



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE MICRO-ONDAS E ÓPTICA

Circuito Equivalente e Extração dos Parâmetros em Função da Corrente de Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Autor: Rafael Carvalho Figueiredo

Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

Co-orientador: Dr. Napoleão dos Santos Ribeiro

Dissertação de Mestrado apresentada à comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações e Telemática.

Comissão Examinadora:

Prof. Dr. Evandro Conforti — FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Newton Cesário Frateschi — IFGW/UNICAMP

Prof. Dr. Cristiano de Mello Galleg — FT/UNICAMP

Campinas, 13 de Agosto de 2010.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

F469c Figueiredo, Rafael Carvalho
Circuito equivalente e extração dos parâmetros em função da corrente de amplificadores ópticos a semicondutor / Rafael Carvalho Figueiredo. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientadores: Evandro Conforti, Napoleão dos Santos Ribeiro.

Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores óticos. 2. Chaveamento ótico. 3. Comunicações óticas. 4. Dispositivos optoeletrônicos. 5. Impedância (Eletricidade). I. Conforti, Evandro. II. Ribeiro, Napoleão dos Santos. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Equivalent circuit and parameters extraction as function of the bias current of semiconductor optical amplifiers

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifier, Electro-optical switching, Optical communications, Optoelectronic devices, Impedance

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Newton Cesário Frateschi, Cristiano de Mello Gallep

Data da defesa: 13/08/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

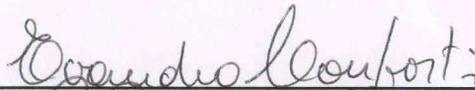
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Rafael Carvalho Figueiredo

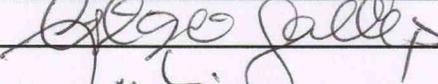
Data da Defesa: 13 de agosto de 2010

Título da Tese: "Circuito Equivalente e Extração dos Parâmetros em Função da Corrente de Amplificadores Ópticos a Semicondutor"

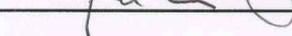
Prof. Dr. Evandro Conforti (Presidente):



Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep:



Prof. Dr. Newton Cesario Frateschi:



Resumo

Apresenta-se a modelagem de um circuito elétrico equivalente e a extração de parâmetros de amplificadores ópticos a semicondutor (SOA), a partir de um modelo para lasers semicondutores. Foi realizado um estudo do comportamento da impedância de um SOA em *chip*, sem encapsulamento, em função da corrente de polarização e em ampla faixa de frequência — de 300 kHz a 40 GHz. A modelagem do circuito equivalente da montagem, a qual é cascateada com os modelos da região ativa do SOA, é apresentada para correntes abaixo e acima da operação em transparência. A metodologia utilizada para a extração dos parâmetros dos elementos parasitas que compõe o circuito é descrita; resultados obtidos através de simulações em programa comercial (*Agilent ADS*) são comparados com medidas experimentais obtidas em mesa óptica. São apresentados ainda resultados teóricos da impedância do SOA quando desconsiderada a presença dos elementos parasitas da montagem. A modelagem e extração dos parâmetros realizada para o *chip* foi repetida para SOAs encapsulados, também apresentando boa concordância entre teoria e experimento, reforçando a viabilidade da abordagem utilizada.

Abstract

The equivalent electric circuits and its parameters' extraction of semiconductor optical amplifiers (SOA) are attained based on a diode-laser model. Additionally, the impedance behavior of a SOA-chip (without package) was measured as function of the bias current in wide frequency range, from 300 kHz to 40 GHz. In these procedures, the microwave setup used for the SOA current injection was also characterized and its equivalent circuit obtained. Next, a theoretical analysis is developed for this setup for currents below and above the transparency condition. A methodology for the parameters' extraction of parasitic elements is also described, as well as the results obtained through simulations using the *Agilent ADS* software, compared with the experimental data. The optical bench used in the experiments is also described, and theoretical results illustrates the SOA impedance without parasitic elements. The equivalent circuits with parameters' extraction were also obtained for packaged SOAs, with good agreement between theory and experiment, confirming the employed methodology.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Evandro Conforti, pela competente orientação, paciência, dedicação, incentivo e amizade;

Ao meu co-orientador, Dr. Napoleão S. Ribeiro, pela amizade e pela grande ajuda em todas as etapas do trabalho;

