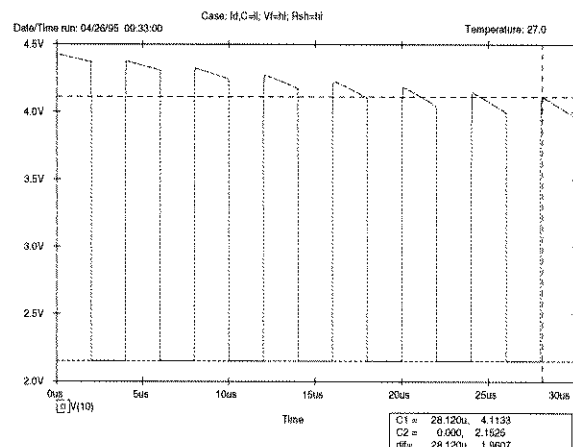
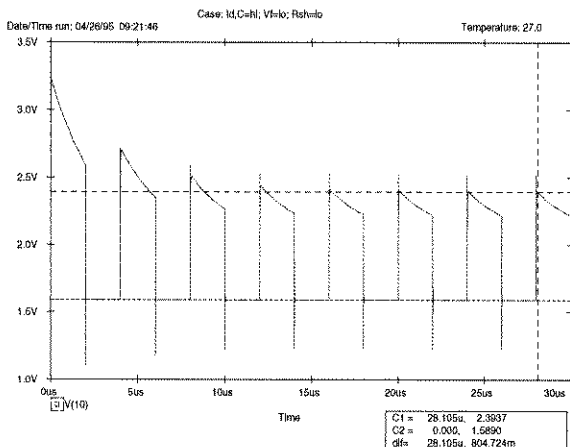


Figura 3.62: Tensão no nó 10 com processo HLLOLO (a), e com processo LLHIHI (b).

Todos os dados contidos na tabela 3.22 foram obtidos em regime permanente (28 μ s), onde o nível do pulso é a soma do quiescente mais o valor de pico.

Como podemos verificar, nos processos LLHIHI (14), LLHILO (15) e LLLOHI (16), a carga ativa T_5 está polarizada com aproximadamente 1,0V, estando no limiar de funcionamento conforme visto anteriormente, tendendo a operar na região linear. Assim, para que estes processos mantenham condições satisfatórias de polarização sem compressão de sinal, uma potência óptica na entrada de -3dBm deverá ser o máximo valor a ser utilizado. Já para -41dBm, a limitação esta relacionada a variação da sensibilidade com a variação de processo. Assim, a sensibilidade no processo HHLOLO (5) é 16,2dB óptico ou 32,4dB elétrico menor que a do processo nominal para o mesmo vetor de teste.

Tabela 3.22: Variação da polarização e do nível do pulso em volts no nó 10, com -41dBm e -3dBm óptico.

Número do Processo	Processo	Nível Quiescente	Nível do Sinal com -41dBm	Nível do Sinal com -3dBm
1	NM NM NM	1,818	4,2mV	1,45
2	HH HI HI	1,878	1,5mV	0,99
3	HH HI LO	1,62	0,17mv	0,66
4	HH LO HI	1,71	0,38mV	0,87
5	HH LO LO	1,45	0,1mV	0,50
6	HL HI HI	2,07	5,27mV	1,41
7	HL HI LO	1,76	3,14mV	0,94
8	HL LO HI	1,85	5,25mV	1,24
9	HL LO LO	1,57	0,7mV	0,80
10	LH HI HI	2,06	5,31mV	1,36
11	LH HI LO	1,92	3,15mV	1,63
12	LH LO HI	1,91	5,31mV	1,47
13	LH LO LO	1,76	3,16mV	1,58
14	LL HI HI	2,12	5,37mV	1,96
15	LL HI LO	1,96	3,19mV	1,98
16	LL LO HI	1,95	5,38mV	1,97
17	LL LO LO	1,79	3,19mV	1,78

3.7.2.6 Dados em Frequência

Os mesmos conjuntos de simulações devem ser realizados para ganho, BW e ruído. Para a resposta em frequência e ganho de transimpedância, a figura 3.63 que ilustra o comportamento das curvas do circuito para dois processos, sendo as demais expressas através da tabela 3.23. Da mesma forma para ruído, também são mostradas duas curvas na figura 3.64 sendo os demais resultados obtidos na mesma tabela 3.23 referidos a uma capacitância equivalente de entrada de 0,6pF.

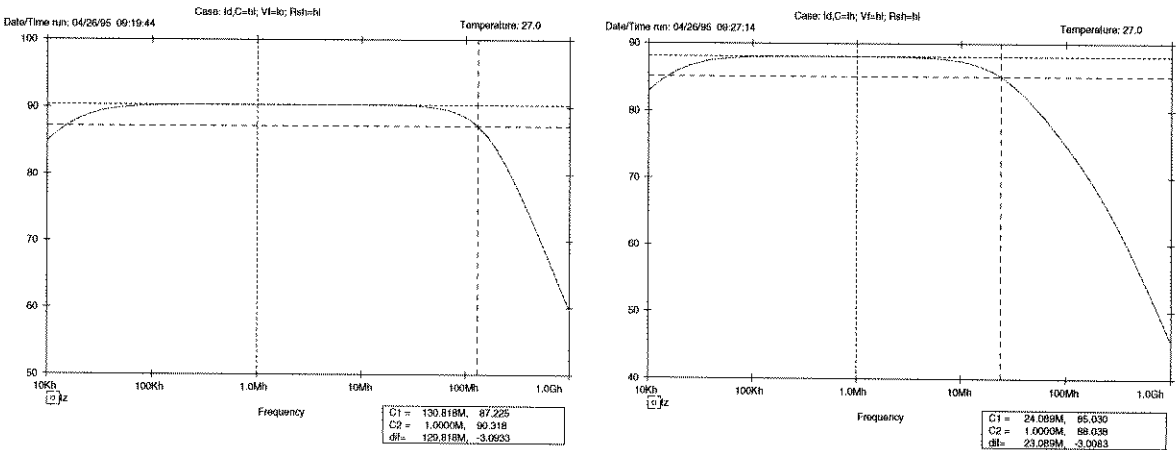


Figura 3.63: Ganho e f_{-3dB} para HLLOHI (a), e ganho e f_{-3dB} para LHHIHI (b).

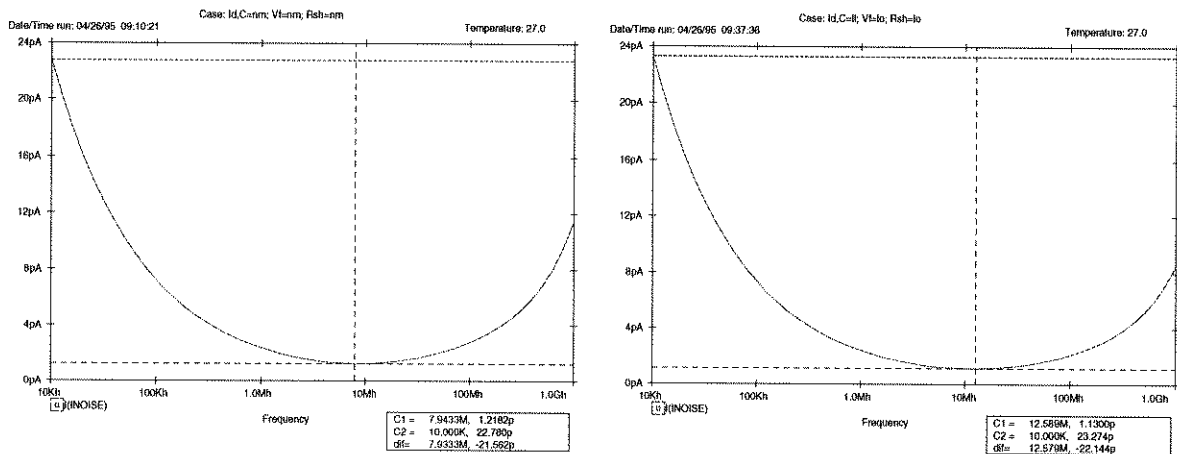


Figura 3.64: Ruído obtido para NMNMNM (a), e ruído obtido para LLLOLO (b).

Tabela 3.23: Variação das principais características elétricas com a variação de processo.

Número do Processo	Nome do Processo	Ganho de Transimpedância (dBΩ)	Banda Passante (MHz)	Densidade Ruído mínimo (pA/Hz ^{1/2})	Dens.Ruído (pA/Hz ^{1/2}) @ 10kHz
1	NM NM NM	87,28	79,43	1,218	22,780
2	HH HI HI	77,81	160,53	2,449	76,779
3	HH HI LO	59,46	993,25	7,057	703,720
4	HH LO HI	65,65	491,66	4,836	309,650
5	HH LO LO	54,27	1420,00	9,522	1289,800
6	HL HI HI	90,338	130,818	1,048	18,991
7	HL HI LO	86,535	261,732	1,3731	33,285
8	HL LO HI	90,32	130,81	1,044	19,159
9	HL LO LO	73,36	846,97	2,731	153,214
10	LH HI HI	88,04	24,08	1,127	16,291
11	LH HI LO	84,10	47,07	1,449	27,704
12	LH LO HI	88,03	24,60	1,129	16,353
13	LH LO LO	84,08	48,06	1,451	27,830
14	LL HI HI	89,88	63,09	0,871	13,718
15	LL HI LO	85,96	125,89	1,128	23,141
16	LL LO HI	89,86	64,43	0,873	13,783
17	LL LO LO	85,94	127,98	1,130	23,274

As especificações das características elétricas do *CI* no item 1.3 aplicam-se integralmente ao processo nominal mostrado na tabela 3.23. Nos outros 16 processos, alguns valores podem estar acima do limite especificado, não introduzindo necessariamente erros ou falhas. Novos limites são implementados para quantificar os dados recebidos das simulações, vistos a seguir.

3.7.3 Variação do Processo Tecnológico com a Temperatura

Feita uma análise para o comportamento do circuito mediante as variações de processo, também serão inseridas as variações de temperatura.

Abaixo são mostrados três conjuntos de gráficos, sendo simulados para cada um deles o processo nominal e o HLLOHI. Obtém-se dados, em função do nó 10 com um sinal de 0,5mA com 0,5Mb/s para transiente, em frequência e ruído, utilizando-se uma capacitância equivalente de entrada de 0,6pF impondo a variação das temperaturas padrão.

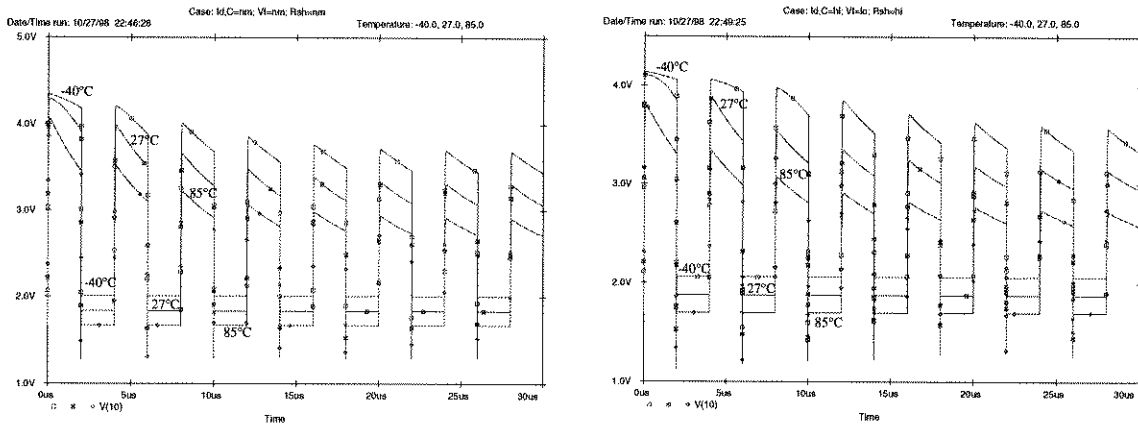


Figura 3.65: Transiente com variação de temperatura no nó 10, para o processo NMNMNM (a), e HLLOHI (b).

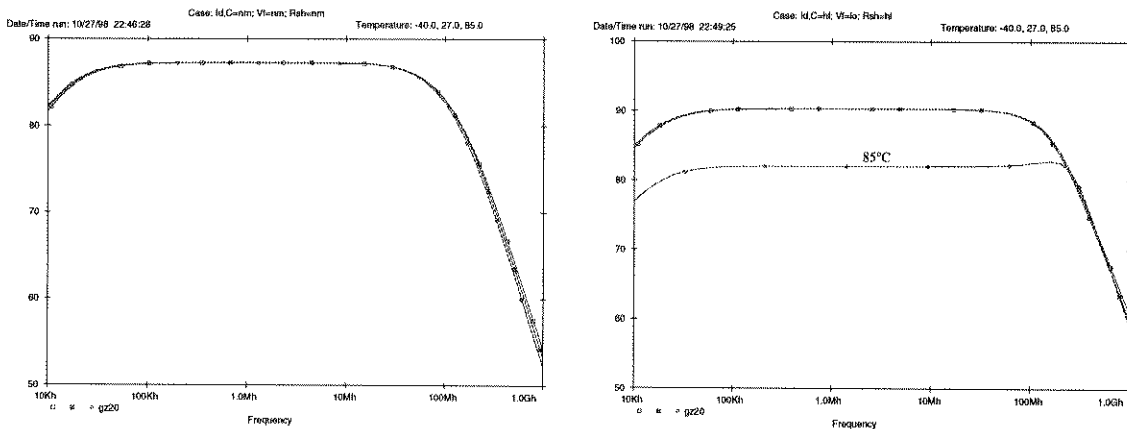


Figura 3.66: Frequência com variação de temperatura para o processo NMNMNM (a), e HLLOHI (b).

Verificou-se através das simulações, que ocorre uma diminuição da impedância de entrada em função de processo com elevada corrente (HLLOHI) aliado a altas temperaturas. O ganho de tensão é muito pouco alterado, ocorrendo então uma significativa diminuição do ganho de transimpedância. Esta menor impedância juntamente com um menor valor de capacitância, implica em menores constantes de tempo e maiores valores na resposta em frequência. Um baixo valor de *pinch-off* faz com que a polarização do ponto quiescente na entrada seja menor que a nominal e deslocada para uma região de menor transcondutância, com conseqüente redução de ganho

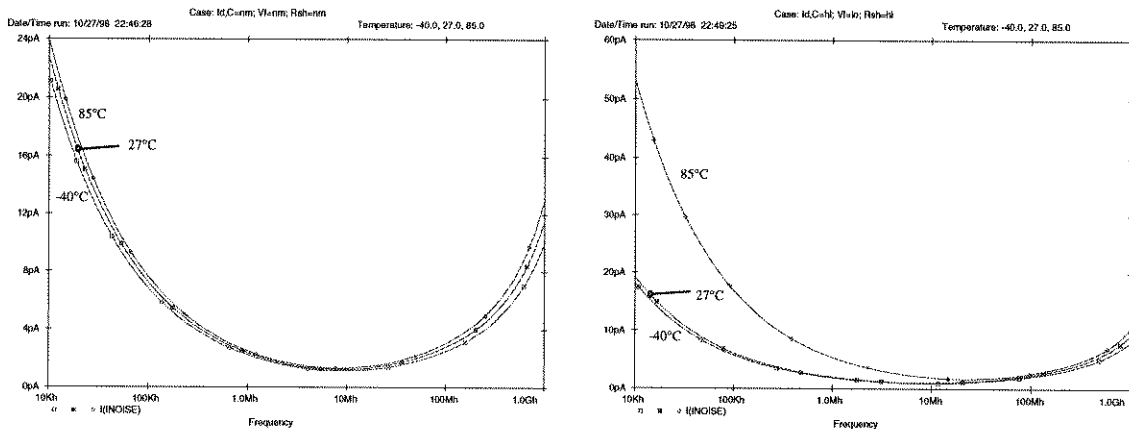


Figura 3.67: Ruído com variação de temperatura para o processo NMNMNM (a), e HLLOHI (b).

Na tabela 3.24, temos as variações das principais especificações do amplificador com a variação da temperatura e de processo tecnológico incluindo o nominal.

Vale salientar que os valores de especificação nominal não podem ser os mesmos para as variações de processo pelo fato de que toda a referência foi alterada. Como exemplo, podemos ter valores menores de capacitâncias associadas à baixa resistência de folha que fornecem frequências de corte muito superiores àquelas vistas no processo nominal e na especificação. Deste modo, se o ganho de transimpedância e o ruído estiverem dentro do especificado, não há necessidade de rejeição na parametrização.

Deste modo, é necessário um parâmetro que possa nortear uma variação aceitável das variáveis de ruído, ganho e BW, com a variação de processo e de temperatura.

Tabela 3.24: Variação aceitável das principais especificações elétricas para a variação de processo.

Valores	Ganho de Transimpedância (dBΩ)	Banda Passante (MHz)	Densidade Ruído Mínima (pA/Hz ^{1/2})
Máximo	92,0	140,0	1,50
Típico	87,0	82,5	1,22
Mínimo	83,0	40,0	---

Baseado neste padrão de variação, as tabelas 3.25 a 3.27 indicam com um asterisco nas colunas denominadas de “Variação da especificação” os dados que não estão em conformidade com os limites impostos pela tabela 3.24. O asterisco da esquerda está relacionado ao ganho de transimpedância, o central com a BW e o asterisco do lado direito com o ruído.

Tabela 3.25: Variação das características elétricas com a variação de processo a 27°C.

Número do Processo	Nome do Processo	Transimpedância (dB Ω)	Banda Passante (MHz)	Ruído Mínimo (pA/Hz-1/2)	Variação Especificação
1	NM NM NM	87,28	79,43	1,218	
2	HH HI HI	77,80	161,56	2,449	* * *
3	HH HI LO	59,46	930,57	7,056	* * *
4	HH LO HI	65,46	491,66	4,835	* * *
5	HH LO LO	54,26	>1GHz	9,530	* * *
6	HL HI HI	90,338	130,818	1,048	
7	HL HI LO	86,535	261,732	1,3731	*
8	HL LO HI	90,32	128,33	1,043	
9	HL LO LO	73,36	840,00	2,729	* * *
10	LH HI HI	88,04	24,09	1,127	*
11	LH HI LO	84,09	47,06	1,449	
12	LH LO HI	88,02	24,59	1,128	*
13	LH LO LO	84,08	48,06	1,451	
14	LL HI HI	89,88	63,09	0,871	
15	LL HI LO	85,86	125,89	1,128	
16	LL LO HI	89,86	63,09	0,872	
17	LL LO LO	85,94	127,98	1,129	

Deste modo pode-se obter um mapeamento de processo tecnológico com a temperatura onde as especificações não são satisfeitas, verificando a probabilidade de funcionamento em uma determinada região.

Na tabela 3.25 em função de 27°C, temos cinco processos que não obedecem aos parâmetros da tabela 3.24, e três que não satisfazem a *BW*. Assim, temos oito processos dos dezessete possíveis em que o amplificador não atende as especificações.

Tabela 3.26: Variação das características elétricas com a variação de processo a -40°C .

Número do Processo	Nome do Processo	Transimpedância ($\text{dB}\Omega$)	Banda Passante (MHz)	Ruído Mínimo ($\text{pA}/\text{Hz}^{-1/2}$)	Variação Especificação
1	NM NM NM	87,25	80,97	1,119	
2	HH HI HI	88,53	41,51	1,265	
3	HH HI LO	76,38	273,12	2,546	* * *
4	HH LO HI	88,53	42,39	1,264	
5	HH LO LO	66,51	639,23	4,408	* * *
6	HL HI HI	90,285	133,352	0,9571	
7	HL HI LO	86,535	284,345	1,2613	*
8	HL LO HI	90,27	134,05	0,959	
9	HL LO LO	66,51	279,35	1,265	*
10	LH HI HI	87,85	22,15	1,076	*
11	LH HI LO	84,01	48,06	1,325	
12	LH LO HI	87,93	25,12	1,032	*
13	LH LO LO	84,01	49,08	1,327	
14	LL HI HI	89,72	63,09	0,792	
15	LL HI LO	85,82	125,89	1,028	
16	LL LO HI	89,71	63,09	0,793	
17	LL LO LO	85,80	125,89	1,029	

Na tabela 3.26, dois processos com as três variáveis fora dos parâmetros de especificação, dois com BW insuficiente em função da tabela 3.24, e dois com BW superior, sendo que estes últimos apesar de estar fora da especificação, podem operar sem problemas. Logo, dos dezessete processos temos onze que satisfazem as características (com menor rigor teremos doze processos), dois a mais que o verificado na temperatura ambiente.

Na tabela 3.27 em função de 85°C temos sete processos que absolutamente não satisfazem a especificação, dois que não satisfazem em BW e um em ruído.

Assim, dez processos dos dezessete não funcionam. Com menor rigor, o que não satisfaz em ruído pode ser utilizado quando da utilização de potências não muito baixas na entrada. Logo, o número de processos que não satisfazem as especificações da tabela 3.24 são dois a mais que a temperatura ambiente.

Tabela 3.27: Variação das características elétricas com a variação de processo a 85°C.

Número do Processo	Nome do Processo	Transimpedância (dB Ω)	Banda Passante (MHz)	Ruído Mínimo (pA/Hz ^{1/2})	Variação Especificação
1	NM NM NM	87,241	76,176	1,3042	
2	HH HI HI	61,510	602,560	6,511	* * *
3	HH HI LO	52,553	> 1GHz	11,060	* * *
4	HH LO HI	55,389	876,712	9,2580	* * *
5	HH LO LO	48,797	> 1GHz	14,607	* * *
6	HL HI HI	90,318	123,50	1,1145	
7	HL HI LO	67,814	> 1GHz	3,9742	* * *
8	HL LO HI	82,050	312,419	1,7131	* * *
9	HL LO LO	58,340	> 1GHz	7,0590	* * *
10	LH HI HI	88,061	23,590	1,2112	*
11	LH HI LO	84,018	46,093	1,5525	*
12	LH LO HI	87,935	24,089	1,2127	*
13	LH LO LO	84,087	47,068	1,3275	
14	LL HI HI	89,962	63,096	0,9366	
15	LL HI LO	86,028	127,980	1,2134	
16	LL LO HI	89,710	64,318	0,9383	
17	LL LO LO	86,006	128,142	1,2156	

Nos dados obtidos acima, o amplificador tem um maior número de processos que funcionam com a temperatura de operação abaixo da ambiente, tanto para BW , ruído e ganho de transimpedância, bem como para transiente no item 3.7.1.2, mantidas as restrições de limiar de atuação do CAG.