À CAPES, pelo apoio financeiro durante o mestrado;

À FAPESP, pela aquisição dos equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa (via CEPOF);

À Agilent, pela licença gentilmente cedida do *software* ADS;

Aos Profs. Cristiano e Rangel, pelo apoio, incentivo e ajuda desde o primeiro momento em que desejei iniciar meu mestrado;

Ao Prof. Aldário, por valiosas discussões e pela disposição em ajudar-me;

Aos amigos da faculdade que, mesmo com a minha ausência, continuaram me apoiando e incentivando. Em especial ao Renatão, Mota, Matheus, Bussunda, Bit, Bonafini, Lemão, Maza, Sidão, Shangler e Ximenes.

Aos amigos do laboratório, Eduardo M., Eduardo B., Marcelo, André, Ernesto, Nikolai, Reginaldo e Andrea, pelo apoio, críticas, sugestões e pela amizade;

Aos meus familiares, em especial à minha mãe e à minha avó, por não medirem esforços para que eu pudesse atingir meus objetivos;

Aos meus sogros e cunhadas, por me tratarem como membro da família desde o primeiro momento;

À Gleyce, pelo amor, incentivo e companheirismo.

Dedicatória

À minha querida tia Bia
(*em memória*)

Sumário

Resumo	iv
Abstract	v
Glossário	xv
Símbolos	xvii
1 Introdução	1
1.1 Algumas Aplicações usando SOAs	2
1.2 Estrutura da tese	3
2 Fundamentação Teórica	4
2.1 Lasers Semicondutores	4
2.1.1 Conceitos Básicos	4
2.1.2 Junção $p-n$	5
2.1.3 Estruturas	6
2.1.4 Equações de Taxa	8
2.2 Modelagem de Lasers Semicondutores	9
2.2.1 Características Corrente-Tensão	10
2.2.2 Elementos Parasitas	10
2.2.3 Modelo do Circuito para Grandes Sinais	13
2.2.4 Modelo do Circuito para Pequenos Sinais	14
2.3 Amplificador Óptico a Semicondutor	21
2.3.1 Considerações sobre a Condição de Transparência	22
2.3.2 Considerações sobre as Estruturas	22
3 Procedimentos Experimentais	24
3.1 Caracterização da Mesa Óptica	24

3.1.1	Submontagens	25
3.1.2	Impedância da Montagem	27
3.1.3	Análise do Curto Móvel	28
3.2	Medições de Impedância do SOA	30
3.2.1	Na Ausência de Polarização	30
3.2.2	Variando Polarização	31
4	Modelagem dos Circuitos e Extração dos Parâmetros	35
4.1	Circuito Equivalente da Montagem	36
4.1.1	Sintonia de Parâmetros no ADS	36
4.1.2	Elementos Parasitas da Montagem	37
4.1.3	Elementos Parasitas do <i>Chip</i> do SOA	39
4.1.4	Considerações sobre Elementos Concentrados	40
4.2	Modelagem Abaixo da Corrente de Transparência	41
4.2.1	Caracterização Corrente-Tensão	43
4.2.2	Capacitância de Carga Espacial na Ausência de Polarização	44
4.2.3	Cálculo dos Elementos para o Modelo Abaixo da I_{tr}	44
4.2.4	Comparação Teórica-Experimental	45
4.3	Modelagem Acima da Corrente de Transparência	47
4.3.1	Cálculo dos Elementos para o Modelo Acima da I_{tr}	49
4.3.2	Comparação Teórica-Experimental	52
4.4	Análises Complementares dos Resultados	53
4.4.1	Variação do Tamanho da Cavidade	54
4.4.2	Variação do Tempo de Vida dos Portadores	55
4.4.3	Impedância do SOA	56
4.5	Resultados Adicionais usando SOAs Encapsulados	58
4.5.1	Procedimentos Experimentais	58
4.5.2	Circuito Equivalente da Montagem com Encapsulamento	59
4.5.3	Capacitância C_{sc} na Ausência de Polarização	61
4.5.4	Caracterização Corrente-Tensão	63
4.5.5	Modelagem Abaixo da I_{tr}	63
4.5.6	Modelagem Acima da I_{tr}	65
5	Conclusões	69
	Referências Bibliográficas	71