Como visto no item 2.3.2, a realimentação de T_6 para a entrada (porta de T_7) traz uma estabilidade adicional em função da inserção de um zero em alta frequência. Fazendo-se a conexão da porta de T_6 para o terra como seria o normal de uma topologia porta-comum, obtemos uma maior frequência de corte superior, como é de se prever em função das análises realizadas no item 2.3.2 e mostradas nas figuras 2.11 e 2.4. Desta forma, as capacitâncias C_{gs6} e C_{gd6} estão conectadas ao terra não alterando significativamente as constantes de tempo e o cálculo da banda passante na figura 2.4, fornecendo uma resposta em torno de 200MHz. Com a inserção do CAG e a consequente compensação pela rede de realimentação, obtém-se uma banda de aproximadamente 150MHz, que é aproximadamente igual ao dobro da obtida no projeto. Juntamente com o acréscimo de banda, ocorre uma degeneração da estabilidade do circuito, diminuindo a margem de ganho e fase. Em uma simulação de variação de processo na temperatura ambiente utilizando um vetor de 0,5mA ou -3dBm com o CI polarizado com a porta de T_6 na massa, verifica-se que 6 processos adquirem um regime de oscilação impossibilitando qualquer análise de dados, contra nenhum obtido na condição anterior (com realimentação na porta de T_6). Isto se deve a instabilidades no excesso de realimentação, em processos de BW muito superior ao projetado.

Conclui-se que para o projeto de um protótipo mais robusto e com maior probabilidade de sucesso, embora com um desempenho prejudicado, uma significativa perda em BW e principalmente ruído devido ao menor valor de R_F pode ser implementada.

3.8 Projeto de Leiaute

3.8.1 Análise dos Parasitas Críticos no Leiaute

Nas simulações foram verificados alguns pontos críticos, que implicaram numa variação significativa das características elétricas do circuito.

Com o objetivo de melhorar o leiaute e diminuir os efeitos nas características elétricas definidas no projeto do *CI*, alguns pontos críticos verificados através das simulações são abaixo analisados, norteados assim o projeto do mesmo.

a) Indutância na alimentação:

A indutância localizada na alimentação positiva contribui para uma degradação do sinal em frequência. Assim, a implementação de três *pads* juntos em V_{DD} totalizando 300 μm fazendo com que haja três ou mais fios de ouro de 18 μm ou 25 μm em paralelo, atenuam este efeito.

b) Capacitância equivalente de entrada:

Esta capacitância deve ser a menor possível, pois causa forte degradação do sinal em frequência. Devem ser evitadas conexões ao redor do transistor T_I para que somente as capacitâncias C_{gs} e C_{gd} deste transistor influam no desempenho.

c) Indutância na alimentação do restante do circuito:

Os mesmos cuidados relativos ao item *a* devem ser tomados em relação a distribuição de alimentação dentro do *CI*. Desta forma, as conexões devem ter a largura de suas linhas de acesso aumentadas, diminuindo a resistência e a indutância parasita desta conexão.

d) Indutância na entrada do sinal:

Na conexão do *pad* de entrada configurado para a ponta coplanar do *Cascade Microtech* até o transistor de entrada T_I , deve-se atenuar o máximo possível o efeito de linha de transmissão que degrada o sinal. Deste modo, a conexão entre estes dois pontos deve ser alargada tomando-se o cuidado para não incrementar demasiadamente a capacitância parasita com relação ao terra.

e) *Via-hole* para o transistor de entrada:

Com o objetivo de assegurar que não haja efeitos parasitários na fonte do transistor T_I que podem causar uma oscilação devido a estas reatâncias e assegurar um bom desempenho deste transistor conectado em fonte-comum, o leiaute deve conter um *via-hole* conectado o mais perto possível na fonte de T_I .

f) Caminho do sinal realimentado:

O caminho do sinal realimentado deve ser o menor possível para minimizar as possíveis diferenças de fase existentes entre os dois pontos de conexão da realimentação. Os atrasos são decorrentes de longos percursos que inserem no circuito componentes parasitários de indutâncias, capacitâncias, linhas de transmissão, etc..

g) Variação de R_F :

O resistor de realimentação deve ter a menor variação percentual possível de seu valor ôhmico, implicando principalmente na variação da *BW* do amplificador. Como os amplificadores são projetados e otimizados para um ganho e uma *BW* específica, qualquer variação pode ser prejudicial. Se o resistor obtido for de um valor inferior ao projetado, além de termos um G_T menor e *BW* maior, também teremos um maior ruído térmico gerado por este mesmo resistor. Este ruído afeta diretamente o desempenho do

amplificador quanto à sensibilidade. Logo, a variação deste resistor deve ser a menor possível. Para a confecção de resistores, a *foundry* fornece três tipos, sendo o de níquel-cromo com $50\Omega/\square$, o implantado N^+ com $125\Omega/\square$, e o implantado N^- com $1000\Omega/\square$ [36].

Como o valor de R_F é de $60k\Omega$, é desejável que seja também o menor possível fisicamente pelos mesmos motivos expostos acima, e logicamente o de tecnologia implantada N^- é o que melhor convém. Porém, o N^- além de ter um alto coeficiente de temperatura dado por $^{\circ}C^{-1}$ que é o dobro do N^+ implicando em uma maior variação do valor ôhmico com a variação da temperatura, também é impróprio segundo a *foundry* para a utilização quando a geração de ruído térmico é um fator crítico, devido à tecnologia empregada para a sua fabricação.

Deste modo, o resistor com tecnologia de implantação N^+ foi a escolhida, com a desvantagem de um maior tamanho físico.

3.8.2 Análise da Interação entre Circuito-Leiaute

Simulações preliminares foram realizadas onde os itens acima foram considerados e o leiaute final comparado com o circuito final simulado. O resultado fornecido pela simulação nos indica que com uma frequência de trabalho de 80MHz, os parasitas introduzidos pelas interconexões elétricas devido a indutâncias, linhas de transmissão e derivações influem muito pouco e podem ser desprezadas, excetuando-se toda a análise de capacitâncias, bom aterramento para a fonte de T_I e dos *pads* de solda para V_{DD} .

3.8.3 Projeto do Leiaute

Considerando-se os dados dos itens 3.8.1 e 3.8.2, o leiaute final foi elaborado na menor área possível do substrato de *GaAs* utilizado, implicando diretamente numa redução custo.

A área final foi obtida através de um *placement* norteado pelas considerações acima, e com uma otimização dos caminhos das conexões elétricas para este dado *placement*.

Os *pads* para as conexões têm as dimensões de $100\mu m \times 100\mu m$, padronizado pela *foundry*. Nas conexões de entrada e saída, os *pads* foram distribuídos para a utilização das pontas coplanares do *Cascade Microtech*, sendo que um *pad* central de sinal e dois laterais para a conexão à massa compõem a *interface* de caracterização sem alterar o desempenho do circuito.

O circuito tem a dimensão total de $1350\mu m \times 1350\mu m$, e é mostrado na figura 3.68, sendo utilizado o *software* de leiaute *ACADEMY/HP-EEsof* [37].

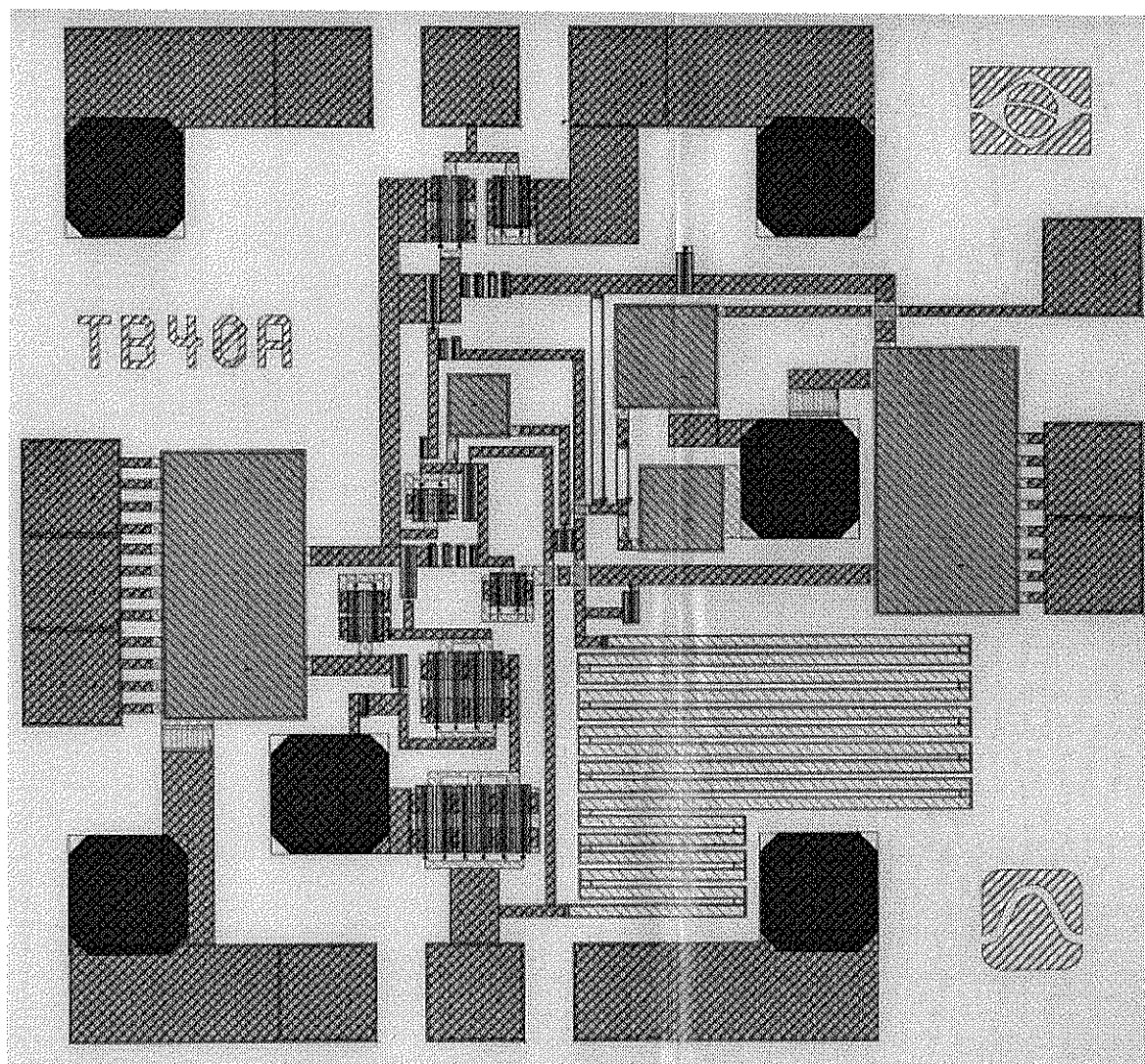


Figura 3.68: Leiaute final do amplificador de transimpedância.

3.9 Arquivos de Simulação

Todos os arquivos de simulação utilizados para o projeto do amplificador são mostrados abaixo, desde as simulações *DC* e *AC* para a análise de polarização e desempenho em frequência, em função da temperatura e da variação de processo tecnológico, com os 17 limites de processo. Para estes últimos, são utilizadas duas rotinas de simulação para efetuar o encadeamento e chamada automática dos arquivos. A primeira rotina é denominada de *DOCASES.BAT*, que chama uma segunda rotina denominada de *RUNSPICE.BAT*, mostradas no ítem 3.9.3.

De acordo com a *foundry*, a biblioteca 2.04 somente pode ser utilizada com versões do *SPICE* para *PC* abaixo da versão 5, sendo que no nosso caso foi utilizada a versão 4.05.

3.9.1 Simulação DC

55 DC Overlap Diodes

.options nomod nopage limpts=100

.options ITL5=100000

.width=80

.op

.temp -40 27 125

Rdet 1 25 100MEG

Cdet 1 25 0.6p

Rprot 25 100 1800

Cprot 25 0 0.1u

xtr1 2 1 0 hhssdc params: w=65 ng=6

xtr2 3 4 2 hhssdc params: w=136 ng=2

xtr13 99 4 4 hhssdc params: w=30 ng=1

xtr3 99 3 3 hhssdc params: w=100 ng=1

xtr4 99 3 5 hhssdc params: w=50 ng=1

xtr7 9 100 100 hhssdc params: w=30 ng=2

xtr6 10 1 9 hhssdc params: w=56 ng=1

xtr5 99 10 10 hhssdc params: w=60 ng=1

xtr8 13 100 100 hhssdc params: w=30 ng=1

xtr11 99 14 19 hhssdc params: w=64 ng=2

xtr12 19 0 0 hhssdc params: w=50 ng=2

xtr9 99 11 14 hhssdc params: w=47 ng=1

xtr10 18 100 100 hhssdc params: w=40 ng=1

xtr14 13 21 1 hhssdc params: w=20 ng=1

xd1 4 0 s2pl params: w=19 ng=1

xd2 5 6 s2pl params: w=19 ng=1

xd3 6 7 s2pl params: w=19 ng=1

xd4 7 8 s2pl params: w=18 ng=1

xd5 8 9 s2pl params: w=18 ng=1

xd6 10 11 s2pl params: w=18 ng=1

xd7 11 12 s2pl params: w=18 ng=1

xd8 12 13 s2pl params: w=19 ng=1

xd9 14 15 s2pl params: w=20 ng=1

xd10 15 16 s2pl params: w=20 ng=1

xd11 16 17 s2pl params: w=21 ng=1

xd12 17 18 s2pl params: w=21 ng=1

.MODEL r1f res (R={kRsh} tc1=.0013) ; N- implant

.MODEL r1p res (R={kRsh} tc1=.0007) ; N+ implant

.MODEL m1 res ; NiCr

RF 1 13 r1p 60k

RA 18 21 r1f 20k

RB 21 23 m1 100

RC 21 22 r1f 5k

CO 19 20 0.1u

RO 20 0 50

CC 22 0 3p

CCext 22 0 500p

CB 23 0 2p

RS 10 24 m1 100

CS 24 21 1p

*.DC VDD 4.5 5.5 0.5 VSS -5.46 -4.94 0.26

VDD 99 0 5.0

VSS 100 0 -5.2

.lib c:\val\files45\tqs\ha204.lib

.inc c:\val\files45\tqs\dionm204.par

.inc c:\val\files45\tqs\resnm204.par

.inc c:\val\files45\tqs\hanm204.par

.probe

.end

3.9.2 Simulação AC

```
55 AC Overlap Diodes
.options nomod nopage limpts=100
.options ITL5=100000
.width=80
.op
.temp -40 27 125
.tran/op 0.1ns 30us ; Pulso
.noise V(20) Iph
.ac DEC 10 10k 1G
ipulse 1 25 pulse(0 30u 0 0 0 2000n 4000n) ; 0,5Mb/s
*ipulse 1 25 pulse(0 0.5m 0 0 0 19n 38n) ; 51Mb/s
Iph 1 25 ac Iu
Rdet 1 25 100MEG
Cdet 1 25 0.6p
Rprot 25 100 1800
Cprot 25 100 0.1u
xtr1 2 1 0 hhssac params: w=65 ng=6
xtr2 3 4 2 hhssac params: w=68 ng=4
xtr13 99 4 4 hhssac params: w=30 ng=1
xtr3 99 3 3 hhssac params: w=50 ng=2
xtr4 99 3 5 hhssac params: w=50 ng=1
xtr7 9 100 100 hhssac params: w=30 ng=2
xtr6 10 1 9 hhssac params: w=56 ng=1
xtr5 99 10 10 hhssac params: w=30 ng=2
xtr8 13 100 100 hhssac params: w=30 ng=1
xtr11 99 14 19 hhssac params: w=64 ng=2
xtr12 19 0 0 hhssac params: w=50 ng=2
xtr9 99 11 14 hhssac params: w=47 ng=1
xtr10 18 100 100 hhssac params: w=40 ng=1
xtr14 13 21 1 hhssac params: w=20 ng=1
xd1 4 0 s2pl params: w=19 ng=1
xd2 5 6 s2pl params: w=19 ng=1
xd3 6 7 s2pl params: w=19 ng=1
xd4 7 8 s2pl params: w=18 ng=1
xd5 8 9 s2pl params: w=18 ng=1
xd6 10 11 s2pl params: w=18 ng=1
xd7 11 12 s2pl params: w=18 ng=1
xd8 12 13 s2pl params: w=19 ng=1
xd9 14 15 s2pl params: w=20 ng=1
xd10 15 16 s2pl params: w=20 ng=1
xd11 16 17 s2pl params: w=21 ng=1
xd12 17 18 s2pl params: w=21 ng=1
.MODEL rlf res ( R={kRsh} tc1=.0013 ) ; N- implant
.MODEL rlp res ( R={kRsh} tc1=.0007 ) ; N+ implant
.MODEL rn1 res ; NiCr
RF 1 13 rlp 60k
RA 18 21 rlf 20k
RB 21 23 rn1 100
RC 21 22 rlf 5k
C0 19 20 0.1u
R0 20 0 50
CC 22 0 3p
CCx 22 0 500p
CB 23 0 2p
RS 10 24 rn1 100
CS 24 21 1p
*.DC VDD 4.5 5.5 0.5 VSS -5.46 -4.94 0.26
VDD 99 0 5.0
VSS 100 0 -5.2
.lib c:\val\files45\tqs\ha204.lib
.inc c:\val\files45\tqs\dionm204.par
.inc c:\val\files45\tqs\resnm204.par
```



```
.inc c:\val\files45\tqs\hanm204.par
.probe
.end
```

3.9.3 Simulação de Processo Tecnológico

Com o intuito de facilitar as simulações, utilizando as variações de processo tecnológico e evitar que sejam realizadas 17 simulações distintas com nomes diferentes para cada uma delas, estão descritas abaixo duas rotinas que auxiliam sobremaneira esta tarefa.

A primeira é denominada de *RUNSPICE.BAT*, onde são feitas chamadas à biblioteca 2.04 definindo quais os componentes que estão sujeitos à variação padrão proposta pela *foundry*, conforme a tabela 3.19.

```
echo Case: Id,C=%1; Vf=%2; Rsh=%3 >runspice.cir
echo .lib c:\val\files45\tqs\ha204.lib >> runspice.cir
echo .inc c:\val\files45\tqs\ha%1204.par >> runspice.cir
echo .inc c:\val\files45\tqs\dio%2204.par >> runspice.cir
echo .inc c:\val\files45\tqs\res%3204.par >> runspice.cir
echo .inc c:\val\files45\tb40a2ap.cir >> runspice.cir
pspice1 runspice.cir c:\val\proces45\%1%2%3.out c:\val\proces45\%1%2%3.dat
```

A segunda rotina é denominada de *DOCASES.BAT*, que certifica qual o limite de processo a ser utilizado, estando nela todas as combinações possíveis da *foundry* que podem nos fornecer informação, chamando a rotina *RUNSPICE.BAT* acima e posicionando as variáveis. Como temos um processo nominal e mais dezesseis combinações, esta rotina faz todas estas chamadas automaticamente com todos os resultados sendo colocados conforme a orientação da rotina *RUNSPICE.BAT*. Abaixo está a rotina *DOCASES.BAT*.

```
set paramdir=c:\val\files45\tqs\
call runspice nm nm nm
call runspice hh hi hi
call runspice hh hi lo
call runspice hh lo hi
call runspice hh lo lo
call runspice hl hi hi
call runspice hl hi lo
call runspice hl lo hi
call runspice hl lo lo
call runspice lh hi hi
call runspice lh hi lo
call runspice lh lo hi
call runspice lh lo lo
call runspice ll hi hi
call runspice ll hi lo
call runspice ll lo hi
call runspice ll lo lo
```

Desta forma, a tarefa de simulações em lotes fica facilitada, podendo-se escolher as variáveis de processo bem como as variáveis de determinados dispositivos, tal como transistores, diodos e resistores. Os arquivos para estas simulações são semelhantes aos utilizados anteriormente. As diferenças dizem respeito a dois pontos: O primeiro está na primeira linha do programa denominada de comentário, que deve necessariamente iniciar com um asterisco. O segundo é a eliminação do arquivo de chamadas à biblioteca, para evitar conflito com as rotinas de auxílio, que já fazem a chamada dos dados.

Para simulações em um só processo, pode-se utilizar os arquivos *DC* ou *AC* normais, somente fazendo-se as devidas modificações nas linhas de chamada à biblioteca, retirando o termo *NM* para os dispositivos desejados inserindo-se assim o código do processo que for de interesse, baseado nos termos da tabela 3.20.

Capítulo III

Resultados Experimentais

4. GIG DE TESTE E ENCAPSULAMENTO

4.1 Gig de Teste

4.1.1 Objetivo

A utilização de *gig* para a avaliação preliminar de protótipos é importante para uma rápida indicação em função do desempenho do componente, de eventuais correções na polarização ou leiaute de montagem, embasando a confecção do encapsulamento final.

Foram realizados testes no *chip* utilizando-se um *Network Analyser* verificando-se basicamente o comportamento em frequência e em polarização, possibilitando os eventuais ajustes descritos acima, com o auxílio de pontas para medidas em alta frequência, denominadas de *CPW* (*coplanar wave guide*) da *Cascade Microtech*.

4.1.2 Gig em Alumina

Amplificadores que operam em frequências elevadas têm o comportamento influenciado pelo substrato ou *carrier*, que para menor perda em acoplamentos de impedância de entrada e saída, utilizam-se de linhas de transmissão que podem introduzir capacitâncias parasitas alterando o desempenho do componente.

Por isso é conveniente a utilização de substrato de alumina, que contribui com capacitância parasita muito baixa em relação à massa, possibilitando a utilização de linhas de transmissão tipo *microstrip*, mostrada na figura 4.1. Quando a permissividade relativa ϵ_r tem altos valores (>10 , da alumina é 12) bem como o h , há uma forte concentração do campo eletromagnético reduzindo as perdas [52][71]. A largura w é geralmente da mesma ordem de h se w/h estiver entre 0,1 e 10, e $b/h \ll 1$. Desta forma viabiliza-se encapsulamentos de dimensões pequenas utilizando-se alumina com espessura h de $635\mu\text{m}$.

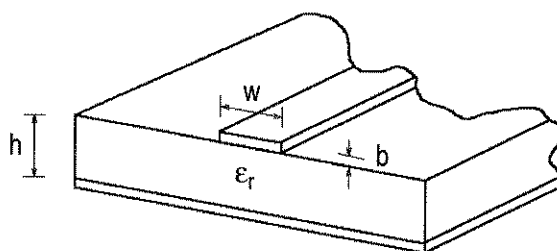


Figura 4.1: Linha de transmissão tipo *microstrip* com substrato de alumina.

Utilizou-se um substrato de alumina de uma polegada quadrada de área juntamente com furos

metalizados para um bom aterramento do sinal, facilitando a geração de um leiaute otimizado. Quando a parte óptica é inserida, o *chip-carrier* do fotodetector juntamente com o substrato devem possuir uma menor capacitância parasita possível em relação ao terra, pois esta interfere diretamente na constante RC de entrada. O *gig* é confeccionado com a tecnologia de deposição desenvolvida para aplicações de *MCM* (*Multi-Chip Module*) no *CPqD* [55].

Em função dos dados apresentados acima, o substrato de alumina é a solução mais adequada.

4.1.3 Parte Mecânica

A sustentação mecânica da alumina é feita através de um bloco metálico de latão posteriormente dourado para melhor condutividade, utilizando um conector elétrico tipo *SMA* na saída de sinal, mostrado na figura 4.2. Na parte optoeletrônica, podem ser inseridos conectores ópticos diretamente no *gig* de teste aumentando o custo, ou simplesmente deixando aproximadamente um metro de fibra óptica (*pigtail*) para posterior conectorização.

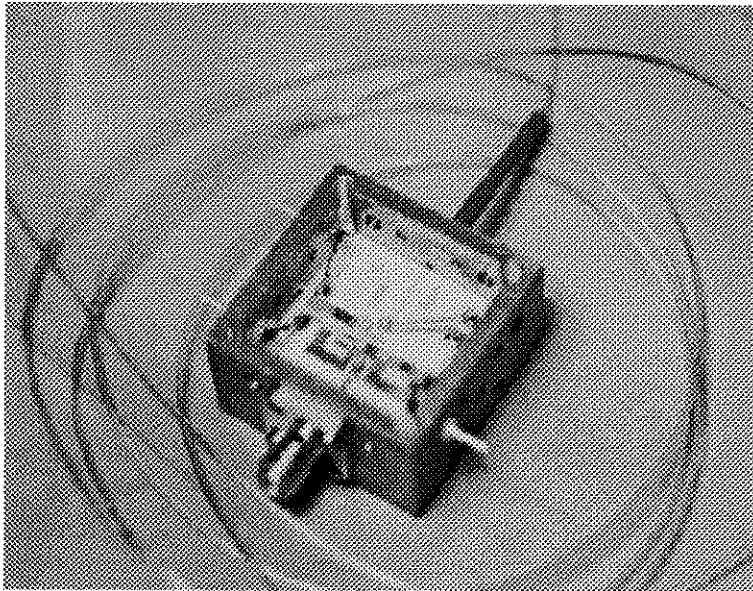


Figura 4.2: Base metálica de sustentação do substrato de alumina.

4.1.4 Chip-Carrier do Fotodetector

O leiaute do *chip-carrier* deve conter o mínimo possível de metal de interconexão pois introduz uma capacitância adicional em relação à massa. É feito um contato elétrico através do anodo do fotodetector com a entrada do amplificador utilizando-se uma microsolda, cuja indutância tem menor influência que a capacitância na resposta em frequência do circuito.

Outro ponto importante é que o catodo do fotodetector deve estar conectado à terra desacoplando o resistor R_{prot} de proteção do *pin*, fazendo com que o circuito equivalente tenda à capacitância do *chip-carrier* mais o fotodetector.

Por ser crítica, esta parte deve ser otimizada visando o encapsulamento definitivo.

4.1.5 Parte Elétrica (Polarização)

Quanto à otimização do *gig* de teste em relação a polarização, temos que as tensões são fornecidas através de *feedthrough's* suportados pela base metálica, seguidas de capacitores de desacoplamento tipo

SMD de 100nF. Os desacoplamentos das tensões imediatamente anteriores ao *CI* são realizados por capacitores de placas paralelas que apresentam comportamento quase que capacitivo, contrariamente aos do tipo *SMD* que apresentam parasitas em altas frequências além da capacitância. Um resistor de 5 Ω também pode ser inserido em série no caminho da corrente de polarização positiva juntamente com um capacitor de 1nF de placas paralelas, formando um filtro que previne oscilações.

Para a manipulação do sinal de *RF*, a microsolda da tensão positiva deve ser feita com, no mínimo, dois fios em paralelo para minimizar a influência da indutância na *BW*. Este procedimento evita a realimentação entre os estágios de ganho do amplificador que podem diminuir o valor da resposta obtida, embora exerça influência significativa em amplificadores para frequências mais elevadas. A fonte negativa é imune a estes efeitos, porém uma boa conexão evita oscilações causadas por um terra ineficiente.

Na saída do sinal, a indutância deve ter seu valor reduzido para evitar a formação de algum tipo de filtro juntamente com outros parasitas. Como a impedância de saída é 50 Ω , a impedância característica da linha de transmissão deve ter o mesmo valor interligando a saída do *CI* até o capacitor de desacoplamento de *RF* e deste capacitor. Esta linha deve continuar até que seja interligada a um conector tipo *SMA* fixado na base metálica.

O *gig* é mostrado na figura 4.3 e em detalhe fotográfico na figura 4.4. Foram obtidos bons resultados quanto à interconexão com o *CI*, tanto para testes como para dados para a solução definitiva de encapsulamento.

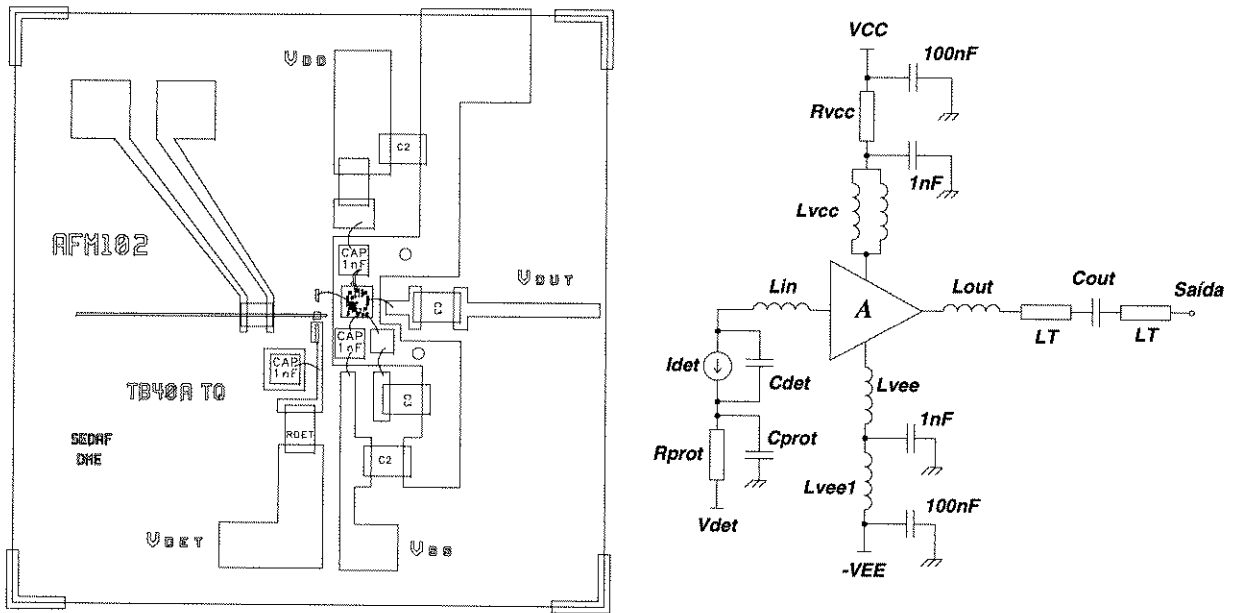


Figura 4.3: *Gig* de alumina de uma polegada quadrada para teste óptico e elétrico do *CI*, e modelo elétrico.

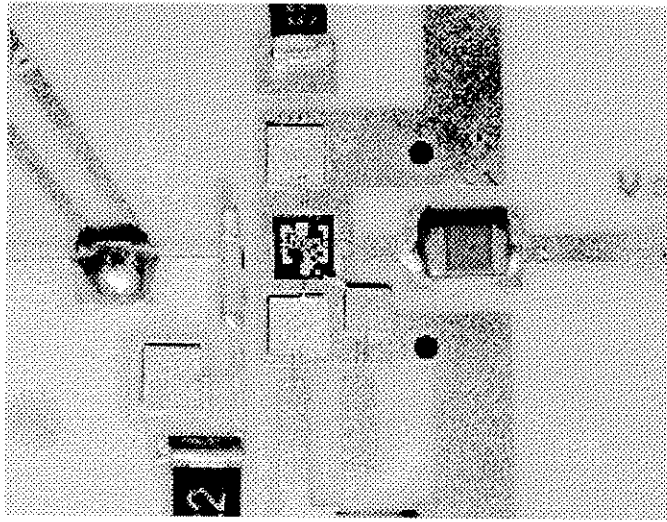


Figura 4.4: Detalhe da montagem do gig de teste.

4.2 Encapsulamento

4.2.1 DIP-14

Até a taxa de 622Mb/s e em casos extremos em 2,5Gb/s são utilizados encapsulamentos *dual-in-package* (DIP) como o utilizado pela *Lasertron* [11]. Tem a vantagem de ter um menor custo em relação ao encapsulamento tipo *butterfly* que é mais adequado a aplicações em frequências elevadas, onde os parasitas são otimizados através da disposição física bem como dielétricos dos pinos com menores perdas de inserção.

Para um amplificador que opera em 52Mb/s, um encapsulamento de 14 pinos (*DIP-14*) é o mais utilizado na prática, seguindo basicamente a disposição de pinagem proposta pela *Lasertron* [11], que é um padrão já utilizado pela indústria e pelo *CPqD*. A única modificação adotada no encapsulamento é a introdução de um pequeno tubo com dimensões compatíveis com a fibra para que haja um melhor suporte mecânico para não alterar o acoplamento da fibra com o fotodetector. A área disponível no encapsulamento para o projeto elétrico e optoeletrônico do substrato é de 6,5mm por 18,1mm [56].

4.2.2 Projeto Elétrico do Substrato

Descritos os parasitas e os procedimentos para a minimização, temos um projeto de leiaute na alumina otimizado para o *DIP-14* com soluções para a otimização da parte elétrica/polarização e optoeletrônica inerente à restrição de área, de pinagem e de fixação mecânica da fibra, norteadas nas discussões dos itens 4.1.5 e 4.2.1. Na figura 4.5 temos a solução para o encapsulamento *DIP-14* [56], satisfazendo os requisitos acima, sendo o leiaute sobre alumina confeccionado com a tecnologia de deposição desenvolvida para *MCM*.

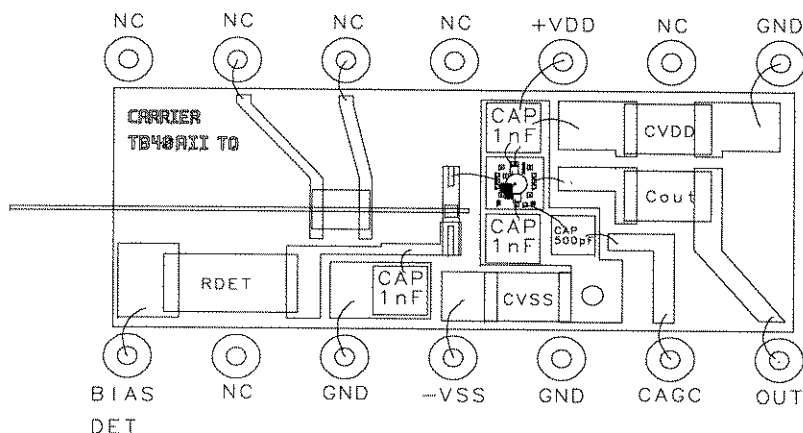


Figura 4.5: Encapsulamento DIP-14 para o receptor, contendo o amplificador e o fotodetector pin.

4.2.3 Vantagens

A vantagem do encapsulamento *DIP-14* está na otimização do aterramento e na potencial redução do nível de ruído quando comparado com a figura 4.3. Normalmente é realizada uma selagem do componente em ambiente contendo gás inerte, utilizando-se principalmente o Nitrogênio, isolando-o completamente do exterior. Isto evita qualquer tipo de interferência eletromagnética ou degradação devida à exposição ao ambiente. Para uma maior confiabilidade do conjunto, a utilização de *epoxy* não deve ser realizada, devendo ser feitas soldas de acordo com regras pré-estabelecidas, utilizando-se soldas com diversos pontos de fusão. Este procedimento é denominado de “hierarquia de solda”. Desta maneira são atendidas as recomendações descritas no item 1.3.

Basicamente o procedimento de montagem segue as seguintes etapas:

- Soldagem do resistor de acoplamento e do *CI* no substrato,
- Solda de fio de ouro de 18 μ m ou 25 μ m do *CI* para o substrato, e deste para o encapsulamento,
- Solda dos componentes tipo *SMD* [12] e capacitores de placas paralelas,
- Solda do fotodetector,
- Solda e colagem da fibra tanto no substrato como no suporte mecânico.

Informações adicionais sobre as etapas de montagem e hierarquia de solda podem ser encontrados em [48].

5. CARACTERIZAÇÃO E AMBIENTE DE TESTE

5.1 Caracterização Elétrica

Primeiramente deve-se proceder uma caracterização *DC* do componente para verificar se os resultados obtidos estão em conformidade com o projeto. Esta caracterização inclui a monitoração da potência dissipada pelo componente, através da medição das correntes positiva e negativa de alimentação e dos níveis das tensões de polarização no *chip*. São monitoradas as tensões de entrada, de saída e a de *CAG*. Desta maneira verifica-se o posicionamento do amplificador em uma das dezessete classes de processo mostradas no item 3.7.2.5 e tabela 3.21.

Com a caracterização *AC* obtém-se os dados de comportamento dinâmico do amplificador onde é

efetuada uma medida de parâmetros de espalhamento (S). São verificados o ganho de tensão, o coeficiente de reflexão de entrada e de saída do amplificador. Com estes dados podemos obter o ganho de transimpedância (G_T) do amplificador em função dos parâmetros S através da equação (5.1), além de se obter a BW do amplificador sem a influência do fotodetector [73]. Sem o fotodetector não se tem o efeito da impedância de saída do gerador de entrada na resposta em frequência.

$$G_T = 20 \cdot \log \left(50 \cdot \frac{|S_{21}|}{|1 - S_{11}|} \right) \quad (dB\Omega) \quad (5.1)$$

Os dados fornecidos pela caracterização DC indicam o provável tipo de variação no processo tecnológico, dando subsídios para a escolha de quais dados AC devem ser obtidos. Isto é feito, comparando o desvio obtido em relação ao processo nominal comparando com os dados simulados na tabela 3.23.

5.2 Caracterização Optoeletrônica

A caracterização optoeletrônica distingue-se das demais pela inserção do fotodetector na entrada do amplificador. Este componente deve ser caracterizado e a montagem otimizada permitindo uma melhor conexão possível com o amplificador, minimizando as perdas.

O *chip-carrier* com o fotodetector inserido deve ser caracterizado no *Network Analyser* onde são obtidos dados de parâmetros S , que posteriormente devem ser adicionados à caracterização AC do ítem 5.1, permitindo uma boa previsão do resultado final.

Com a montagem completa do receptor óptico, podemos efetuar caracterizações relacionadas a este conjunto.

Para a caracterização de G_T , é inserida uma potência óptica na entrada e através da corrente gerada pelo fotodetector (I_{in}) segundo o ítem 5.3.1.3 relacionado com a tensão de saída, mostrado na equação (5.2) abaixo, sendo a unidade dada em Ω ou $dB\Omega$.

$$G_T = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{out}}{I_{in}} \right) \quad (dB\Omega) \quad (5.2)$$

A medida de transimpedância efetuada através da equação (5.1) acima é mais fidedigna por não incorporar a incerteza do valor da eficiência quântica do fotodetector.

A medida de BW é obtida à partir da medida de G_T realizada com o fotodetector na entrada, adicionando-se os parasitas de montagem e dos componentes.

A sensibilidade do amplificador, a faixa dinâmica e a máxima potência óptica de entrada são medidas em função do BER desejado, variando-se a potência da fonte óptica que é modulada com os padrões de razão de extinção propostos no ítem 1.3. Estas medidas mostram a habilidade do amplificador em operar como receptor óptico, estando diretamente relacionados com a polarização e com as características AC que constituem um fator de qualidade. Como exemplo, dependendo dos dados obtidos de faixa dinâmica e de ruído, o amplificador pode inviabilizar a confecção do receptor óptico comparando-se com as especificações do ítem 1.3.

5.3 Ambiente de Teste

5.3.1 Medida das Características do Fotodetector

5.3.1.1 Corrente de Escuro

A corrente de escuro é caracterizada para o cálculo da contribuição na corrente de ruído total do amplificador. Esta medição é realizada com um extrator de parâmetros da HP que faz a leitura de correntes da ordem de 10pA. O ambiente deve estar sem luminosidade, pois esta incrementa o valor da corrente de escuro e consequentemente do ruído. Como o valor desta corrente cresce com a tensão aplicada, fazemos geralmente uma medida em 5V, que é o valor utilizado na prática para a polarização dos diodos *pin*. Na figura 5.1 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

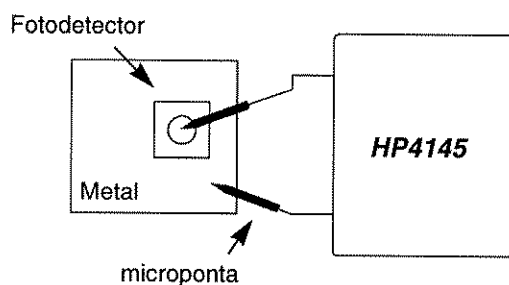


Figura 5.1: Set-up de medida de corrente de escuro do fotodetector.

Relação de equipamentos:

- a) Micropontas para a medida no anodo do *chip* ou no *chip-carrier*.
- b) Extrator de parâmetros HP4145B Semiconductor Parameter Analyser.

5.3.1.2 Capacitância

Esta medida é necessária para a obtenção de componentes que estejam dentro de uma faixa razoável de utilização; isto é, componentes montados no *chip-carrier* fornecendo capacitâncias até 0,6pF. Para esta medida necessitamos de um capacitmetro. Assim, com a alteração da tensão de polarização obtém-se a curva CV que é fornecida pelo HP4145B. Na figura 5.2 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

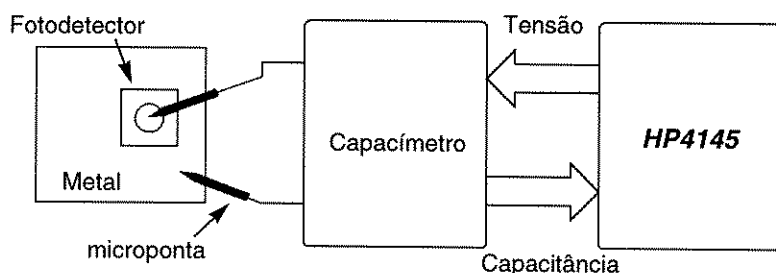


Figura 5.2: Set-up de medida de capacitância do fotodetector.

Relação de equipamentos:

- a) Capacítmetro da Boonton Electronics, modelo 72B.
- b) Extrator de parâmetros HP4145B Semiconductor Parameter Analyser.
- c) Micropontas para a medida no anodo do *chip* ou então no *chip-carrier*.

5.3.1.3 Responsividade

Esta medida é realizada quando é efetuado o acoplamento da fibra com o fotodetector, para a obtenção de um maior sinal de corrente fotogerada para uma dada potência.

Como fonte de luz foi utilizado um *LED* (*Light Emitting Diode*) de 1300nm com uma potência óptica em torno de 4,0μW. O receptor não foi polarizado, mas sim o cabo de ligação da tensão do fotodetector, e o respectivo aterramento. A medida da corrente fotogerada é feita por um eletrômetro e a extensão da fibra óptica (*pigtail*) deve estar bem clivada e limpa, inserindo-se então um *bare-fiber* que faz a conexão óptica da fibra nua do *LED* com a fibra do fotodetector. Ajustam-se as duas fibras de modo que as duas faces clivadas fiquem paralelas e o mais perto possível. Utiliza-se um óleo especial para diminuir perdas, provendo um melhor casamento do índice de refração das fibras. Deste modo, pode-se obter a responsividade fornecida pela equação (5.3), com a corrente fotogerada medida no eletrômetro e a potência óptica de saída do *LED*. Na figura 5.3 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

$$i_S(t) = R \cdot P_{opt} \quad (5.3)$$

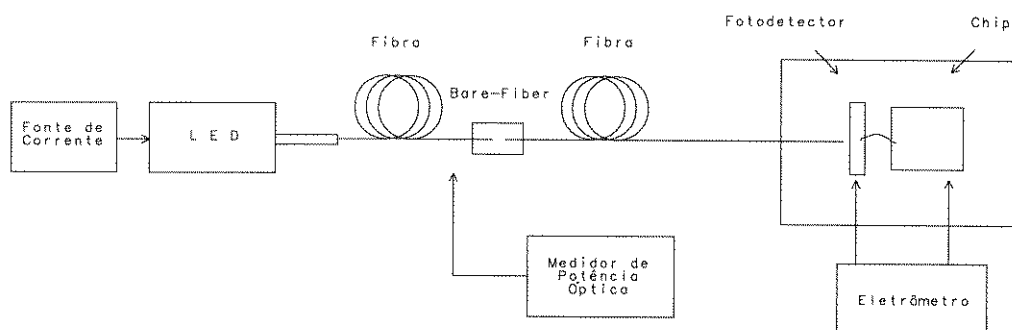


Figura 5.3: Set-up de medida de responsividade do fotodetector.

Relação de equipamentos:

- LED* emitindo em 1300nm.
- Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- Cabos para alimentação do *LED* e do fotodetector.
- Bare-fiber* da Anritsu, modelo MA914A ou qualquer tipo de acoplador de fibra nua.
- Eletrômetro da Keithley Instruments, modelo 610C.
- Fonte de corrente para o *LED* da HP modelo 6177C.
- Medidor de potência óptica da Anritsu modelo ML93A, com cabeça óptica M98A.

5.3.2 Razão de Extinção

Para o cálculo da sensibilidade deve-se considerar a razão de extinção, que é a relação entre os níveis de modulação entre as marcas e espaços, pois introduz uma penalidade na sensibilidade. De acordo com a literatura e com as especificações, este valor deve ser de 5 a 10% da potência média para o espaço e de 90 a 95% da potência média para a marca ou 10dB conforme o item 1.3.

Como no nosso caso utilizamos um laser interno ao gerador de sequência pseudo-aleatória, este valor é fixo, não podendo alterar o valor da penalidade. O gerador/receptor da *Anritsu* fornece aproximadamente 11dB de razão de extinção para sinais tipo *NRZ* (conforme item 1.3) com o procedimento de obtenção descrito no manual de operação do equipamento [50], estando o valor dentro dos padrões acima descritos.

Na figura 5.4 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

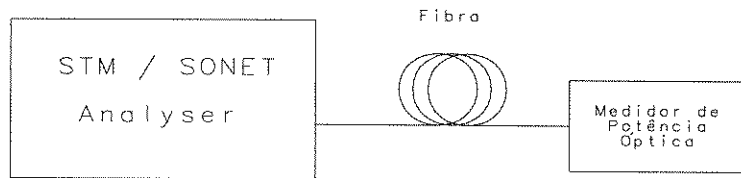


Figura 5.4: Set-up de medida de razão de extinção.

Relação de equipamentos:

- a) Gerador/Receptor da Anritsu STM/SONET Analyser MP1560A.
- b) Medidor de potência óptica da Anritsu modelo ML93A, com cabeça óptica M98A.
- c) Cordões ópticos Furukawa COA-SM-MF 1992 com terminações FC/ST.
- d) Conectores tipo I para conexões ST.

5.3.3 Medida de Polarização

Esta medida reporta a dissipação total de potência, permitindo com isso que se verifique se dispositivos internos ao *CI* estão com as correntes dentro dos padrões previstos na simulação. Também permite que através das medidas das tensões na entrada, saída e no *CAG* se busquem a identificação dos padrões de processo tecnológico. Para isso são necessários apenas multímetros. Na figura 5.5 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida seguindo a relação dos equipamentos utilizados.