Lista de Figuras

2.1	Três processos fundamentais ocorrendo entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção, (b) emissão espontânea e (c) emissão estimulada.	5
2.2	Esquemático (a) de um laser DH e (b) do confinamento de portadores e do modo óptico em um laser desse tipo (redesenhado de [15]).	7
2.3	Seção transversal de laser semiconductor com estrutura de (a) ganho guiado, (b) índice fracamente guiado e (c) índice fortemente guiado (redesenhado de [15]). . .	8
2.4	Seção transversal de um laser <i>ridge-waveguide</i> (RW) com seus elementos parasitas (redesenhado de [4] e [28]).	11
2.5	Seção transversal do laser EMBH com os elementos parasitas (redesenhado de [4]).	12
2.6	Circuito com parasitas do encapsulamento e do <i>chip</i> (redesenhado de [4] e [28]). .	13
2.7	Modelo do circuito do laser para grandes sinais (redesenhado de [4] e [28]).	13
2.8	Modelo do circuito da região ativa para pequenos sinais de um laser operando em correntes abaixo do limiar (redesenhado de [28]).	16
2.9	Parte do circuito equivalente para pequenos sinais em correntes acima do limiar referente apenas à dinâmica dos portadores (redesenhado de [28]).	18
2.10	Modelo completo do circuito da região ativa para pequenos sinais e correntes acima do limiar, incluindo difusão de portadores (redesenhado de [7] e [28]).	20
3.1	(a) Linha de microfita que liga a entrada de RF ao SOA; (b) visão geral da montagem para suporte do SOA, destacando alguns de seus componentes.	25
3.2	(a) Visão geral da mesa óptica; (b) imagem ampliada da vista superior da montagem do SOA, permitindo a visualização do local no qual o dispositivo é inserido e (c) o esquemático do SOA, indicando pontos de contato do curto móvel.	26
3.3	Esquemático e dimensões da (a) SM-1; (b) SM-2 e (c) SM-3.	26
3.4	Configuração utilizada para as medições.	27
3.5	(a) Tela de simulação do ADS para importação dos resultados experimentais; (b) impedância medida usando a SM-1.	28

3.6	Curto móvel (a) e sua possível movimentação nos três eixos; (b) separado da montagem e (c) em contato com a SM-3.	29
3.7	Impedâncias medidas usando a (a) SM-3 sem contato do curto móvel; (b) SM-3 com o curto em contato e SM-2.	29
3.8	Medidas do SOA não polarizado: (a) com o curto móvel em contato, (b) sem o curto em contato.	30
3.9	(a) Magnitude e (b) fase da impedância para 1, 3 e 5 mA de corrente de polarização injetada.	31
3.10	Magnitude da impedância para correntes abaixo da transparência, variando de (a) 1 a 5 mA e de (b) 10 a 60 mA.	33
3.11	(a) Magnitude e (b) fase da impedância para correntes de 75 e 110 mA.	33
4.1	Circuito com parasitas do encapsulamento e do <i>chip</i> (redesenhado de [4] e [28]).	36
4.2	Telas do ADS ilustrando (b) as barras de rolagem para sintonia dos elementos e (c) curva resultante sendo comparada aos valores experimentais.	37
4.3	(a) Maior aproximação encontrada entre a curva de impedância simulada e a curva experimental da SM-1 e (b) circuito equivalente parcial da montagem da mesa óptica.	38
4.4	Circuito equivalente final da montagem, incluindo os elementos parasitas inseridos pelo <i>chip</i> do SOA.	39
4.5	Comparação entre as curvas simulada e experimental do SOA com curto, mostrando (a) magnitude e (b) fase da impedância.	40
4.6	Circuito equivalente no ADS para simulação da SM-2 destacando elementos distribuído (ED) e concentrados (EC).	41
4.7	Comparação entre impedâncias obtidas com simulações usando elementos distribuído e concentrados.	42
4.8	Circuito equivalente para correntes abaixo da transparência cascadeado com elementos parasitas da montagem e do <i>chip</i>	42
4.9	Medidas $I-V$ comparadas com a curva exponencial calculada em escala (a) semi-logarítmica e (b) linear.	43
4.10	Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA sem polarização.	44
4.11	Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA polarizado diretamente com uma corrente de 1 mA.	46
4.12	Comparação entre as curvas simulada e experimental do módulo de impedância para o SOA polarizado diretamente com correntes de (a) 3 mA e (b) 5 mA.	47

4.13	Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA polarizado diretamente com uma corrente de 50 mA.	47
4.14	Circuito equivalente para correntes acima da transparência cascadeado com elementos parasitas da montagem e do <i>chip</i>	48
4.15	Tela da planilha desenvolvida, ilustrando a aba na qual os parâmetros iniciais devem ser informados pelo usuário.	50
4.16	Tela com aba da planilha listando os resultados obtidos com as equações.	51
4.17	Comparação entre as curvas simulada (baseada na estrutura RW) e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA diretamente polarizado com uma corrente de 75 mA.	52
4.18	Comparação entre as curvas simulada (baseada na estrutura EMBH) e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA diretamente polarizado com uma corrente de 110 mA.	53
4.19	Comparação entre a capacitância e resistência efetivas (a) abaixo e (b) acima da corrente de transparência.	54
4.20	Curvas simuladas da (a) magnitude e (b) fase da impedância considerando apenas o <i>chip</i> do SOA, para correntes abaixo da I_{tr}	57
4.21	Curvas simuladas da (a) magnitude e (b) fase da impedância considerando apenas o <i>chip</i> do SOA, para correntes acima da I_{tr}	57
4.22	Montagem experimental para o SOA <i>CIP</i> encapsulado.	59
4.23	Circuito equivalente modelado para os elementos parasitas do acoplamento dos SOAs encapsulados.	60
4.24	Comparação entre curvas simuladas e experimentais para os SOAs encapsulados (a) <i>CIP</i> e (b) <i>InPhenix</i> sem polarização e com curto na porta elétrica.	61
4.25	Circuito equivalente modelado para a montagem dos SOAs, mostrando os elementos parasitas do acoplamento, encapsulamento e <i>chip</i> , além de $C_{sc(0)}$	61
4.26	Comparação entre curvas simuladas e experimentais para os SOAs encapsulados (a) <i>CIP</i> e (b) <i>InPhenix</i> sem polarização.	62
4.27	Medidas $I-V$ em escala semi-logarítmica para os SOAs (a) <i>CIP</i> e (b) <i>InPhenix</i>	63
4.28	Elementos parasitas da região ativa abaixo da I_{tr} cascadeado com os elementos parasitas da montagem dos SOAs encapsulados.	64
4.29	Comparação entre curvas simuladas e experimentais para o SOA <i>CIP</i> com (a) 2 mA e (b) 5 mA de corrente de polarização.	65
4.30	Comparação entre curvas simuladas e experimentais para o SOA <i>InPhenix</i> com (a) 2 mA e (b) 5 mA de corrente de polarização.	65

4.31	Elementos parasitas da região ativa acima da I_{tr} cascadeado com os elementos parasitas da montagem dos SOAs encapsulados.	67
4.32	Comparação entre curvas simuladas e experimentais da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA <i>CIP</i> com 110 mA de corrente de polarização.	67
4.33	Comparação entre curvas simuladas e experimentais da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA <i>InPhoenix</i> com 110 mA de corrente de polarização.	68

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros extraídos para os elementos do circuito equivalente da montagem . . .	38
4.2	Parâmetros do circuito final da montagem	39
4.3	Parâmetros dos elementos para o circuito abaixo da I_{tr}	45
4.4	Parâmetros usados nos cálculos dos elementos acima da I_{tr}	49
4.5	Parâmetros dos elementos para o circuito acima da I_{tr}	51
4.6	Variação dos elementos em função do tamanho da cavidade	55
4.7	Parâmetros dos elementos parasitas do acoplamento	60
4.8	Parâmetros dos elementos parasitas do encapsulamento e do <i>chip</i>	62
4.9	Parâmetros dos elementos para o circuito dos SOAs encapsulados abaixo da I_{tr} . .	64
4.10	Parâmetros dos elementos do SOA <i>CIP</i> para correntes acima da I_{tr}	66
4.11	Parâmetros dos elementos do SOA <i>InPhoenix</i> para correntes acima da I_{tr}	66

Glossário

AC - *Alternating Current* - Corrente Alternada

ADS - *Advanced Design System*

DC - *Direct Current* - Corrente Contínua

DH - *Double Heterostructure* - Dupla Heteroestrutura

EMBH - *Etched Mesa Buried Heterostructure*

FEEC - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

FP-SOA - *Fabry-Perot-SOA*

GPIB - *General Purpose Interface Bus* - Barramento de Interface de Propósito Geral