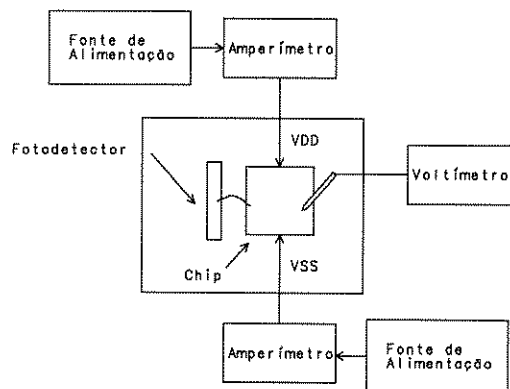


Figura 5.5: Set-up de medida de correntes de polarização.

Relação de equipamentos:

- a) Três multímetros HP3478A Multimeter.
- b) Cabos para alimentação.
- c) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- d) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- e) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.

5.3.4 Medida de Parâmetros S

As medidas de parâmetros *S* (*Scattering Parameters*) são obtidas através de um *Network Analyser* com

o componente devidamente polarizado sem qualquer tipo de conexão na entrada e na saída. O equipamento é conectado a pontas coplanares da *Cascade Microtech* especialmente projetadas para a utilização em altas frequências, conectando-se assim os terminais de entrada e de saída. Com uma potência elétrica da ordem de -40dBm a -50dBm fornecida à entrada para evitar a atuação do CAG, o equipamento faz a leitura dos parâmetros S do circuito amplificador obtendo os valores de S_{11} , S_{21} , S_{12} e S_{22} . Estes parâmetros são respectivamente a reflexão na entrada, ganho de tensão, isolamento da entrada para a saída, e reflexão na saída. Na figura 5.6 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

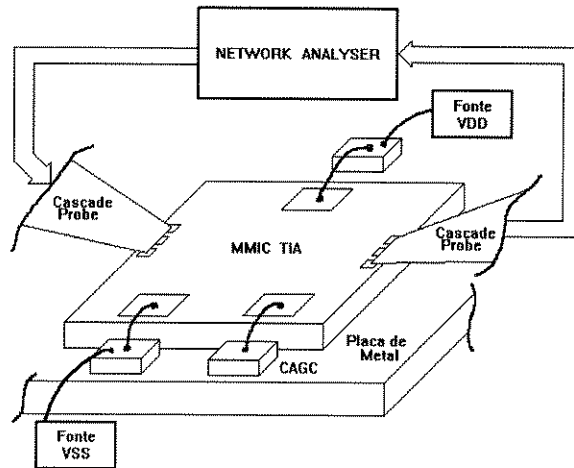


Figura 5.6: Set-up de medida de parâmetros S .

Relação de equipamentos:

- a) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- b) Cabos para alimentação.
- c) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- d) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- e) Dois multímetros HP3478A Multimeter.
- f) HP8753A Network Analyser.
- g) Base de teste Cascade Microtech com pontas coplanares de 150 μ m de espaçamento.

5.3.5 Medida de Transimpedância

A medida de transimpedância é obtida em função das características obtidas pelos parâmetros S , com o auxílio da equação (5.1). Este é um excelente método de obtenção de G_T principalmente quando são fornecidas ao *chip* potências muito baixas de sinal sem a interferência do CAG, obtido em baixas/médias frequências onde a resposta do amplificador é planar.

Os dados então são carregados no simulador *HP/EEsof Libra* versão 5.0 [37] que opera no domínio da frequência através da técnica de balanço harmônico, obtendo-se as curvas descritas acima bem como as cartas de *Smith* de S_{11} e S_{22} . Com isso pode-se visualizar o comportamento destes parâmetros em função da frequência.

5.3.6 Medida de Banda Passante

Para a obtenção da BW dispomos de dois tipos de medidas: Um, através do simulador *HP-EEsof*

fazendo uma medida em 3dB na curva de transimpedância, podendo-se adicionar qualquer efeito de capacitância na entrada, como um capacitor ideal ou a medida de parâmetros S do *chip-carrier* do fotodetector, conforme item 5.2. Outro, utilizando-se uma fonte de luz que é modulada através de um gerador de RF que varre a faixa de frequências da resposta do amplificador. Este sinal óptico passa por um atenuador alimentando o receptor óptico que tem sua saída conectada a um analisador de espectro e este por sua vez a um *plotter*. Na figura 5.7 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

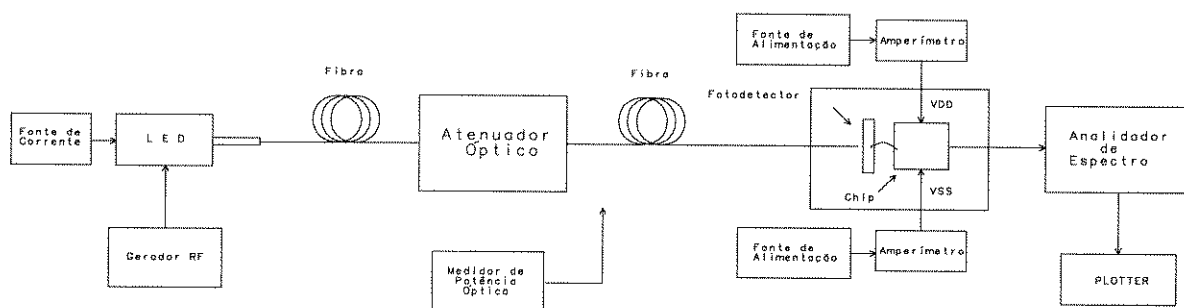


Figura 5.7: Set-up de medida de banda passante.

Relação de equipamentos:

- a) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- b) Cabos para alimentação.
- c) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- d) Dois multímetros HP3478A Multimeter.
- e) HP8753A Network Analyser.
- f) Fonte óptica da Anritsu, Light Source MG912B 1,3 μ m com E/O Converter MZ100A.
- g) Atenuador óptico MN 913A da Anritsu.
- h) Gerador de RF de 10kHz a 2,7GHz, Digital & Vector Signal Generator model 205 Marconi Instruments.
- i) Analisador de espectro de 100Hz a 1,5GHz, Spectrum Analyser HP8568B.
- j) Plotter HP7090A.

5.3.7 Medida da Tensão de Saída e Atuação do CAG

O comportamento em regime do CAG é verificado através de um osciloscópio, monitorando-se a tensão de saída, que depende da potência de entrada e do nível de limiar do CAG, não ocorrendo alteração para baixas potências. Já para potências mais elevadas temos a atuação do CAG onde se verifica o sinal em regime permanente com as prováveis deformações de sinal devidas ao tempo necessário para efetivamente o controle ser realizado pelo CAG.

O receptor óptico é excitado através do laser do gerador pseudo-aleatório, que é modulado por uma onda quadrada com taxa de trabalho de 50%. A luz do laser passa por um atenuador óptico onde é medida e posteriormente processada pelo receptor óptico, sendo a saída conectada a um osciloscópio para a visualização do sinal obtido. Na figura 5.8 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a seguir a relação dos equipamentos utilizados.

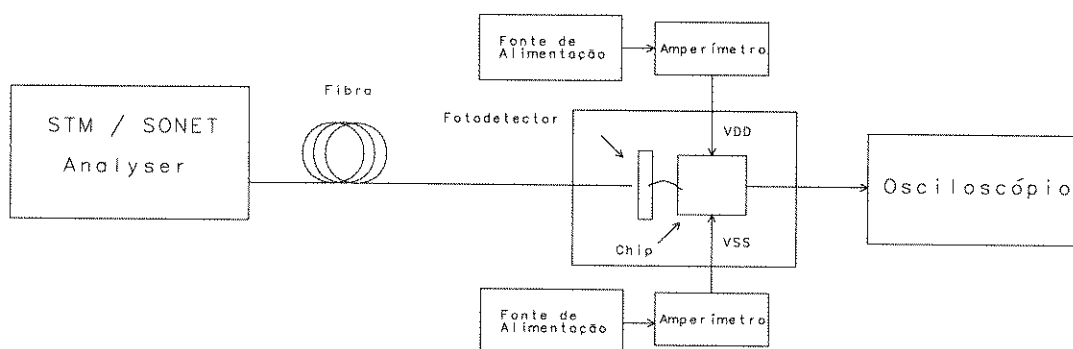


Figura 5.8: Set-up de medida da tensão de saída em regime permanente.

Relação de equipamentos:

- a) Gerador/Receptor da Anritsu STM/SONET Analyser MP1560A.
- b) Atenuador óptico da Anritsu modelo MN913A.
- c) Cordões ópticos Furukawa COA-SM-MF 1992 com terminações FC/ST.
- d) Conectores tipo I para conexões ST.
- e) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- f) Cabos para alimentação.
- g) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- h) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- i) Dois multímetros HP3478A Multimeter.
- j) Cabo de RF com conectores SMA para a saída de sinal do receptor.
- k) Medidor de potência óptica da Anritsu modelo ML93A, com cabeça óptica M98A.
- l) Osciloscópio Tektronix modelo 7104A, *plug-in* com amplificador vertical para 50Ω código 7A24, com base de tempo 7B15 ou osciloscópio digital da HP tipo Digitizing Oscilloscope Mainframe HP54120A.

5.3.8 Diagrama de Olho

O diagrama de olho fornece uma visão qualitativa da recepção óptica [30], realizada por um medidor de sequência pseudo-aleatória com taxa de $2^{23}-1$ que modula o laser interno ao gerador. A luz do laser passa por um atenuador óptico e depois incide no receptor, sendo sua saída elétrica conectada a um osciloscópio juntamente com o sinal de sincronismo do gerador de padrão. Como a medida do diagrama de olho para sinais muito baixos é muito ruidosa, são utilizadas potências ópticas que permitem que o olho esteja aberto. Em altas potências podem ser verificadas deformações do sinal em função da atuação do CAG, isto é, continuamente no tempo. Na figura 5.9 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

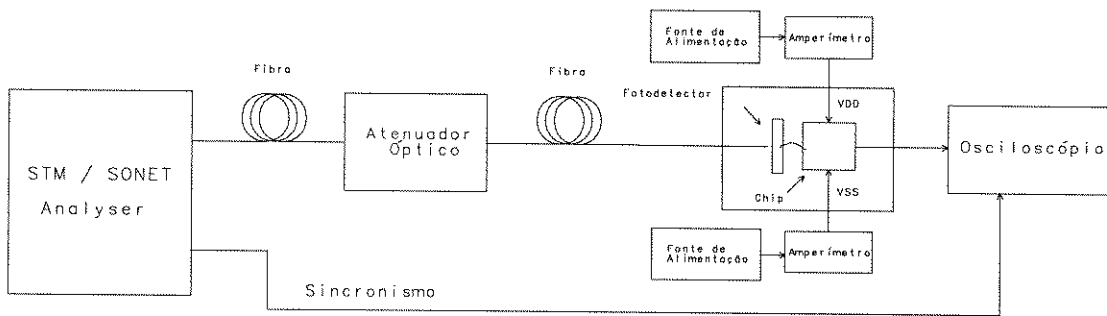


Figura 5.9: Set-up de medida de diagrama de olho.

Relação de equipamentos:

- a) Gerador/Receptor da Anritsu STM/SONET Analyser MP1560A.
- b) Atenuador óptico da Anritsu modelo MN913A.
- c) Cordões ópticos Furukawa COA-SM-MF 1992 com terminações FC/ST.
- d) Conectores tipo I para conexões ST.
- e) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- f) Cabos para alimentação.
- g) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- h) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- i) Dois multímetros HP3478A Multimeter.
- j) Cabo de RF com conectores SMA para saída de sinal e entrada do receptor.
- k) Medidor de potência óptica da Anritsu modelo ML93A, com cabeça óptica M98A.
- j) Osciloscópio Tektronix modelo 7104A, *plug-in* com amplificador vertical para 50Ω código 7A24, com base de tempo 7B15 ou osciloscópio digital da HP tipo Digitizing Oscilloscope Mainframe HP54120A.

5.3.9 Medida da Sensibilidade

A sensibilidade está relacionada com uma dada taxa de erro desejada (*BER*). Ajusta-se o gerador e o receptor para uma sequência aleatória de $2^{23}-1$ com impedância de entrada e de saída de 50Ω. Conecta-se o sinal de sincronismo do gerador com o sinal de relógio do receptor. O sinal de potência óptica emitido pelo gerador através do laser passa pelo atenuador óptico e é medido para referência das medidas. Em seguida conecta-se a fibra do receptor até a saída do atenuador óptico, que deve estar com uma atenuação de aproximadamente 20dB. Como o laser está emitindo entre 0 e -3dBm, obtém-se um sinal de -20dBm a -23dBm na entrada do receptor óptico, que fornece um sinal de saída com uma taxa de erro de 10^{-9} . Aumenta-se a atenuação do sinal até que a taxa de erro tenda a subir, ajustando-se o nível de *threshold* de detecção do equipamento para que se tenha um menor erro. Neste ponto, desconecta-se a fibra que interliga o laser até o atenuador e mede-se o valor da potência óptica, obtendo-se a máxima sensibilidade do receptor. Na figura 5.10 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a seguir a relação dos equipamentos utilizados.

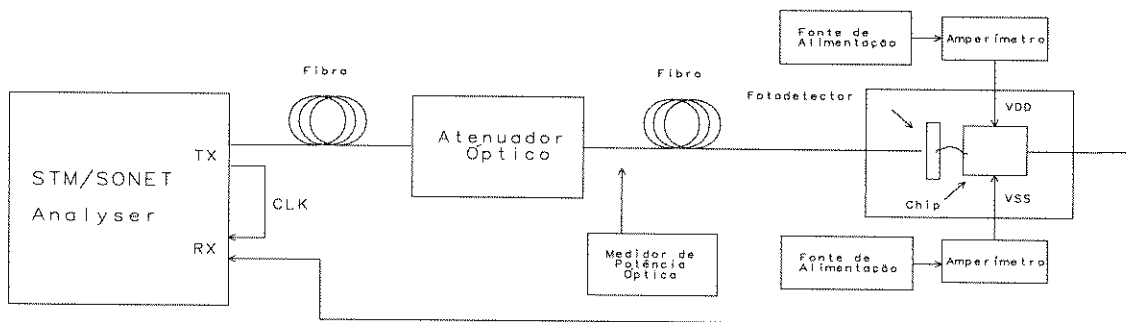


Figura 5.10: Set-up de medida de sensibilidade do receptor óptico.

Relação de equipamentos:

- a) Gerador/Receptor da Anritsu STM/SONET Analyser MP1560A.
- b) Atenuador óptico da Anritsu modelo MN913A.
- c) Cordões ópticos Furukawa COA-SM-MF 1992 com terminações FC/ST.
- d) Conectores tipo I para conexões ST.
- e) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- f) Cabos para alimentação.
- g) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- h) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- i) Dois multímetros HP3478A Multimeter.
- j) Cabo de RF com conectores SMA para saída de sinal e entrada do receptor.
- k) Medidor de potência óptica da Anritsu modelo ML93A, com cabeça óptica M98A.

5.3.10 Medida da Máxima Potência Óptica

Da mesma forma que a sensibilidade, a máxima potência óptica é obtida em função de um *BER* específico. O procedimento de medida, diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados são exatamente iguais ao do item 5.3.9. Diminui-se a atenuação do sinal até que a taxa de erro tenda a ser maior que 10^{-9} . Neste exato instante, adota-se o mesmo procedimento anterior e faz-se a medida da potência óptica máxima para a dada taxa de erro desejada.

5.3.11 Medida da Faixa Dinâmica

A medida da faixa dinâmica do receptor óptico é resultante das medidas de sensibilidade e da máxima potência de sinal na entrada para uma mesma taxa de erro. O valor é dado em *dB*, significando toda a faixa em que o receptor opera na taxa de erro desejada. Deste modo, todo o procedimento de medida, diagrama simplificado do *set-up* e a relação dos equipamentos utilizados são exatamente iguais ao do item 5.3.9.

5.3.12 Medida de Ruído

É mostrada a obtenção da corrente de ruído de duas maneiras distintas: A primeira, consiste em se efetuar a medida da tensão de saída utilizando um voltímetro *RMS*; e a segunda, um medidor de figura de ruído.

5.3.12.1 Voltímetro RMS

Este método [20] é implementado pela maioria dos fabricantes de receptores ópticos [57][58][59] a fim de avaliar o ruído e a sensibilidade.

A medida é realizada através do nível de tensão *RMS* na saída do receptor sem qualquer fonte óptica, sendo a corrente de escuro a que circula no fotodetector.

O receptor óptico montado no *gig* de teste ou em encapsulamento *DIP14* é polarizado pelas fontes de alimentação e a saída de sinal é conectada a um amplificador com um determinado ganho para a amplificação do ruído. É utilizado um *LPF* para atenuar o nível nas frequências acima da taxa de 52Mb/s diminuindo assim o espectro que compõe o perfil final da tensão de ruído. Normalmente este filtro tem uma frequência de corte em torno de 35MHz a 50MHz. Desta maneira, o ruído medido no voltímetro é denominado de V_{N1} .

Desconecta-se o cabo de *RF* da saída do receptor e insere-se um resistor de 50Ω referido à terra. Este procedimento caracteriza o ruído do bloco de ganho, obtendo-se a tensão V_{N2} . O valor do ruído do receptor é então a subtração dos valores dos ruídos parciais, somente que *RMS*, ficando:

$$\langle V_N \rangle = \sqrt{\langle V_{N1}^2 \rangle - \langle V_{N2}^2 \rangle} \quad (V_{rms}) \quad (5.4)$$

Na equação (5.5), observamos que a potência óptica média é influenciada diretamente pela penalidade imposta pela razão de extinção [19][28], pela constante Q [28][31][34] e pela corrente média de ruído, e inversamente proporcional à responsividade. Deste modo, pode-se calcular a mínima potência óptica detectável para uma dada taxa de erro e como o receptor não está recebendo potência óptica, não há razão de extinção:

$$S = 10 \cdot \log \left[\left(\frac{1+r}{1-r} \right) \cdot \frac{Q}{R \cdot 10^{-3}} \cdot \langle i_N^2 \rangle^{1/2} \right] \quad (dBm) \quad (5.5)$$

com r definido na equação (1.1). A transimpedância R_T é obtida por [57][58][59]:

$$R_T = \frac{V_{0(p-p)}}{I_{det(rms)}} \quad (\Omega) \quad (5.6)$$

onde V_0 é a tensão de saída pico a pico do receptor óptico e I_{det} é a corrente média medida no eletrômetro para a dada frequência, utilizando-se o método do item 5.3.1.3. Esta medida é realizada na parte plana da curva, em torno de 20MHz a 30MHz.

A transimpedância R_T também pode ser obtida dividindo-se a tensão de pico de saída pela responsividade e pela potência óptica média, conforme o item 5.3.1.3. Como temos a tensão *RMS* de ruído e a R_T , então:

$$i_{N(rms)} = \langle i_N \rangle = \frac{\langle v_N \rangle}{R_T} \quad (5.7)$$

Com isso podemos obter a sensibilidade em função da equação (5.5). Na figura 5.11 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

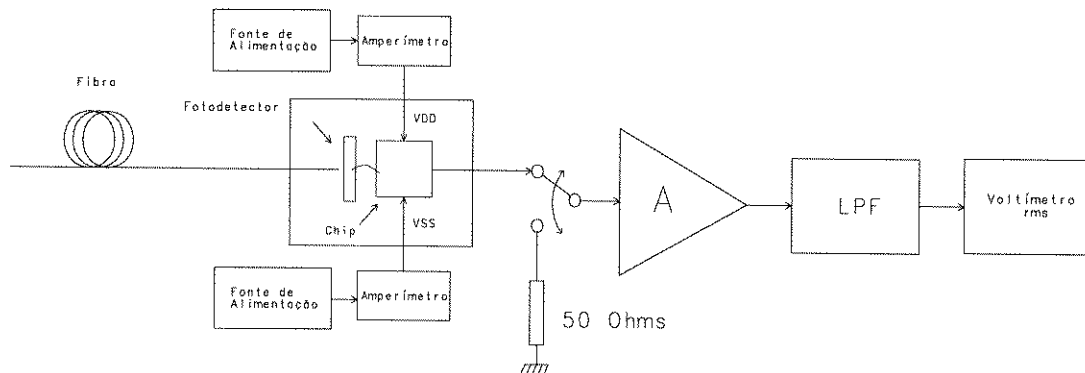


Figura 5.11: Set-up de medida da tensão de ruído através do voltímetro RMS.

Relação de equipamentos:

- Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- Cabos para alimentação.
- Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- Cabo de RF com conectores SMA para saída de sinal e entrada do voltímetro.
- Voltímetro *RMS* da HP, modelo 3406A.
- Duas terminações de 50Ω/2W da Tektronix modelo 011-0049-01.
- Filtro passa-baixa tipo Butterworth de 3º ordem da Minicircuits, modelo SCLF-45.
- Bloco de ganho A, com ganho de 20dB com banda de 200MHz, HP8447A-D.

5.3.12.2 Medidor de Figura de Ruído

Para a obtenção do ruído com o medidor de figura de ruído *HP8970B*, utiliza-se uma função especial que mede a densidade de potência de ruído. A medida é mostrada em *dB* e relativa a -174dBm/Hz, sendo este valor escolhido por ser o ruído térmico referido à temperatura de 290K com 1Hz de banda passante [35].

Como exemplo, o cálculo da corrente equivalente de ruído referida à entrada para uma potência de ruído de 29,35dB na frequência de 10MHz e com 87dBΩ de ganho de transimpedância é mostrado abaixo:

- A potência de ruído medida é então somada ao valor de referência:

$$P = (29,35 - 174)\text{dBm/Hz} = -144,65 \text{ dBm/Hz} \quad (5.8)$$

- Cálculo da potência dada em Watts:

$$-144,65 \text{ dBm/Hz} = 10 \cdot \log \frac{P}{1\text{mW}} \Rightarrow P = 3,427 \cdot 10^{-18} \text{ W/Hz} \quad (5.9)$$

- Cálculo da tensão quadrática de ruído, sendo R_L a resistência de carga de 50Ω (equipamento):

$$\langle v_N^2 \rangle = R_L \cdot P \Rightarrow \langle v_N^2 \rangle = 1,71 \cdot 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz} \quad (5.10)$$

- O cálculo da transimpedância R_T dada em $k\Omega$ é obtida em função da equação (5.2),

baseado no ganho de transimpedância G_T de 87dB Ω para a frequência particular de 10MHz, onde temos:

$$G_T = 20 \cdot \log R_T \Rightarrow R_T = 22,39k\Omega \quad (5.11)$$

• O cálculo da densidade espectral da corrente de ruído é obtida em função do ganho de transimpedância para a frequência particular de 10MHz, que em função de (5.7) e (5.10) temos:

$$\langle v_N^2 \rangle = (\langle i_N \rangle \cdot R_T)^2 \Rightarrow \langle i_N \rangle = \sqrt{\frac{R_L \cdot P}{R_T^2}} \Rightarrow \langle i_N \rangle = 0,584 \cdot 10^{-12} A/\sqrt{Hz} \quad (5.12)$$

• Para a frequência de 10MHz, a corrente de ruído média é:

$$\langle i_N \rangle = 1,85 \cdot 10^{-16} A \quad (5.13)$$

Para compor o perfil da densidade de ruído equivalente de entrada em diferentes frequências, é necessária uma varredura no espectro em função da taxa de *bit* do amplificador em teste. Na figura 5.12 temos o diagrama simplificado do *set-up* de medida e a relação dos equipamentos utilizados.