I-V - Corrente versus Tensão

InGaAsP - *Indium Gallium Arsenide Phosphide* - Fosfeto de Arsenieto de Gálio e Índio

InP - *Indium Phosphide* - Fosfeto de Índio

LAPCOM - Laboratório de Pesquisas em Comunicações Ópticas e Micro-ondas

LC - Indutor-Capacitor

MIS - *Metal-Insulator-Semiconductor* - Metal-Isolante-Semicondutor

PTFE - *Polytetrafluoroethylene* - Politetrafluoretileno

RC - Resistor-Capacitor

RF - Rádio Frequência

RW - *Ridge Waveguide*

SM - *Sub-mount* - Submontagem

SMA - *Sub-miniature version A* - Subminiatura versão A

SOA - *Semiconductor Optical Amplifier* - Amplificador Óptico a Semicondutor

TW-SOA - *Travelling Wave-SOA* - SOA de Onda Caminhante

UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas

Símbolos

- a - coeficiente de ganho diferencial;
 A_{nr} - coeficiente de recombinações não-radiativas;
 B - coeficiente de recombinações radiativas;
 C - coeficiente de recombinação de Auger;
 C_a - capacitância parasita de acoplamento;
 C_b - capacitância parasita de acoplamento;
 C_p - capacitância do encapsulamento;
 C_d - capacitância de difusão;
 C_J - capacitância associada à região de polarização direta da junção p - n ;
 C_L - capacitância de carga especial dependente da dopagem;
 C_N - capacitância associada à camada MIS;
 C_{ph} - capacitância associada ao armazenamento de fótons;
 C_S - capacitância de difusão efetiva em série;
 C_{sc} - capacitância de carga espacial;
 $C_{sc(0)}$ - capacitância de carga espacial na ausência de polarização;
 C_t - capacitância efetiva, resultante de C_{sc} em paralelo com C_d ;
 D_L - diodo da heterojunção;
 E_1 - nível de energia fundamental;
 E_2 - nível de energia superior;
 E_g - energia de *bandgap*;
 f_c - frequência de corte;
 f_r - frequência de ressonância das oscilações de relaxação;
 G - taxa de emissões estimuladas (ganho);
 g - termo AC do ganho;
 G_0 - termo estacionário para o ganho;
 G_m - taxa de emissão estimulada do m -ésimo modo longitudinal;

h - constante de Planck;
 I - corrente de injeção;
 i - termo AC da corrente de injeção;
 I_0 - termo estacionário da corrente;
 I_A - corrente que efetivamente alcança a região ativa;
 i_A - corrente injetada na região ativa do laser para análise de pequenos sinais;
 I_L - corrente de fuga;
 I_s - corrente de saturação da heterojunção;
 i_s - corrente de emissão estimulada para pequenos sinais;
 I_{spont} - corrente de recombinação espontânea;
 I_{stim} - corrente de recombinação estimulada;
 I_{tA} - corrente de limiar da região ativa;
 I_{th} - corrente de limiar externa;
 I_{tr} - corrente de transparência;
 k - constante de Boltzmann;
 L_a - indutância parasita de acoplamento;
 L_b - indutância parasita de acoplamento;
 L_p - indutância do encapsulamento;
 L_s - indutância da região ativa;
 m - número do modo longitudinal;
 N - densidade de portadores;
 n - variação de portadores em torno do valor estacionário;
 N_0 - valor estacionário para a densidade de portadores;
 N_e - densidade de portadores no equilíbrio;
 N_{tr} - densidade de portadores na transparência;
 q - carga do elétron;
 R_1 - resistência efetiva;
 R_c - resistência do encapsulamento;
 R_d - resistência de junção do diodo;
 R_{Ni} - resistores integrantes da junção de bloqueio de polarização reversa;
 R_{ph} - resistência associada à perda de fótons;
 R_Q - resistência que previne fuga excessiva de corrente;
 R_{sp} - taxa de emissão espontânea;
 R_S - resistência em série total;
 R_{s1} - resistência associada ao efeito de compressão de ganho;