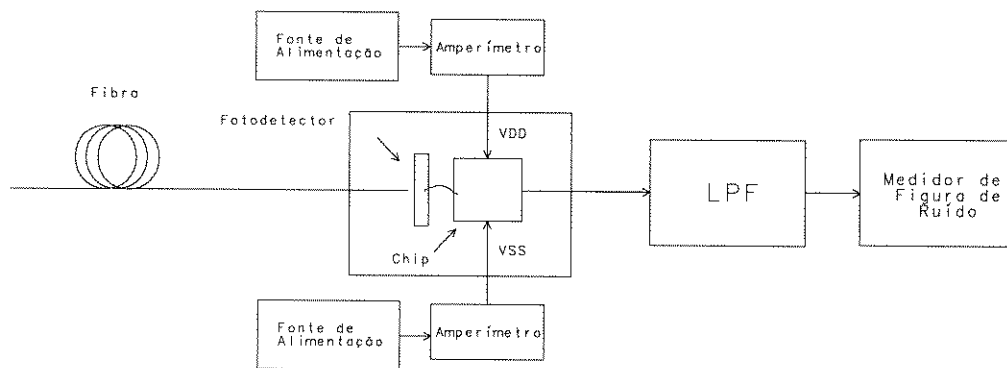


Figura 5.12: Set-up de medida da corrente de ruído através do medidor de figura de ruído.

Relação de equipamentos:

- a) Receptor no *gig* de teste ou encapsulado.
- b) Cabos para alimentação.
- c) Micropontas de prova ou conectores tipo *feed-through*.
- d) Duas fontes de alimentação HP6002A DC Power Supply.
- e) Cabo de RF com conectores SMA para saída de sinal e entrada do medidor.
- f) Medidor HP8970B Noise Figure Meter.
- g) Filtro passa-baixa tipo Butterworth de 3º ordem da Minicircuits, modelo SCLF-45.

6. OBTENÇÃO DOS RESULTADOS

Para a realização das medidas foram utilizadas três amostras. Na amostra 1 o receptor é montado com o fotodetector conectado à uma tensão positiva utilizando a *gig* de teste como mostrada na figura 4.2. A amostra 2 difere da primeira pela conexão do fotodetector à tensão negativa, invertendo desta forma o sinal de saída. Para a amostra 3 temos o receptor encapsulado em *DIP-14* com o fotodetector polarizado com a tensão positiva.

6.1 Transmissor

A razão de extinção é um fator que introduz degradação devida à modulação da fonte óptica. Pode-se obtê-la através da descrição do item 5.3.2 ou da equação (1.1), baseado no procedimento do manual de operação do equipamento [50]. Foi encontrado o valor de 11dB, que é 1dB acima do recomendado pelo SONET [64].

6.2 Fotodetector

6.2.1 Corrente de Escuro

A corrente de escuro é medida sob uma tensão reversa de 5V, encontrando-se um valor médio de 1,2nA para três componentes fornecidos pela *Lasertron* [11] com polarização reversa de 10V. Logo, em condição normal de trabalho esta corrente é superior ao especificado pelo fabricante, introduzindo desta forma uma maior degradação na sensibilidade.

6.2.2 Capacitância

Utilizando-se a técnica de *CV* temos que a capacitância do fotodetector no *chip* polarizado reversamente com 5V está em torno de 0,15pF [11]. As medidas realizadas para o fotodetector juntamente com o *chip-carrier* através de um *Network Analyser HP8753A* com uma *gig* de teste apropriada para a conexão das pontas da *Cascade Microtech*, reportam capacitâncias da ordem de 0,5pF para a frequência de operação. Na figura 6.1 temos a medida de S_{11} de um fotodetector da *Lasertron* e de um fabricado no *CPqD*, fornecendo aproximadamente 0,8pF utilizando um *chip-carrier* semelhante ao da *Lasertron*. Esta medida inclui os efeitos parasitários do componente e da polarização.

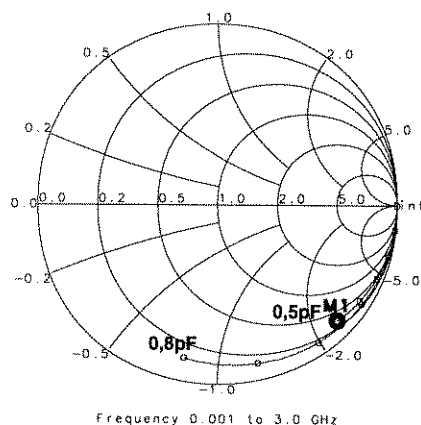


Figura 6.1: Medida de S_{11} dos fotodetectores de 0,5pF e de 0,8pF.

Os fotodetectores fabricados no *CPqD* com 0,2pF de capacitância são semelhantes aos da *Lasertron*, diferindo no valor da capacitância. Para as amostras, foram utilizados fotodetectores da *Lasertron* pela dificuldade de obtenção de *chip-carriers* otimizados. Assim, os componentes de ambos os fornecedores que possuem capacitâncias semelhantes serão mencionados como fotodetectores de 0,5pF.

6.2.3 Responsividade

De acordo com o procedimento do item 5.3.1.3, foi obtido para um fotodetector de 0,5pF no acoplamento fibra/fotodetector uma corrente média no eletrômetro de 4μA, para uma potência óptica de 4μW emitida por um *LED* de 1300nm [48]. Utilizando a equação (5.3), temos a responsividade de 1,0A/W medida para as três amostras.

6.3 Polarização

Com o procedimento do item 5.3.3 obtém-se os valores das correntes de polarização e das tensões nominais nos pontos de acesso do *CI*. São elas, a entrada denominada de V_I , a saída de V_{I9} e o ponto de *CAG* de V_{2I} . Os dados medidos são mostrados na tabela 6.1 abaixo.

Tabela 6.1: Medidas de polarização.

	Amostra 1	Amostra 2	Amostra 3
I_{DD} (mA)	46,07	36,50	50,15
I_{SS} (mA)	17,40	17,35	19,17
V_I (V)	-0,71	-0,71	-0,77
V_{I9} (V)	1,38	1,29	1,30
V_{2I} (V)	-2,21	-2,14	-2,32

6.3.1 Parâmetros *S*

Estas medidas são realizadas com as pontas *CPW* conectadas na entrada do *CI*, sem a conexão do fotodetector, obtendo-se os dados dos parâmetros *S*. De posse destes dados, com o simulador *HP-EEsof*, pode-se inserir as devidas cargas na entrada e na saída, para verificar o comportamento do *CI*. Os parâmetros *S* obtidos através do *Network Analyser* são mostrados nas figuras 6.2 a 6.4, verificando-se uma melhor visualização de S_{2I} com gráfico tipo *XY* e S_{1I} e S_{22} com a *Carta de Smith*.

Como mostrado no item 6.2.2, o fotodetector de 0,5pF é adequado para a utilização no receptor, estando abaixo do valor da capacitância de 0,6pF utilizada nas simulações. O fotodetector de 0,8pF pode ser utilizado quando a *BW* do receptor completo for maior que 40MHz, garantindo a obtenção do *BER* especificado.

Como o amplificador possui *CAG*, o estímulo de potência enviado pelo *Network Analyser* deve necessariamente ter um nível muito baixo para que não ocorra limitação do ganho de transimpedância e variação da *BW*, sendo um estímulo de -50dBm suficiente para a obtenção dos dados.

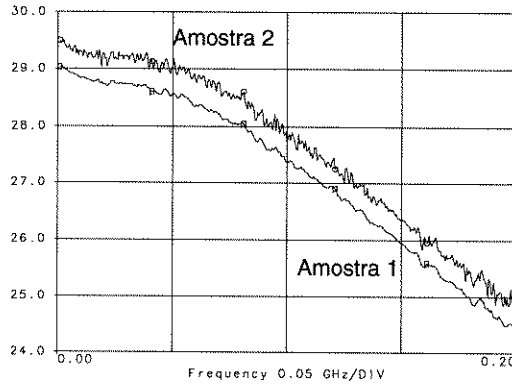


Figura 6.2: Medida de S_{21} do receptor com C_{det} de 0,5pF.

As medidas de S_{21} na figura 6.2 para duas amostras evidenciam um ganho de 29,0dB e 29,5dB em baixa frequência, que é o ganho de tensão do amplificador realimentado sem a influência do CAG.

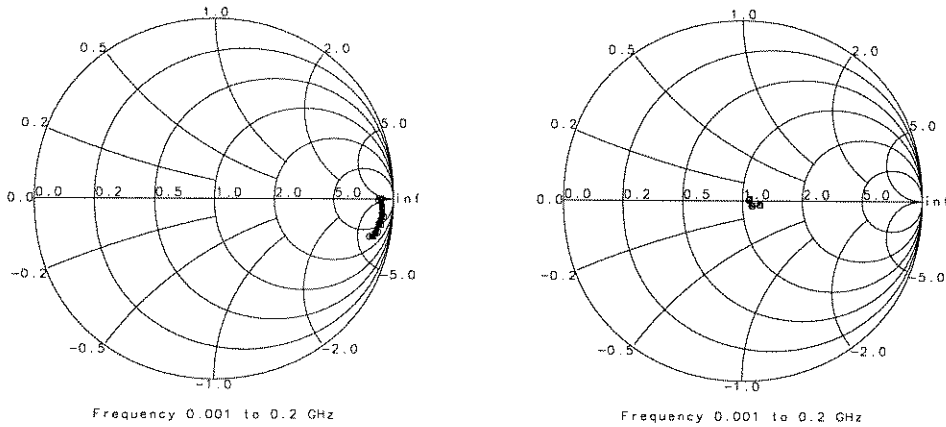


Figura 6.3: Medidas das amostras 1 e 2 utilizando C_{det} de 0,5pF de S_{11} (a), e de S_{22} (b).

Através do parâmetro S_{11} mostrado na figura 6.3a verifica-se o comportamento reativo da impedância de entrada, influenciada pelo fotodetector e pela C_{gs} do MESFET de entrada. Através da amplitude de S_{11} e S_{22} aplicadas às equações (6.1) e (6.2), obtém-se os valores das impedâncias de entrada e saída do circuito.

$$Z_i = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \cdot 50 \quad (6.1)$$

$$Z_o = \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} \cdot 50 \quad (6.2)$$

Sem a influência do CAG, a impedância de entrada medida em baixa frequência (1MHz) através de S_{11} e equação (6.1) foi de 1561Ω para a amostra 1 e 1498Ω para a amostra 2.

A impedância de saída mostrada na figura 6.3b é obtida através de S_{22} e equação (6.2), sendo independente da atuação do CAG. Varia em função da impedância equivalente de saída predominantemente imposta pelo transistor T_{11} da figura 3.16 que opera em dreno-comum, tendo um

valor para baixa frequência (1MHz) de $60,8\Omega$ para ambas as amostras.

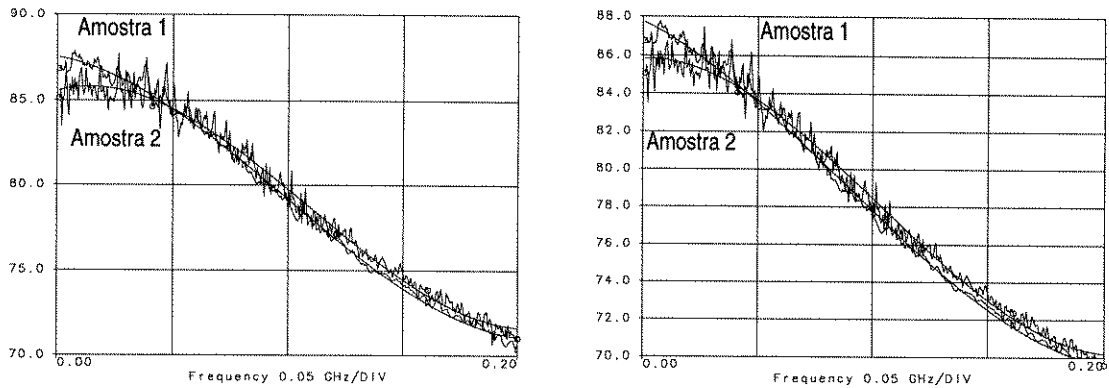


Figura 6.4: Medida do G_T do receptor com C_{det} de 0,5pF (a), e com C_{det} de 0,8pF (b).

O ganho de transimpedância (G_T) é obtido em função de S_{21} e S_{11} conforme a equação (5.1), variando significativamente com a capacitância de entrada. Para a amostra 1 foi medido um ganho de 87dB Ω com 49MHz de BW, e para a amostra 2, 85dB Ω com 71MHz de BW conforme a figura 6.4a. Uma melhor visualização deste ganho é obtida através da linha de tendência, pois com um nível de entrada de -50dBm é factível a obtenção de ruído após os cálculos utilizando a equação (5.1), além da faixa de trabalho do receptor estar restrita ao início de escala do *Network*, com faixa de 300kHz até 3GHz.

Quando é utilizado o fotodetector de 0,8pF conforme mostrado na figura 6.4b, obtém-se uma BW menor devido ao aumento da constante de tempo de entrada. Para a amostra 1 a BW é de 40MHz e para a amostra 2 de 59MHz. Utilizando este fotodetector, a amostra 1 eventualmente pode apresentar problemas de taxa de erro em 52Mb/s.

6.3.2 Caracterização do Filtro Passa-Baixa

Para um melhor desempenho do receptor é necessária a inserção de um LPF para o corte das frequências superiores à taxa de bit utilizada, tornando o sinal obtido na saída do receptor isento de ruídos provenientes destas harmônicas superiores.

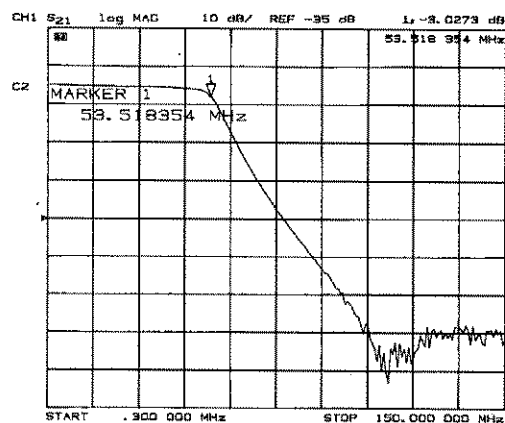


Figura 6.5: Caracterização em frequência do LPF utilizado.

A caracterização do LPF da Minicircuits para 45MHz com o *Network Analyser HP8753A* objetiva verificar a atenuação na faixa de ganho do amplificador e a perda de inserção em baixa frequência, como

mostrado na figura 6.5. Para a frequência de 100MHz, a atenuação do sinal de saída do receptor é de aproximadamente 60dB.

6.3.3 Banda Passante

Como visto anteriormente, o G_T pode ser obtido através de simulação dos parâmetros S medidos do amplificador e do fotodetector separadamente. Também pode ser medido quando a fibra óptica estiver acoplada ao fotodetector fornecendo-se potência óptica. O sinal óptico, que é modulado pelo equipamento gerador/receptor, permite que na saída do receptor óptico seja obtida uma resposta em frequência do sinal com um analisador de espectro, como mostrado na figura 6.6. Para se evitar a saturação do sinal ou a atenuação do CAG, foi aplicada uma potência óptica de -32,2dBm.

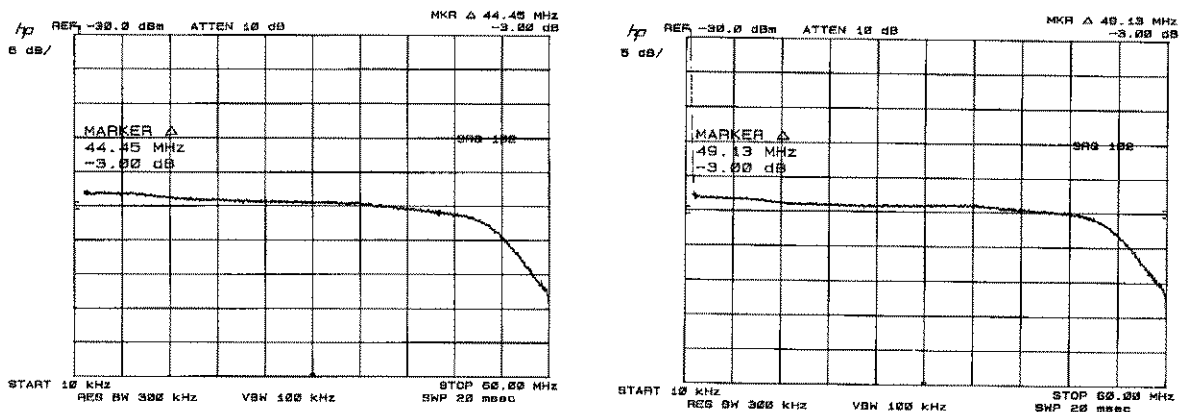


Figura 6.6: Medida de BW com -32,2dBm na entrada e com LPF para a amostra 1 (a), e para a amostra 2 (b).

A amostra 1 apresenta uma BW para o receptor óptico de 44,45MHz, também utilizando LPF na saída. Sem o filtro, obteve-se uma BW de 49,8MHz com a mesma potência óptica de -32,2dBm na entrada.

Para a amostra 2, foi medida uma BW de 49,13MHz mostrada na figura 6.6b com o LPF, sendo que sem o filtro a banda medida foi de 63,9MHz.

6.3.4 Atuação do CAG em Frequência

A atuação do CAG pode ser vista de duas maneiras: Primeira, na simulação dos parâmetros S medindo-se somente o amplificador; segunda, variando-se a potência óptica na entrada do receptor. Nas figuras 6.7 e 6.8 temos a simulação dos parâmetros S gerados pelo Network Analyser com uma potência de entrada de -10dBm, fazendo com que o CAG atue.

Na figura 6.7 observa-se que em baixa frequência o ganho de tensão ou S_{21} com -10dBm na entrada caiu devido a atuação do CAG. Foi obtido um valor de aproximadamente 22dB para a amostra 1 e 21,5dB para a amostra 2, diferentemente do valor de 29dB obtido com -50dBm na entrada como mostrado na figura 6.2. O G_T em baixa frequência utilizando-se a equação (5.1) é de 60dBΩ para a amostra 1, e de 58dBΩ para a amostra 2.

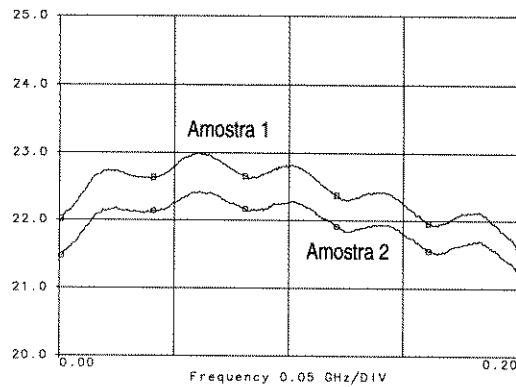


Figura 6.7: Medida de S_{21} do amplificador com C_{det} de 0,5pF e CAG atuando.

Na figura 6.8, foi medida através de S_{11} e equação (6.1) para a amostra 1 uma impedância de entrada em baixa frequência (1MHz) de 110,45 Ω , e 90,4 Ω para a amostra 2. Isto é explicado pelo excesso de relimentação que faz com que haja uma diminuição da impedância de entrada para esta topologia, visto no ítem 2.3.4. A impedância de saída não varia com a inserção do CAG, como visto nos ítems 2.3.4 e 6.3.1.

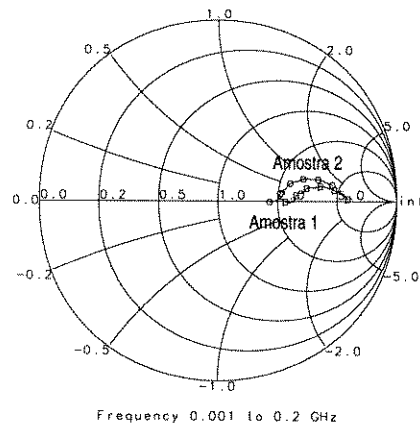


Figura 6.8: Medida de S_{11} do amplificador com C_{det} de 0,5pF e CAG atuando.

Já para a medida da saída do receptor óptico montado com o analisador de espectro, foram utilizados dois níveis de potência de entrada. Um nível de potência de -32,2dBm que não ativa o CAG, e uma potência óptica de -12,2dBm que seguramente ativa o CAG. Desta forma, é imposta uma variação de 20dB's ópticos na entrada do receptor.

Nos gráficos da figura 6.9 vemos que para uma frequência de 30MHz, onde a curva é plana, temos uma variação de ganho de tensão na saída de 17dB para a amostra 1 e 18dB para a amostra 2.

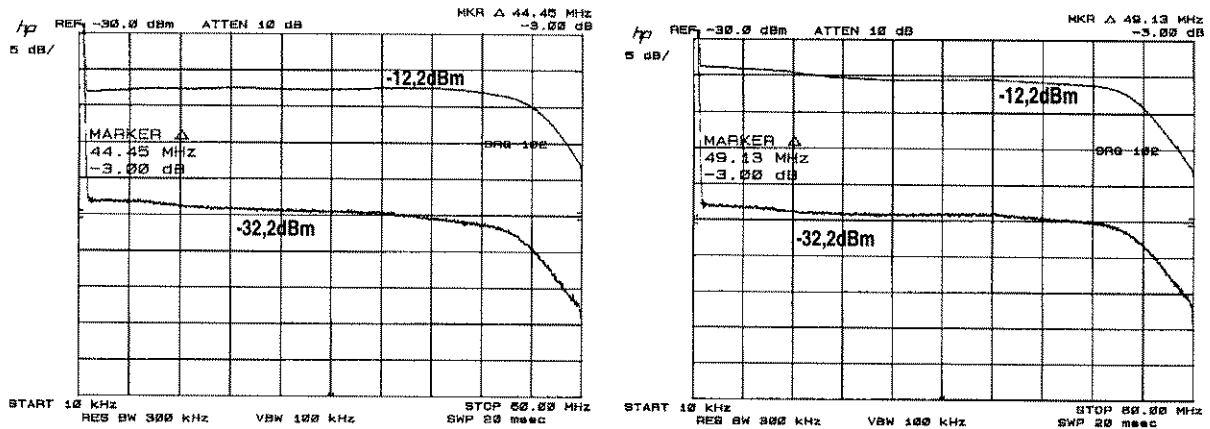


Figura 6.9: Potência óptica de -32,2dBm e -12,2dBm com LPF na entrada para a amostra 1 (a), e amostra 2 (b).

6.3.5 Atuação do CAG no Tempo

A verificação do comportamento do CAG no domínio do tempo é realizada fazendo-se uma correlação entre a potência de sinal óptico fornecido ao receptor com a respectiva monitoração da tensão de saída através de um osciloscópio. A tensão obtida é o valor que irá fornecer o nível máximo em uma dada taxa de erro para a composição do diagrama de olho.

Os dados medidos para a amostra 1 sem a utilização de LPF são mostrados nas figuras 6.10 a 6.12 utilizando-se diferentes potências ópticas na entrada.

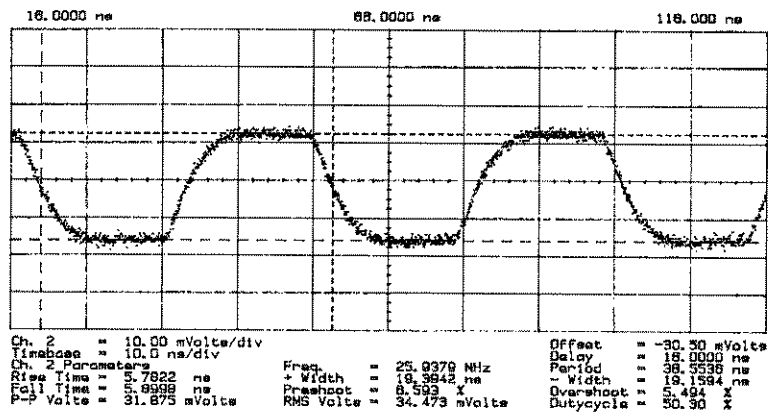


Figura 6.10: Tensão de saída com potência óptica de -30dBm.

Para -30dBm temos uma tensão de 31,87mV_{pp} com um off-set de tensão devido ao acoplamento capacitivo na saída de -30,5mV. Para -15dBm temos 325mV_{pp} com o mesmo off-set e para 0dBm de entrada, foi obtida um a tensão de 532mV_{pp} com um off-set de -42mV.

A tensão de saída de 532mV_{pp} (0dBm) está em conformidade com o dimensionamento da excursão de sinal sem que ocorra saturação devido ao excesso em amplitude, que causa uma maior taxa de erro conforme o ítem 3.5.2.

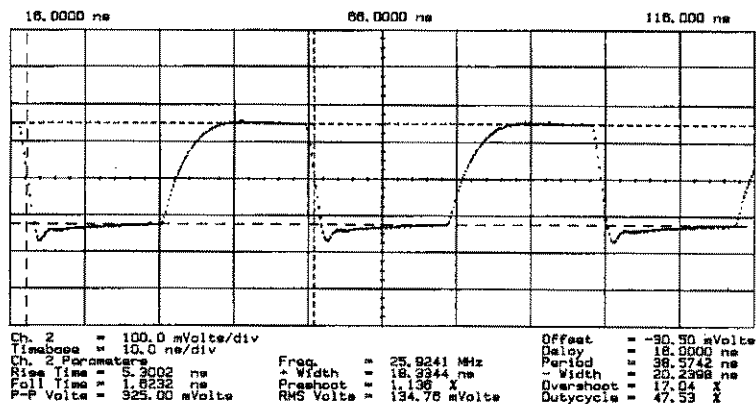


Figura 6.11: Tensão de saída com potência óptica de -15dBm.

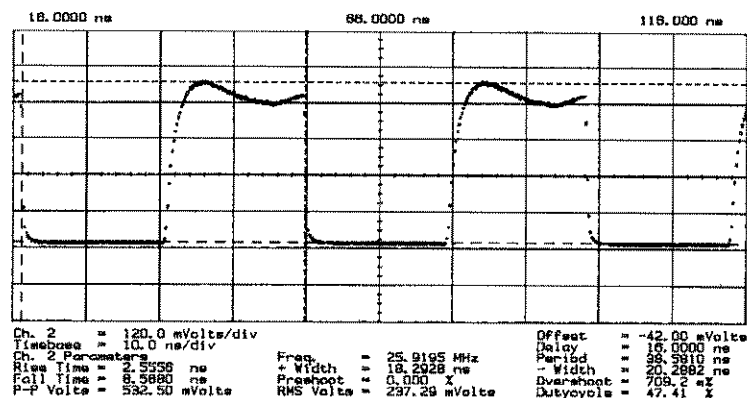


Figura 6.12: Tensão de saída com potência óptica de 0dBm.

6.3.6 Diagrama de Olho

Para uma melhor verificação do diagrama de olho, utilizam-se diferentes potências ópticas de entrada. Os níveis de tensão descritos a seguir são medidos tomando como base o máximo nível de tensão interno ao diagrama de olho para a taxa de erro de 10^{-9} . Também é medido o ruído de *jitter*, e a tensão de *off-set* de saída provocada pelo acoplamento capacitivo do amplificador com a carga.

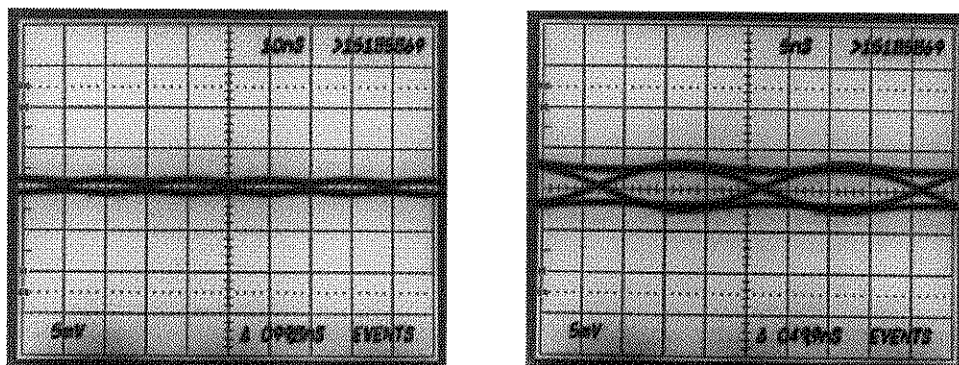


Figura 6.13: Diagrama de olho para a amostra 2 com LPF de um sinal de -45dBm (a), e -40dBm (b).

Na figura 6.13 temos para a amostra 2 um sinal de -45dBm e -40dBm ópticos medidos em um osciloscópio analógico da Tektronix. Como a sensibilidade do osciloscópio é de 5mV/div, ocorre que o sinal de -45dBm ocupa aproximadamente meia divisão e consequentemente uma incerteza do valor de tensão medido; que é de $1,5\text{mV}_{pp}$ no interior do olho. Já para -40dBm o valor obtido é de aproximadamente 4mV_{pp} , e 1,3ns de ruído de jitter.

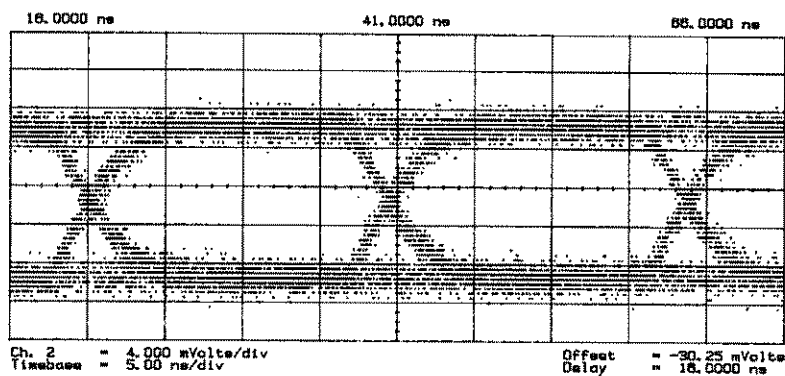


Figura 6.14: Diagrama de olho de um sinal de -35dBm para a amostra 1 sem LPF.

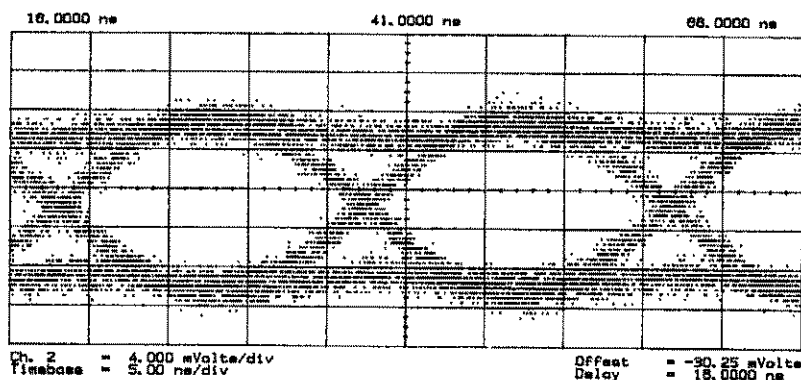


Figura 6.15: Diagrama de olho de um sinal de -35dBm para a amostra 1 com LPF.

Como pode-se verificar nas figuras 6.14 e 6.15, a amostra 1 tem uma folga de BW relacionada à taxa de 52Mb/s, sendo o off-set medido de -30,5mV com um nível de tensão de aproximadamente 12mV_{pp} e de 2,0ns de ruído de jitter.

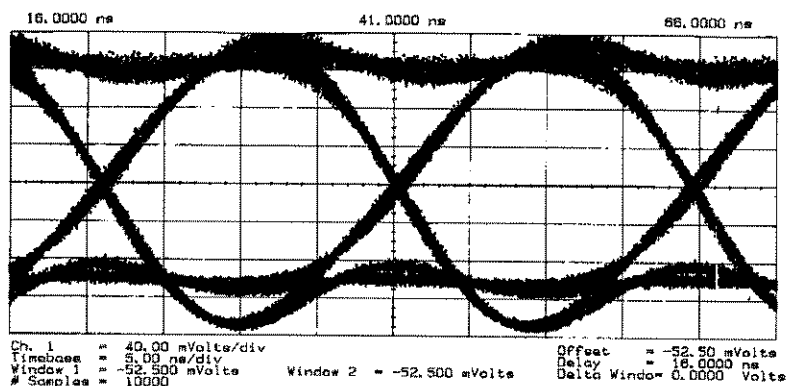


Figura 6.16: Diagrama de olho de um sinal de -20dBm para a amostra 1 com LPF.

Para a medida de -20dBm da amostra 1, temos um nível de 220mV_{pp} com 1,3ns de *jitter*, e um *off-set* em torno de -50mV na figura 6.16.

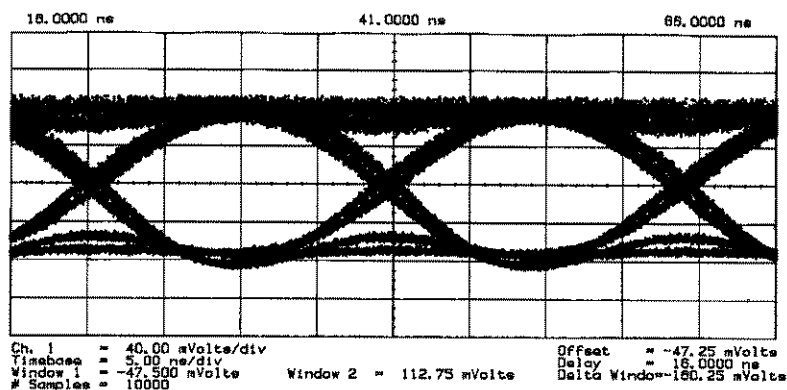


Figura 6.17: Diagrama de olho de um sinal de -10dBm para a amostra 2 com LPF.

Para -10dBm na amostra 2, temos uma tensão medida de 130mV_{pp} com uma tensão de *off-set* de aproximadamente -47mV, além de um *jitter* de 2,0ns, mostrado na figura 6.17.

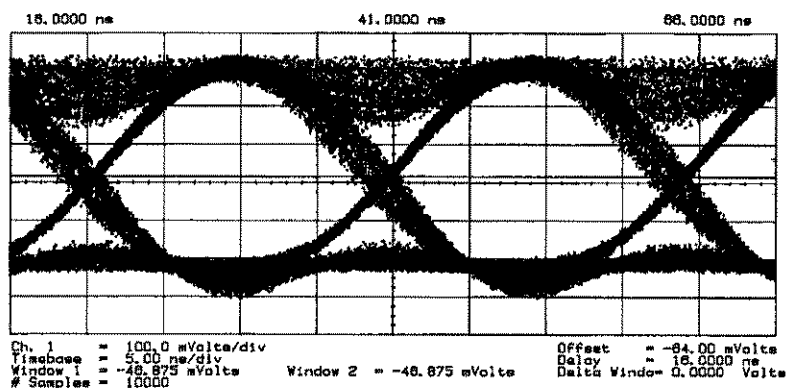


Figura 6.18: Diagrama de olho de um sinal de -3dBm para a amostra 1 com LPF.

Com -3dBm de potência na figura 6.18, foi medida uma tensão de 475mV_{pp} e um *off-set* de -64mV, com um *jitter* de 3,0ns para a amostra 1.

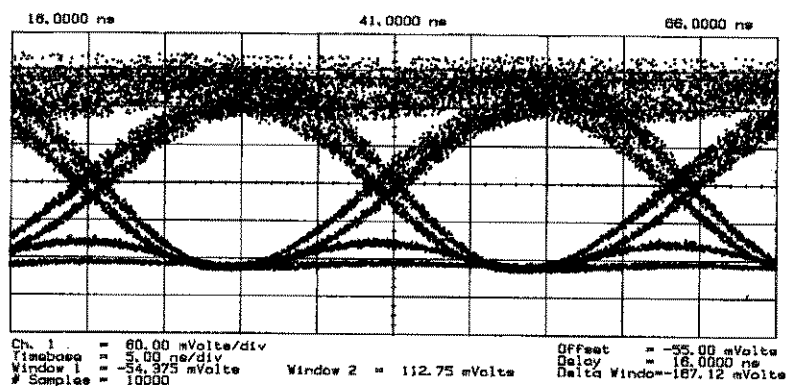


Figura 6.19: Diagrama de olho de um sinal de 0dBm para a amostra 2 com LPF.

Como 0dBm está próximo do valor de máxima potência que o amplificador pode processar, foram medidas tensões de aproximadamente 240mV_{pp} de amplitude e de -65mV de *off-set*. O *jitter* medido também foi de 3,0ns.

Nas figuras anteriores, os diagramas de olho têm uma conformação que obedece a um padrão, verificando-se que elevados valores de potência óptica tendem a degradar significativamente este padrão e portanto acrescentar erros nas conversões optoeletricas causadas por uma intensa saturação do sinal de saída. Além disso, verificamos um maior nível de ruído nas marcas (*I's*) devido a um maior nível de ruído proveniente do ruído modal (pequenas variações em λ na fonte óptica) ou desalinhamento no conector óptico, conforme [29].

6.3.7 Ruído

Para a medida de ruído com o medidor de figura de ruído, segundo o procedimento mostrado no item 5.3.12.2, foram realizadas as medidas de potência de ruído referidas a um valor de -174dBm/Hz proveniente do equipamento. Estas medidas juntamente com as medidas de G_T obtidos pelos parâmetros S , levam posteriormente a dados para a confecção das curvas de densidade espectral de ruído de entrada das amostras. Na figura 6.20 temos a curva para a amostra 2 obtida com e sem a presença do filtro até a frequência de 180MHz, e na figura 6.21 as curvas de densidade espectral para as amostras 1 e 2 utilizando-se o filtro *LPF*.

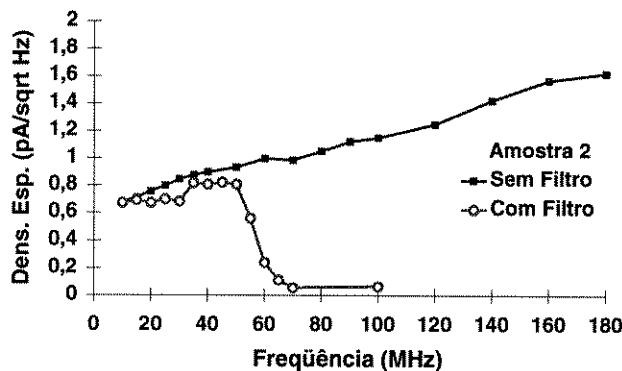


Figura 6.20: Densidade espectral de ruído de entrada para a amostra 2 com e sem *LPF*.

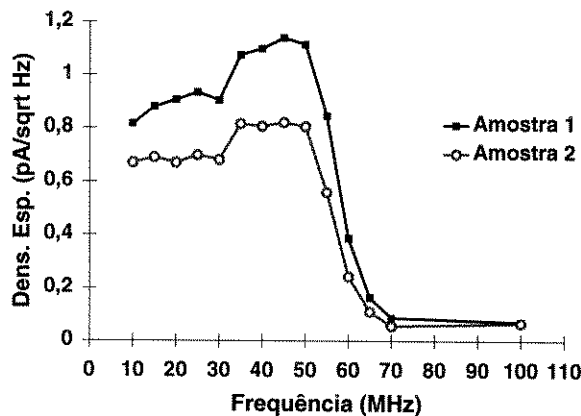


Figura 6.21: Densidade espectral de ruído de entrada para as amostras 1 e 2 com *LPF*.

Para a medida de ruído com o voltímetro *RF* (conforme descrito no item 5.3.12.1), foi utilizado o equipamento de um fabricante nacional de receptores ópticos como mostrado na tabela 6.2, com a diferença no *set-up* do voltímetro utilizado (*Boonton 9200B RF Voltmeter*) e do filtro passa-baixa de 32MHz [59].

Tabela 6.2: Medida de ruído com voltímetro *RF*.

	Amostra 1	Amostra 2	Amostra 3
$\langle V_n \rangle$ (mV _{RMS})	0,23	0,15	0,20

6.3.8 Sensibilidade

Na entrada do receptor temos uma potência óptica de +0,5dBm, com o atenuador óptico não inserindo qualquer perda. Com uma potência de -20dBm fornecida ao receptor, verifica-se que a medida do receptor/gerador de taxa de erro apresenta uma taxa menor que 10^{-9} . Atenua-se o sinal de entrada até que o erro tenda a ser maior ou igual que 10^{-9} . Neste ponto é efetuada a medida de potência óptica que incide no receptor, sendo este o valor da sensibilidade. Para a amostra 1 foi feita a medida com e sem a presença do *LPF*, mostrada na tabela 6.3.

Tabela 6.3: Medida de sensibilidade em dBm para BER de 10^{-9} .

	Amostra 1
Com LPF	-37,50
Sem LPF	-36,31

A medida com a presença do filtro deixa o sinal menos susceptível a ruídos acima da faixa necessária para 52Mb/s, obtendo-se um incremento de 1,2dB na sensibilidade.

Para a amostra 2, a medida não pode ser realizada nas mesmas condições devido a inversão do sinal recebido na entrada pelo amplificador como visto no início do item 6, pois o equipamento não tem inserido um inversor para a recepção do sinal na mesma fase que o modulado no laser.

Em função das medidas de ruído com o voltímetro *RF* no item 5.3.12.1, e com a obtenção do G_T nos itens 5.3.5 e 6.3.1, obtém-se a sensibilidade dos *CI's* na tabela 6.4.

Tabela 6.4: Medida de sensibilidade (*S*) obtida em função da medida de ruído.

	G_T (dB Ω)	R_T (k Ω)	$\langle V_N \rangle$ (mV _{RMS})	<i>S</i> (dBm)
Amostra 1	87	22,38	0,23	-42,10
Amostra 2	85	17,78	0,15	-43,00
Amostra 3	---	---	0,20	---

Para a amostra 3 não foram efetuadas as medidas de parâmetros *S* para a obtenção da transimpedância, porém como a medida de ruído está na média dos valores da tabela 6.4 e das medidas efetuadas pelo fabricante [59] para *CI's* da *Anadigics* (que estão entre -42dBm e -45dBm utilizando *CAG*), espera-se que

a sensibilidade esteja entre os valores das amostras 1 e 2 .

6.3.9 Máxima Potência Óptica

Com o procedimento do ítem anterior de estabilizar o receptor em -20dBm, faz-se agora uma diminuição da atenuação até que o ponto em que a taxa de erro tenda a ser maior que 10^{-9} . Neste ponto é então feita uma medição da máxima potência óptica permitida para esta taxa. Para a amostra 1 foi feita a medida com e sem LPF mostrada na tabela 6.5 abaixo, em função dos valores obtidos na tabela 6.3.

Tabela 6.5: Medida de máxima potência óptica em dBm para BER de 10^{-9} .

	Amostra 1
Com LPF	+0,50
Sem LPF	+0,30

Os valores obtidos estão inteiramente de acordo com o valor de máxima potência óptica obtida pela *Anadigics* [69], operando na taxa de erro especificada para correntes fotogeradas em torno de 1mA.

6.3.10 Faixa Dinâmica

A faixa dinâmica é obtida em função da subtração dos valores de sensibilidade e da máxima potência óptica de entrada para uma taxa de erro menor ou igual a 10^{-9} . Para a amostra 1 os valores são mostrados na tabela 6.6 abaixo.

Tabela 6.6: Medida de faixa dinâmica em dB com um BER de 10^{-9} para a amostra 1.

	Gerador/Receptor	Voltímetro RMS
Com LPF	38,0	42,10
Sem LPF	36,0	---

Vale lembrar que estes valores estão restritos à sensibilidade do equipamento receptor da *Anritsu* [50]. Normalmente são utilizados para estas medidas um amplificador adicional de baixo ruído e banda larga com aproximadamente 20dB de ganho de tensão, eliminando-se a influência do equipamento receptor nas medidas.

7. ANÁLISE COMPARATIVA

7.1 Conversor Optoelétrico

As características mais importantes do fotodetector utilizado na simulação foram estimadas para introduzir uma degradação adicional à da especificação. A corrente de escuro medida de $1,2\text{nA}@10\text{V}$ introduz um valor adicional de ruído nos cálculos, pois a polarização utilizada é de 5V . O valor da capacitância parasita de $0,6\text{pF}$ utilizada na simulação também é maior que o da especificação e da medida, devendo-se obter uma BW um pouco superior à obtida na simulação. A responsividade utilizada no cálculo das potências mínima, média e máxima na simulação foi de $0,9\text{A/W}$ e é inferior à obtida na medida, com $1,0\text{A/W}$. A razão de extinção medida no gerador *SONET* foi de 11dB , sendo superior ao valor de especificação da tabela 1.5, introduzindo assim um menor nível de ruído. Os dados mencionados encontram-se na tabela 7.1 abaixo.

Tabela 7.1: Comparação das características do fotodetector utilizado e da fonte óptica.

Característica	Especificação	Simulação	Medida
Corrente Escuro @ 10V (pA)	---	---	1200
Capacitância @ -5V (pF)	0,5	0,6	0,5
Responsividade (A/W)	---	0,9	1,0
Razão de Extinção (dB)	10	---	11

Para o fotodetector e para a razão de extinção, os valores utilizados nas simulações estão de acordo com os dados obtidos e utilizados pelas medidas.

7.2 Polarização

Na tabela 7.2 temos a comparação dos dados simulados e medidos. Podemos verificar que as correntes de polarização estão abaixo do valor simulado, principalmente I_{DD} da amostra 2, com 42% do valor inferior ao simulado com o processo nominal.

Tabela 7.2: Comparação das características de polarização.

Característica	Simulação Nominal	Amostra 1	Amostra 2	Amostra 3
I_{DD} (mA)	51,77	46,07	36,50	50,15
I_{SS} (mA)	19,70	17,40	17,35	19,17
V_1 (V)	-0,80	-0,71	-0,71	-0,77
V_{19} (V)	1,46	1,38	1,29	1,30
V_{21} (V)	-2,44	-2,21	-2,14	-2,32

Estas diferentes correntes propiciam níveis diversos de polarização, verificando-se um valor 15% acima da tensão de entrada V_I , que é refletida em todo o circuito, causando uma maior corrente de dreno

além de um ruído maior para o primeiro transistor de ganho. Também foram obtidos valores maiores para as tensões V_{2I} de CAG ocorrendo um deslocamento do nível de atuação do CAG que por sua vez diminui o valor do limiar proposto. As tensões de saída V_{I9} medidas não provocam variações significativas quanto ao valor de pico da excursão de sinal, apesar de deslocadas.

Como podemos verificar, as medidas não têm os mesmos valores proporcionados pelo processo de simulação nominal *NMNMNM*, porém não limitam o correto funcionamento dos amplificadores, como previsto anteriormente.

7.3 Características em Frequência

Para a obtenção dos dados em frequência, considerando-se a atuação do CAG, inserimos no arquivo *SPICE* uma tensão *DC* que é somada com a tensão normal de CAG, com o intuito de simular as condições em frequência quando o CAG está atuando e o amplificador se encontra em regime permanente. Para um valor médio de -10dBm na entrada, esta tensão é de 0,28V adicionada ao valor de V_{2I} . Para que não ocorram alterações nas constantes de tempo do circuito, esta tensão V_{2I} foi alterada para -2,176V acrescentando-se uma fonte de tensão de 135V em série com um resistor de 10M Ω .

Tabela 7.3: Comparação das características em frequência.

Característica	Especificação típica	Cálculo	Simulação Nominal	Amostra 1	Amostra 2
G_T (dB Ω) (-50dBm)	87	87,38	87,2	87	85
G_T (dB Ω) com CAG (-10dBm)	---	---	81,34	60	58
BW (MHz)	50	78,63	79,4	49,8	63,9
BW (MHz) com filtro	---	---	---	44,45	49,15
BW (MHz) com CAG	---	---	158,49	142,6	165,4
BW (MHz) com CAG @ filtro	---	---	---	54,17	54,2
Ganho de Tensão (dB)	---	30,57	28,26	29	29,5
Ganho Tensão (dB) com CAG	---	---	27,85	22	21,5
Z_{in} (Ω)	---	692,39	846	1561	1498
Z_{in} (Ω) com CAG	---	---	196,5	110,45	90,4
Z_{out} (Ω)	50	44,24	50	60,8	60,8
Z_{out} (Ω) com CAG	---	---	50	60,8	60,8

O ganho de tensão sem CAG tem praticamente o mesmo valor do ganho do circuito com o CAG, pois a alteração ocorre no G_T que é uma função da variação da impedância de entrada conforme as equações (5.1) e (6.1). Isto é corroborado pelas discussões do item 2 sobre a intensidade de realimentação, provando assim a correta atuação do CAG perante os dados medidos de parâmetros S que são mostrados nas figuras 6.7 e 6.8.

7.4 Características no Tempo

Baseado nos dados das figuras 6.6 obtidos com o analisador de espectro, estabelece-se uma referência

através de uma potência óptica de entrada de -32,2dBm, estando o CAG praticamente fora do circuito. Com o fornecimento de um maior nível de potência, -12,2dBm, certamente ocorre a atuação do CAG. A variação de sinal óptico de 20dB na entrada, implica em uma obtenção na saída do amplificador de 40dB em tensão. O que verificamos na figura 6.9 é uma variação de tensão de 17dB para a amostra 1 e 18dB para a amostra 2. Deste modo, podemos afirmar que há um correto funcionamento do CAG, atenuando o sinal de saída em aproximadamente 23dBV com -10dBm óptico na entrada. Logicamente, esta compressão do G_T mostra um comportamento adequado do CAG para grandes sinais, que tem o limiar de tensão alterado em função da diferença de nível quiescente.

Valores de tensão de saída foram medidas para a amostra 1 através de um osciloscópio analógico Tektronix 7904 em função da potência de entrada para uma melhor comparação com os dados de simulação. Na figura 7.1 abaixo temos a curva medida de compressão do ganho da tensão de saída do amplificador juntamente com a curva simulada no ítem 3.5.3, e na figura 7.2 a curva de atenuação de ganho de tensão considerando-se a resposta da curva na região linear também com a curva simulada.

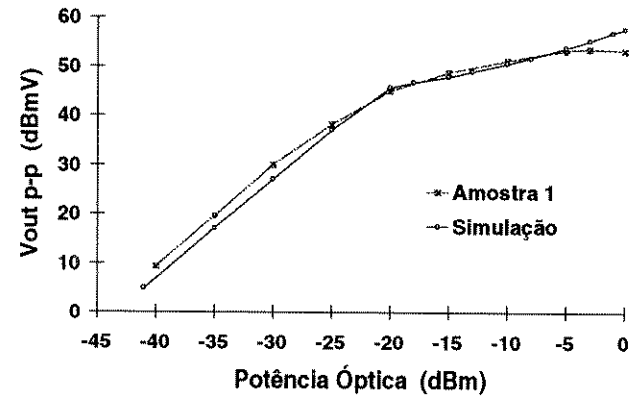


Figura 7.1: Compressão da tensão de saída para a amostra 1.

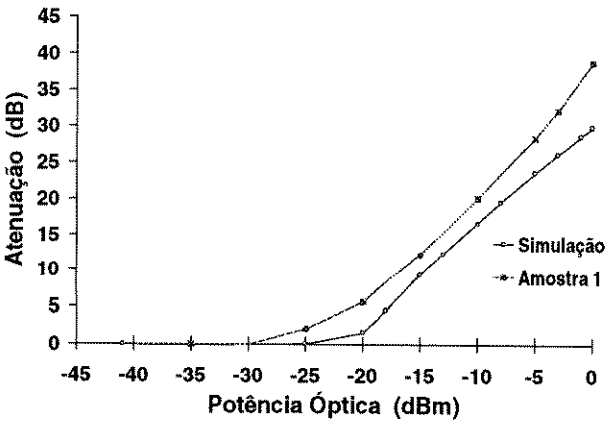


Figura 7.2: Atenuação do sinal de tensão de saída para a amostra 1.

Tabela 7.4: Comparação das características em regime permanente.

Característica	Especificação	Simulação	Amostra 1
Atenuação CAG em -10dBm (dB)	---	16,77	20
Limiar do CAG (dBm)	---	-25	-30

7.5 Taxa de Erro

A diferença da sensibilidade obtida de -37,5dBm ao invés de -42,10dBm (voltímetro *RMS*) para a amostra 1 se deve ao equipamento utilizado na medida onde não está otimizada a variação de fase no momento da amostragem, além do discutido no item 6.3.10. Também influencia a utilização do *gig* de teste do item 4.1 não sendo totalmente adequada para a medida de ruído nas amostras 1 e 2, fornecendo excelentes indicativos para a verificação de todo o funcionamento da polarização, transiente, e BW/G_T do CAG.

Tabela 7.5: Comparação das características de taxa de erro para a amostra 1.

Característica	Especificação	Gerador/ Receptor	Voltímetro RMS
Sensibilidade (dBm)	-40	-37,5	-42,10
Pot. Óptica Máxima (dBm)	0	+0,5	---
Faixa Dinâmica (dB)	40	38	42,60

7.6 Ruído

Com a simulação da densidade espectral de ruído obtida no *SPICE* e mostrada no item 3.6.2, podemos verificar que o ruído mínimo na BW é de $1,218\text{pA/Hz}^{1/2}$ em 10MHz, sendo que este valor de frequência é o início da escala do equipamento de medida. Este valor é aproximadamente o dobro do obtido pela amostra 2 na mesma frequência, sendo que esta diferença é devida à imprecisão do modelo de ruído proposto pela *foundry*. Isto, entretanto não compromete o projeto porque a otimização foi feita sobre dados relativamente maiores que os medidos. As densidades de ruído equivalente na entrada obtidas nas medidas vistas nas figuras 6.20 e 6.21 são compatíveis com os dados fornecidos pela literatura [68].

Verificou-se que as medidas efetuadas com o medidor de figura de ruído, que tem início de escala em 10MHz, forneceram um valor inferior ao obtido em simulação para o processo nominal, que foi de $1,218\text{pA/Hz}^{1/2}$.

Também verificou-se uma atenuação da ordem de 20 vezes do nível de ruído equivalente de entrada para a frequência de 100MHz com a utilização do *LPF*, que se constitui num componente indispensável para um receptor de baixo ruído.

Tabela 7.6: Comparação das características de ruído obtidos pelo medidor de figura de ruído.

Característica	Especificação	Simulação	Amostra 1	Amostra 2
Menor Densidade de Ruído na Faixa ($\text{pA/Hz}^{1/2}$)	---	1,218	---	---
Densidade de Ruído em 10MHz ($\text{pA/Hz}^{1/2}$)	---	1,222	0,816	0,671
Densidade de Ruído em 100MHz ($\text{pA/Hz}^{1/2}$) sem LPF	---	2,768	1,576	1,149
Densidade de Ruído em 100MHz ($\text{pA/Hz}^{1/2}$) com LPF	---	---	0,072	0,067

A verificação do *jitter* é realizada para se estabelecer qual é o nível obtido em função da potência de entrada. Para a caracterização do receptor óptico não é necessária a caracterização do ruído de fase ou do *jitter*, que é função da modulação de sinal na fonte óptica e dos efeitos de dispersão relacionados com a fibra. Geralmente após o circuito de recuperação de relógio [27], é que este ruído é caracterizado tendo como referência a fonte óptica.

O encapsulamento *DIP14* do ítem 4.2 hermeticamente selado e com o aterramento otimizado para o *CI*, fornece menor valor de ruído e maior sensibilidade. Verificando-se a tabela 7.2, obtemos as polarizações internas semelhantes ao do processo nominal, bem como as correntes de polarização. A corrente de polarização positiva para a amostra 3 é de aproximadamente 4mA maior que a da amostra 1, causando uma maior corrente de ruído conforme visto na tabela 6.4. Com isso, pode-se estimar uma sensibilidade de aproximadamente de -42,0dBm. Para a amostra 2, verificamos uma menor corrente de polarização bem com uma menor tensão de ruído comparando-se com amostras com correntes de polarização mais elevadas. Menor ruído (como também pode ser verificado na figura 6.21 através da densidade espectral de ruído equivalente na entrada) para um G_T aproximadamente igual, resulta em uma maior sensibilidade para o amplificador.

7.7 Análise Geral

Na tabela 7.7 abaixo temos os dados das tabelas 3.21 e 3.25, facilitando o processo comparativo com os dados provenientes das medidas, para todas as variações de processo.

Tabela 7.7: Dados provenientes das simulações para todos os processos disponíveis.

Nome do Processo	Influência das Variações de Processo							
	Nó 1 (V)	Nó 19 (V)	Nó 21 (V)	(dBΩ)	(MHz)	Densid. Ruído	I+ (mA)	I- (mA)
NM NMNM	-0,80	1,464	-2,446	87,28	79,43	1,218	51,77	19,70
HH HI HI	-1,1754	1,5824	-3,0652	77,81	160,53	2,449	67,05	25,11
HH HI LO	-1,1303	1,4090	-2,8136	59,46	993,25	7,057	73,58	27,24
HH LO HI	-1,1597	1,4900	-2,9395	65,65	491,66	4,836	67,25	25,15
HH LO LO	-1,1174	1,3141	-2,6860	54,27	1420,00	9,522	73,70	27,28
HL HI HI	-1,0823	1,5844	-3,1488	90,338	130,818	1,048	74,12	27,16
HL HI LO	-1,0500	1,3739	-2,8820	86,535	261,732	1,3731	82,10	29,71
HL LO HI	-1,0557	1,4183	-3,0272	90,32	130,81	1,044	72,50	26,28
HL LO LO	-1,0325	1,1985	-2,7627	73,36	846,97	2,731	79,94	28,67
LH HI HI	-0,6427	1,6598	-2,2911	88,04	24,08	1,127	38,53	16,09
LH HI LO	-0,6040	1,5737	-2,1405	84,10	47,07	1,449	42,80	17,69
LH LO HI	-0,6219	1,5757	-2,1636	88,03	24,60	1,129	38,86	16,14
LH LO LO	-0,5842	1,4884	-2,0107	84,08	48,06	1,451	43,19	17,75
LL HI HI	-0,5783	1,5947	-2,3189	89,88	63,09	0,871	41,00	16,01
LL HI LO	-0,5556	1,4920	-2,1685	85,96	125,89	1,128	45,77	17,72
LL LO HI	-0,5690	1,4945	-2,1969	89,86	64,43	0,873	41,16	16,04
LL LO LO	-0,5469	1,3909	-2,0450	85,94	127,98	1,130	45,93	17,75

Os dados obtidos na tabela 7.7 acima para os processos fixados não são obtidos nas medidas. Deve-se proceder na obtenção do processo adequado, procurando-se valores próximos e que tenham a mesma tendência de variação. Com os resultados obtidos através do item 6 e das medidas das amostras, obtém-se a tabela 7.8 abaixo:

Tabela 7.8: Características medidas e comparação com a variação de processo.

Nome do Processo	Influência das Variações de Processo							
	Nó 1 (V)	Nó 19 (V)	Nó 21 (V)	G _T (dBΩ)	BW (MHz)	Densid. Ruído	I+ (mA)	I- (mA)
NMNMNM	-0,80	1,464	-2,446	87,28	79,43	1,218	51,77	19,70
Amostra 1	-0,71	1,38	-2,21	87,0	49,8	0,816	46,07	17,40
LHHILO	-0,6040	1,5737	-2,1405	84,10	47,07	1,449	42,80	17,69
Amostra 2	-0,71	1,29	-2,14	86,0	63,9	0,671	36,50	17,35
LLLOHI	-0,5690	1,4945	-2,1969	89,86	64,43	0,873	41,16	16,04

As medidas de *BW* devem ser realizadas sem o *LPF* e com uma potência na qual o *CAG* não atue, tal como -32,2dBm, a fim de não mascarar os dados obtidos que indicam o processo que mais se aproxima da realidade.

Foram então encontrados o processo *LHHILO* para a amostra 1 e o *LLLOHI* para a amostra 2, indicando uma sensível variação em relação ao processo nominal de simulação/otimização, porém, que estão de acordo com o previsto na tabela 3.21 e com o item de especificação 1.3.

Capítulo IV

Considerações Finais

8. EXTENSÃO DO PROJETO

O projeto pré-amplificador para recepção óptica é orientado com o propósito de um único projeto ser adequado para o maior número de taxas possíveis conforme descrito na introdução, fazendo com que o custo seja minimizado. Como se pode verificar na tabela I.1 as últimas taxas de trabalho são de 2,5Gb/s e 10Gb/s, não interagindo com uma abordagem de projeto de alto ganho com mais de um estágio e baixa frequência como de 52Mb/s mostrado na figura 8.1 por apresentar um longo caminho do sinal que intrinsecamente proporciona uma menor taxa de *bit* por ter um maior atraso de sinal [49][60]. Desta forma, o projeto contempla perfeitamente as três primeiras taxas da tabela I.1, sendo factível então a proposição de um projeto com um mínimo de variações para estas três taxas.

Logicamente, para haver uma melhor adequação à taxa de trabalho, as dimensões dos transistores são alteradas para um melhor desempenho em frequência e excursão de sinal, não alterando a proposição inicial de único projeto. Todas as análises de pequenos e grandes sinais feitas para o amplificador de 52Mb/s são válidas para os de 155 e 622Mb/s.

Como única diferença de projeto, temos uma variação do estágio de *buffer* para compatibilizar as maiores frequência de operação, como descrito no item 8.1.

Outra vantagem é a utilização do mesmo projeto de polarização e optoeletrônico para diferentes taxas, otimizando também o tempo de montagem e custos, sendo necessária apenas uma única caracterização de parasitas de entrada para os três projetos.

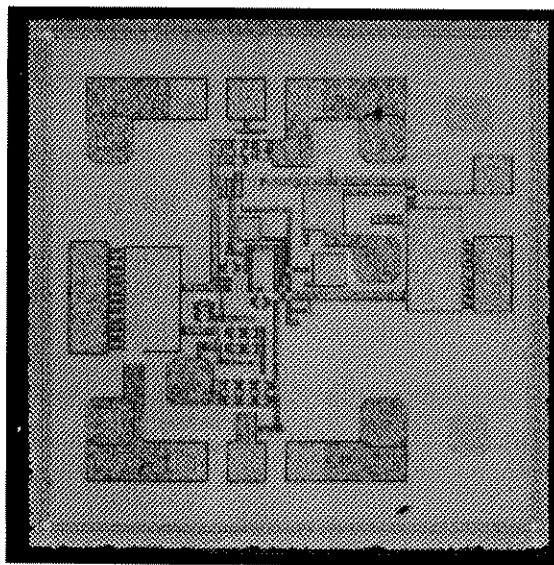


Figura 8.1: Fotografia do chip amplificador de transimpedância de 52Mb/s para STM-0 / SONET OC-1.

8.1 Amplificador para 155Mb/s

O que diferencia em termos de projeto o amplificador de 155Mb/s para o implementado é o estágio de *buffer*, permitindo-se uma maior separação e consequentemente um menor valor de carga imposto entre os estágios diferencial e de saída, conforme a figura 8.2.

O transistor de saída é excitado por um sinal de tensão diretamente do estágio de *buffer* através do transistor T_{15} , para que tenhamos na saída uma polarização adequada para maior excursão de sinal. Isto implica num maior nível de potência óptica recebida, e faixa dinâmica.

Este efeito de carga pode ser analisado verificando-se a figura 2.5, onde temos para o transistor T_5 conectado diretamente ao estágio de *buffer*, fazendo com que tenhamos uma soma das condutâncias de T_5 , T_8 e G_F . Desta forma, no lado direito do amplificador diferencial agora somente circula uma corrente em função de T_5 e não mais em função de T_5 e T_8 , propiciando um maior ganho de tensão.

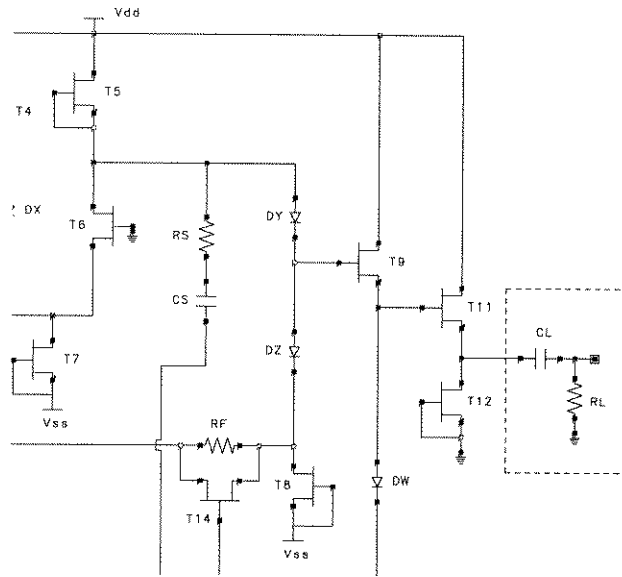


Figura 8.2: Estágio de *buffer* para o amplificador de 155Mb/s.

Em função de um menor valor de impedância de carga do diferencial, obtém-se um menor ganho de tensão. Na equação (2.19) do item (2.2) verificamos que a BW é diretamente proporcional a este ganho.

A geração do sinal de 155Mb/s pode ser realizada através de uma onda quadrada de 12,8ns com uma taxa de trabalho de 50%, isto é, um pulso de 6,4ns. Na figura 8.3 temos as curvas de transiente para o sinal acima com 0,5mA (-2,6dBm óptico). Em 200ns verifica-se o nível de sinal e a conformação do pulso com o CAG tentando ajustar-se ao níveis em questão. Com a estabilização do CAG após 25 μ s, obtém-se a conformação da curva no nó de maior nível de sinal do CI, verificando-se o correto desempenho do amplificador para a taxa de 155Mb/s em regime permanente. Na figura 8.4 temos os sinais na saída do amplificador considerando-se as mesmas amostragens de tempo da figura 8.3.

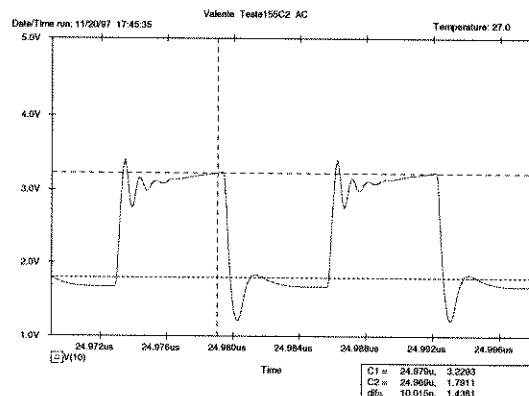
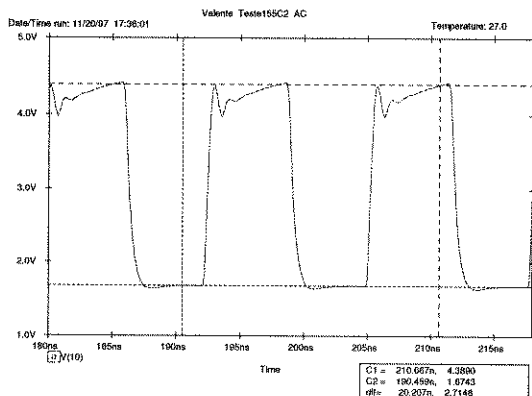


Figura 8.3: Comportamento do amplificador de 155Mb/s em 200ns e 25µs no nó 10.

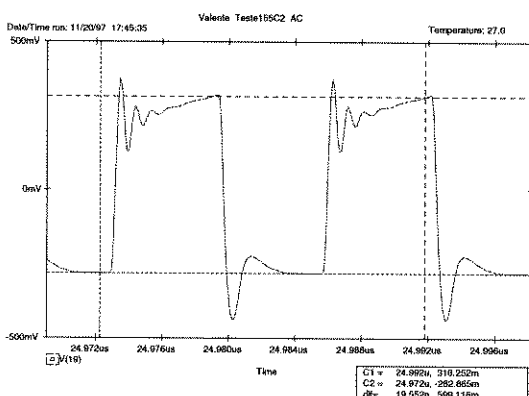
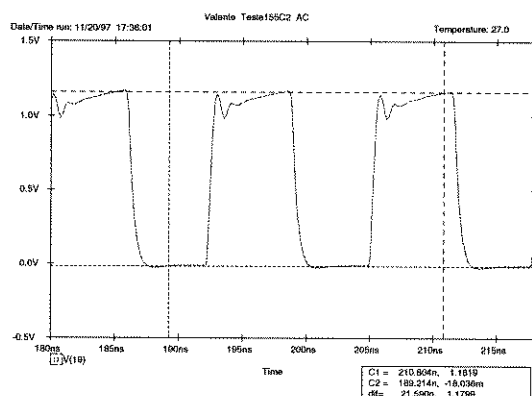


Figura 8.4: Comportamento do amplificador de 155Mb/s em 200ns e 25µs no nó de saída.

8.2 Amplificador para 622Mb/s

Todas as considerações feitas para o amplificador de 155Mb/s são válidas para o de 622Mb/s, tendo como diferença a inserção de capacitores de 10pF nos diodos deslocadores de nível, como pode ser visto na figura 8.5, cuja resistência série ($5,87\Omega$ /diodo no diferencial e $6,68\Omega$ na realimentação) apesar de ser pequena e não ser necessária nas análises dos outros dois amplificadores. Para esta faixa de frequência introduz um atraso de sinal que é facilmente compensado por estes capacitores. Esta técnica é denominada de *capacitor peaking* [61], que tende a acelerar o sinal entre os terminais dos diodos inserindo um zero em uma frequência elevada.

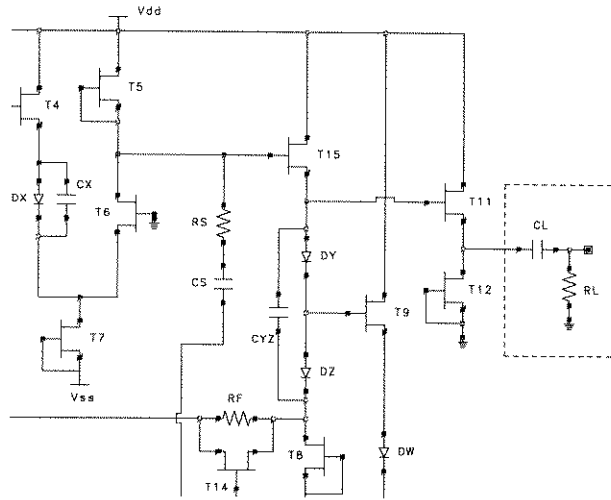


Figura 8.5: Desvio capacitivo dos diodos do diferencial e da realimentação.

Na figura 8.6 temos as curvas de transiente em 100ns para um sinal de onda quadrada com um pulso de 1,6ns e amplitude de 0,5mA (-2,6dBm óptico) nos moldes do ítem 8.1. Após a estabilização do CAG temos a conformação da curva obtida no nó 10, verificando-se o correto desempenho do amplificador para a taxa de 622Mb/s. Na figura 8.7 temos o sinal na saída para as mesmas condições acima.

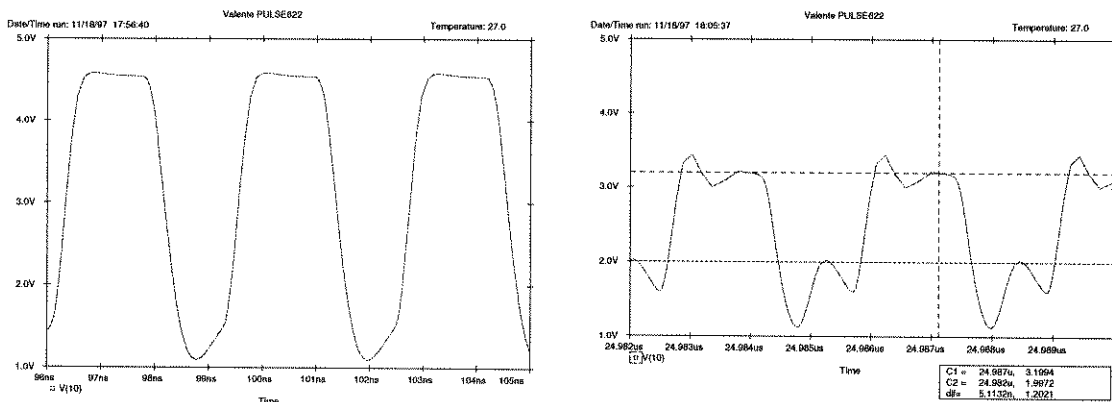


Figura 8.6: Comportamento do amplificador de 622Mb/s em 100ns e 25µs no nó 10.

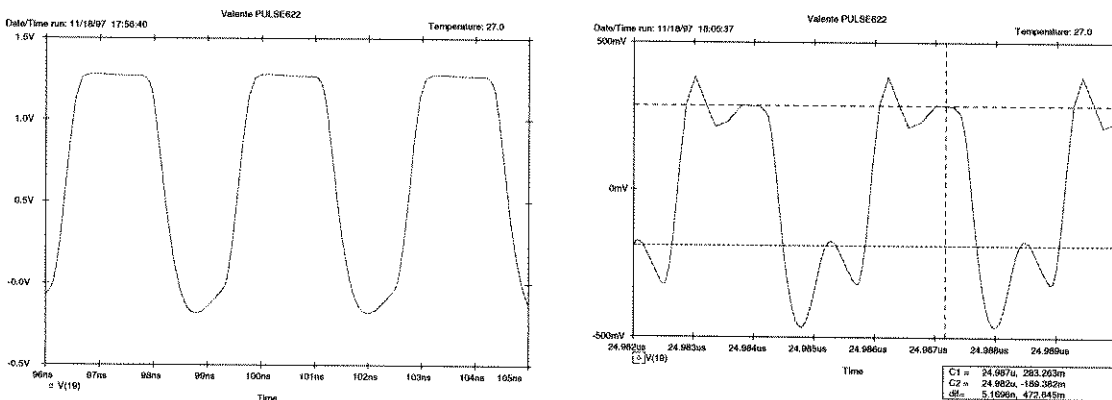


Figura 8.7: Comportamento do amplificador de 622Mb/s em 100ns e 25µs no nó de saída.

8.3 Comparação dos Amplificadores

Tabela 8.1: Características dos amplificadores projetados para diferenciadas taxas de bit.

Características	Receptor Óptico		
	52Mb/s	155Mb/s	622Mb/s
Banda Passante - BW (MHz)	70	214	735
Impedância de Entrada (Ω)	1500	500	280
Impedância de Saída (Ω)	50	50	50
Resistor de Realimentação (Ω)	60k	25k	9k
Ruído Mínimo na BW ($\text{pA/Hz}^{-1/2}$)	1,0	1,57	2,54
Const. de Tempo do CAG (μs)	16	16	16
Limiar de Atuação do CAG (μA)	2,86	15 a 30	60 a 100
Sensibilidade (dBm)	-40 a -43	-38	-32

Na tabela 8.1 temos as características do amplificador implementado de 52Mb/s e as obtidas em função da simulação para as taxas de *bit* que o projeto suporta. Verifica-se que o valor da resistência de realimentação influi sensivelmente nos valores de *BW* e do ruído, e consequentemente na diminuição da sensibilidade.

Para o limiar do CAG na tabela 8.1, têm-se como parâmetro a queda pela metade de G_T , e a impedância de entrada é obtida sem a atuação do CAG que conforme visto no item 2.3.4, é inversamente proporcional a atuação ou intensidade de realimentação.

9. CONCLUSÕES

Foram descritos neste trabalho o projeto, a implementação e os resultados da caracterização de protótipos fabricados pela *TriQuint* de um amplificador de transimpedância monolítico em *GaAs*, tecnologia de 0,5 μm , que utiliza *MESFET's* de depleção para operar em 51,84Mb/s como pré-amplificador de um receptor óptico.

A metodologia adotada e as diversas etapas do projeto foram descritas detalhadamente e com a preocupação de que o texto possa auxiliar outros projetistas que se defrontem com problemas semelhantes.

Os dados fornecidos pela *foundry* sobre as variações do processo tecnológico foram considerados em todas as etapas pertinentes do projeto, de tal modo que a topologia de amplificador adotada e as análises aplicadas pudessem levar o maior número de unidades produzidas a atenderem as especificações alvo.

Dos três protótipos caracterizados, dois atenderam plenamente as especificações estabelecidas e um deixou de funcionar no decorrer dos testes. Foi bastante animador constatar o funcionamento do circuito automático de ganho, CAG, acrescentado à topologia canônica de amplificador adotada.

Este trabalho foi fundamental para a absorção do conhecimento e do domínio de técnicas que levam à construção de amplificadores monolíticos para recepção óptica que operam em taxas ainda mais altas. Graças a isto, uma família de amplificadores, que operam com taxas de 155Mb/s, 622Mb/s, 2,5Gb/s e 10Gb/s, pode ser desenvolvida com sucesso.

No decorrer deste trabalho foram publicados 6 artigos em congressos nacionais e internacionais [9][60][74][76][77][78] e 2 em revistas técnicas internacionais [49][75] e 2 relatórios internos [67][72].

10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] K.Ogawa e E.L.Chinnock, "GaAs FET Transimpedance Front-End Design for a Wideband Optical Receiver", *Electronics Letters*, vol.15, pp. 650-653, September 1979.
- [2] Chinlon Lin, Winston Way, M.A.Saifi, "Optical-fiber amplifiers make broadband fiber networks practical", *Laser Focus world*, February 1991, pp. 161-171.
- [3] Paul E. Gray e Campbell Searle, "Princípios de Eletrônica Volume 2", Livros Técnicos e Científicos Editôra S.A., 1979.
- [4] Paul E.Gray e Campbell Searle, "Princípios de Eletrônica Volume 3", Livros Técnicos e Científicos Editôra S.A., 1978.
- [5] K.T.Foster, D.E.A.Clarke, F.Pythoud, M.Vautier, B.Capelle, L.Petrini, P.Priotti, T.Helmes, M.Friese, "VDSL Copper Transport System", *IEEE VIII International Workshop on Optical/Hybrid Access Networks*, 4th March 1997, Atlanta, USA.
- [6] Y.Mikamura, S.Iano, K.Murata, E.Tsumara, T.Suzuki, "Wide Dynamic Range PIN-GaAs IC Optical Receiver Module for 622Mb/s", *1992 Proceedings 42nd Electronic Components and Technology Conference*, IEEE, New York, pp. 406-411.
- [7] K.Ogawa, "Noise Caused by GaAs MESFETs in Optical Receivers", *The Bell System Technical Journal*, vol.60, n°6, pp. 923-928, July-August 1981.
- [8] A.N.Robinson, D.G.Haigh, C.Toumazou, "On the Design of Gallium Arsenide Receiver Pre-Amplifiers for Optical Communication Systems", *1991 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Singapore, pp.2987-2990.
- [9] Valentino Corso, Victor P. Neto, Rodrigo Fischer, Célio A.Finardi, "Amplificador Integrado de Transimpedância em GaAs para Enlaces Urbanos e Interurbanos em Sistemas SDH/STM-0", *VII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica / XIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (TELEMO)*, Curitiba-PR, Julho de 1996, pp.827-832.
- [10] M.Kumar, R.Goyal and T.H.Chen, "MMIC Design Considerations and Amplifier Design", in *Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design*, Ravender Goyal Editor, Artech House, 1989, Chapter 5, pp. 383-468.
- [11] Lasertron, "QDFT Pin Fet Receiver Module", catálogo do fabricante.
- [12] Constanta-Ibrape, "SMD - Componentes para montagem em superfície", catálogo do fabricante.
- [13] I.D.Robertson, A.H.Aghvami, "Ultrawideband biasing of MMIC distributed amplifiers using improved active load", *Electronics Letters*, 10th October 1991, vol.27, n°21, pp.1907-1909.
- [14] Asad A.Abidi, "On the Operation of Cascode Gain Stages", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.23, pp. 1434-1437, December 1988.

- [15] Ross Mactaggart, Mark Bendett, Stewart Taylor, "A Complete 400Mb/s Burst-Mode Data OEIC Receiver", GaAs IC Symposium, 1992, pp. 283-286.
- [16] J.S.Pereira, E.A.Sato, P.J.Shieh, K.Jomori, F.Borim, "Fotodetector PIN em InGaAs/InP para Comunicação Óptica", Anais IV Congresso da Sociedade Brasileira de Microeletrônica, vol.2, julho 1989.
- [17] William F. Giazza, Evandro Conforti, Hélio Waldman, "Fibras Ópticas - Tecnologia e Projeto de Sistemas", Makron Books/McGraw-Hill, 1991.
- [18] Stewart D.Personick, "Receiver Design", in Optical Fiber Telecommunications, Edited by Stewart Miller and Allan Chynoweth, Chapter 19, Academic Press Inc., pp. 627-651, 1979.
- [19] Bryon L.Kasper, "Receiver Design", in Optical Fiber Telecommunications II, Edited by Stewart Miller and Ivan P.Kaminow, Chapter 18, Academic Press Inc, pp. 689-722, 1988.
- [20] R.G.Smith, S.D.Personick, "Receiver Design for Optical Fiber Communication Systems", in Topics In Applied Physics - Semiconductor Devices for Optical Communications", Vol. 39, Ed. H.Kressel, Second Update Edition, Springer-Verlag, 1982, pp. 89-160.
- [21] Tran Van Muoi, "Receiver Design for High-Speed Optical-Fiber Systems", Journal of Lightwave Teechnology, vol.LT-2, nº3, June 1984, pp.243-267.
- [22] H.Carnes, R.Kearns & E.Basch, " Digital Optical System Design", in Optical Fiber-Transmission, Compiled and Edited by E.E.Basch, Howard & Sams Co., 1st Edition, 1987, Chapter 14, pp. 461-486.
- [23] S.D.Personick, "Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems, I", The Bell System Technical Journal, July-August 1973, pp.843-874.
- [24] John A.Phillips and Stephen J. Harrold, "GaAs Sampled Analogue Integrated Circuits", in GaAs Integrated Circuits Design and Technology, Joseph Mun Editor, MacMillan Publishing Company, 1988, Chapter 6, pp. 320-375.
- [25] Kamilo Feher, "Digital Communications - Microwave Applications", Prentice Hall, 1981.
- [26] Gilberto Silva, O.Barradas, "Telecomunicações: Sistemas de Radiovisibilidade", Livros Técnicos e Científicos Editôra, Embratel, 2^o Edição, 1978.
- [27] Hans Ransijn and Paul O'Connor, "A PLL-Based 2.5Gb/s GaAs Clock and Data Regenerator IC", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 26, nº10, October 1991, pp. 1345-1353.
- [28] Tran Van Muoi, "Receiver Design of Optical-Fiber Systems", in Optical Fiber-Transmission, Compiled and Edited by E.E.Basch, Howard & Sams Co., 1st Edition, 1987, Chapter 12, pp. 375-425.
- [29] John Gowar, "Optical Communications Systems", Prentice-Hall, International Series in Optoelectronics, 1984.
- [30] Gerd Keiser, "Optical Fiber Communications", McGraw-Hill, Series in Electrical Engineering, 1983.

- [31] John M. Senior, "Optical Fiber Communications - Principles and Practice", Prentice-Hall International Series in Optoelectronics, 1985.
- [32] J.E.Goell, "Input Amplifiers for Optical PCM Receivers", The Bell System Technical Journal, November 1974, vol.53, n°9, pp.1771-1793.
- [33] R.Goyal, M.Golio and W.Thomann, "Device Modeling", in Monolithic Microwave Integrated Circuits: Technology & Design, Ravender Goyal Editor, Artech House, 1989, Chapter 4, pp. 207-382.
- [34] Herbert Taub and Donald L. Schilling, "Principles of Communication Systems", MacGraw-Hill Book Company, Second Edition 1986.
- [35] Hewlett-Packard, HP 8970B Noise Figure Meter, Operating Manual
- [36] TriQuint Semiconductor, Gallium Arsenide IC Design Manual, GaAs HA Process (0,5 μ m), Version 3.0.
- [37] HP-EEsof Microwave & RF Circuit Design, Circuit Element Catalog, Chapter 13, pp. 97-106.
- [38] CCITT Draft Recomendations G.957 and G.958, Study Group XV - Report R 42, Geneva meeting, July 1990.
- [39] Prática Telebrás - Especificações gerais de equipamento terminal de linha óptica a 34,3Mb/s - 850nm e 1300nm, Série Engenharia, Março de 1990.
- [40] T.Koketsu, Y.Hatta, N.Matsunaga, M.Arai, Y.Kawada, A.Takai, Y.Uemoto, H.Matsuda, "Supression of Low Frequency Oscillations for High Gain GaAs Amplifiers", GaAs IC Symposium 1991, pp. 293-296.
- [41] Military Standard, Test Methods and Procedures for Microelectronics, MIL-STD-883C, August 1983 revised in August 1984.
- [42] Bellcore Tecnical Advisory, "Reliability Assurance Practices for Optoelectronics Devices", July 1988.
- [43] Kenneth K. Li and Tran Van Muoi, "High reliability, all solder construction PINFET receiver using passivated InGaAs PIN photodetector", SPIE Vol. 717 Reliability Considerations in Fiber Optic Applications, 1986.
- [44] Kiyoshi Nakagawa, Katsushi Iwashita, "High-Speed Optical Transmission Systems Using Advanced Monolithic IC Technologies", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.9, n°5, June 1991, pp. 683-688.
- [45] Gareth F.Wiliams and Herve P. Leblanc, "Active Feedback Ligthwave Receivers", Journal of Lightwave Technology, vol. LT-4, n°10, October 1986.
- [46] K.W.Martin, "Gain Enhancement Technique for Differential Pairs", Electronics Letters, 12th February 1987, vol.23, n°4, pp.154-156.

- [47] Valentino Corso, "Projeto de um pré-amplificador de transimpedância tipo pinFET de baixo ruído para Recepção óptica em 34 e 140Mb/s", Abril de 1991, Relatório Interno CPqD-Telebrás.
- [48] Hélio Alves de Godoy, "Acoplamento Fibra-Fotodetector no Amplificador de Transimpedância", Setembro de 1991, Relatório Interno CPqD-Telebrás.
- [49] E.M.Bastida, V.Corso, C.A.Finardi, R.A.Fischer and V.Patiri, "Monolithic transimpedance amplifiers for low-cost wideband optical links", Electronics Letters, 13th March 1997, vol.33, n°6, pp.513-515.
- [50] Anritsu Corporation, "Operation Manual STM/SONET Analyser MP1560A (CCITT)", 1991, Section 6.12.
- [51] Gene F. Franklin, J.D.Powell, A.Emami-Naeni, "Feedback Control of Dynamic Systems", Third Edition, Addison-Wesley Publishing Company, 1994.
- [52] Paul F. Combes, J.Graffeuil, J.F.Sautereau, "Microwave Components, Devices and Active Cicuits, John Wiley & Sons, 1987.
- [53] Jacob Millman, Christos C. Halkias, "Integrated Electronics: Analog and Digital Circuits and Systems", International Student Edition, McGraw-Hill, 1972.
- [54] Paul Gray, Robert G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", Second Edition, John Wiley & Sons, 1984.
- [55] C.A.Finardi, V.Patiri Neto, R.A.Fischer, A.Flacker, M.Barnett, A.M. de Almeida, A.C.Gozzi and A.C.Pagotto, " A Low Cost MCM-D Technology Applied to Microwave Integrated Circuits", 1995 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference Proceedings, Rio de Janeiro, July 1995, Vol.1, pp. 346-351.
- [56] General Ceramics, catálogo do fabricante.
- [57] Lasertron, Test Procedure for QDFT-100-0XX Device.
- [58] General Optronics, Manufacturing Procedures, Test 4, procedure 26,670 PINFET.
- [59] AsGa Microeletrônica, procedimento de teste de PINFET.
- [60] V.Corso, E.Bastida, C.A.Finardi, R.A.Fischer, V.Patiri, "3.5GHz bandwith low-cost GaAs receiver ICs for 2.5 to 5Gbit/s optical links", GAAS 97, 5th European Gallium Arsenide and related III-V compounds Applications Symposium, Bologna, Italy, September 3rd-5th, 1997.
- [61] W.S.Lee, S.A.Rosser, "Monolithically Integrated Long Wavelength Optical Receiver OEICs Using InAlAs/InGaAs heterojunction MESFETs (HFETs)", Electronics Letters, 13th February 1992, vol.28, n°4, pp.365-367.
- [62] Raymond S.Pengelly, "Microwave Field-Effect Transistors - Theory, Design and Applications", Second Edition, Research Studies Press, John Wiley & Sons, Inc., 1986.

- [63] James L. Gimlett, "Ultrawide Bandwidth Receivers", Journal of Lightwave Technology, vol. 7, nº10, October 1989.
- [64] SONET Common Generic Criteria, Physical Layer, Issue 2, December 1991, pp. 4-1 to 4-25.
- [65] Derry P. Hornbuckle, Rory L. Van Tuyt, "Monolithic GaAs Direct-Coupled Amplifiers", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-28, nº2, February 1981.
- [66] Shin-Ichi Katsu, Masaru Kazumura and Gota Kano, "Design and Fabrication of a GaAs Monolithic Operational Amplifiers", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 35, nº7, July 1988.
- [67] Valentino Corso, Ezio Maria Bastida, "Documento de Projeto de CI TB40BII - Amplificador de Transimpedância para Comunicações Ópticas em 155Mb/s com AGC", Relatório Interno CPqD - Telebrás, 1996.
- [68] ATA00501D1C, AGC Transimpedance Amplifier, Anadigics Data Sheet.
- [69] Robert Bayruns, Timothy Laverick, Norman Scheinberg, Daniel Stofman, "Design of Low Noise, Wide Dynamic Range, GaAs Optical Preamps", RF Design, February 1992.
- [70] Norman Scheinberg, Robert Bayruns, Timothy Laverick, "Monolithic GaAs Transimpedance Amplifiers for fiber-optic Receivers", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.26, nº12, December 1991, pp. 1834-1839.
- [71] Robert A.Pucel, "Technology and Design Considerations of Monolithic Microwave Integrated Circuits", in Gallium Arsenide Technology, David K. Ferry, Editor-in-Chief, Howard W.Sams & Co., Inc., 1985, Chapter 6, pp. 189-248.
- [72] Valentino Corso, Ezio Maria Bastida, "Documento de Projeto de CI TB61A - Amplificador de Transimpedância para Comunicações Ópticas em 10Gb/s", Relatório Interno Fundação CPqD, 1998.
- [73] Mark D.McDonald, Daniel J.Millicker, Steven W.Nordblom, "A Silicon Bipolar Chipset for Fiber-Optic Applications to 2.5Gb/s", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.9, nº5, June 1991, pp. 664-672.
- [74] V.Corso, E.M.Bastida, C.A.Finardi, R.A.Fischer, V.Patiri, "Very Wideband Monolithic Transimpedance Amplifiers for Mass Production", International Microwave and Optoelectronics Conference, SBMO/IEEE MTTs, Brazil, August 1997, pp. 328-332.
- [75] E.M.Bastida, V.Corso, C.A.Finardi, R.A.Fischer, V.Patiri, "A Design Approach for Mass Producible High-Bit-rate MMIC Transimpedance Amplifiers", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, October 1997, vol. 7, nº 10, pp. 317-319
- [76] V.Corso, R.A.Fischer, V.Patiri, C.A.Finardi, "GaAs Monolithic Transimpedance Amplifier Family (TB40) Developed at RD&D Center of Telebrás", GaAs IC Symposium, Torino, Italy, April 1994.
- [77] C.A.Finardi, R.A.Fischer, V.Patiri, V.Corso, "Desenvolvimentos na Tecnologia de Arseneto de Gálio (GaAs MMIC) na Telebrás", VII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica / XIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (TELEMO) em Curitiba-PR, de julho de 1996.

[78] V.Patiri, R.A.Fischer, V.Corso, C.A.Finardi, "Receptor Óptico para STM-4 empregando tecnologia de Circuitos Integrados", VII Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica / XIV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (TELEMO) em Curitiba-PR, de julho de 1996, pp. 307-312.

.....