R_{s2} - resistência associada ao fator de acoplamento de emissão espontânea;
 R_{SP} - resistência de contato na interface metal-InP;
 R_{SR} - resistência de contato entre metal e região ativa;
 R_{SS} - resistência do substrato sob a região ativa;
 R_{SUB} - resistência do substrato dependente do dopante;
 R_t - resistência total, resultante de R_1 em paralelo com R_{s1} e R_{s2} ;
 S - densidade de fótons;
 s - variação de fótons em torno do valor estacionário;
 s' - densidade de fótons normalizada;
 S_0 - valor estacionário para a densidade de fótons;
 S_{11} - coeficiente de reflexão para a porta 1 do analisador de rede;
 S_m - densidade de fótons do m -ésimo modo longitudinal;
 s_n - constante de normalização;
 T - temperatura;
 V - volume da região ativa;
 v - frequência;
 V_a - tensão aplicada na junção;
 v_a - termo AC da tensão da junção para análise de pequenos sinais;
 V_{a0} - valor estacionário de tensão;
 V_{bi} - tensão de potencial interno;
 v_g - velocidade de grupo;
 w - coeficiente gradual da junção;
 α - volume da região ativa multiplicada pela carga do elétron;
 α_{int} - coeficiente de perdas relacionadas à absorção;
 α_m - coeficiente de perdas nos espelhos;
 β - fração de emissão espontânea acoplada no modo laser;
 Γ - fator de confinamento;
 γ - taxa líquida de emissão estimulada;
 ε - fator de compressão de ganho;
 ε_r - permissividade relativa;
 η - fator de idealidade do diodo;
 τ_1 - constante de tempo de amortecimento;
 τ_n - tempo de vida dos portadores;
 τ_p - tempo de vida dos fótons;
 ω - frequência angular do sinal incidente.

Capítulo 1

Introdução

A análise do comportamento dinâmico de lasers semicondutores é comumente realizada através das soluções diretas das equações de taxa, sendo de fundamental importância para o desenvolvimento de projetos envolvendo estes dispositivos [1]. Alternativamente, pode-se empregar a modelagem através do circuito equivalente, que permite a inclusão do efeito de compressão de ganho óptico e possibilita uma caracterização precisa dos efeitos parasitas das capacitâncias e indutâncias presentes no dispositivo ativo [2]. Além disso, esta modelagem permite que elementos parasitas provenientes do encapsulamento e da montagem passiva de microondas sejam cascadeados aos elementos do dispositivo, permitindo uma análise do sistema como um todo [3].

Trabalhos consagrados, datados da década de 80, foram realizados por Tucker *et al.* na modelagem de um circuito equivalente para lasers semicondutores [2–9]. O modelo parte de um circuito RLC paralelo, cujos elementos derivam diretamente das equações de taxa que descrevem o comportamento dinâmico entre fótons e portadores, no qual são acrescentados os elementos que consideram o fator de acoplamento de emissão espontânea e o efeito de compressão de ganho devido à difusão de portadores [2, 10]. Os parâmetros dos elementos que constituem o circuito equivalente da montagem são encontrados através do ajuste dinâmico das curvas, buscando a maior aproximação possível entre curvas teóricas e experimentais. Apesar de antigo, o modelo continua sendo usado como referência em diferentes estudos sobre lasers semicondutores [11–14].

Amparado pelas semelhanças entre lasers semicondutores e amplificadores ópticos a semicondutor (SOA) [15], o grupo de pesquisa do Prof. Dr. Evandro Conforti vem utilizando esta modelagem na análise de SOAs [16–19]. Os resultados obtidos até o momento apresentaram boa concordância entre experimentos e simulações, mas com dificuldades em se estimar com precisão os valores dos elementos que constituem a região ativa do SOA. Isto acontece uma

vez que a impedância da linha de transmissão, utilizada na montagem para caracterização do dispositivo, tende a ofuscar o comportamento desses elementos. O trabalho descrito nesta dissertação tem como um de seus objetivos superar esta dificuldade. Para isto, além das comparações entre resultados teóricos e experimentais, é feita uma análise dos elementos da região ativa em função da corrente de polarização, calculando seus valores.

Assim, os principais objetivos desta dissertação são o de realizar um estudo da impedância de um SOA em *chip* sem encapsulamento; observar o comportamento desta impedância em função da corrente de polarização injetada no SOA, e extrair os parâmetros da região ativa com maior precisão através dos cálculos de seus elementos, possibilitados pela caracterização da corrente versus tensão do dispositivo. A análise é realizada com base em modelos abaixo e acima da corrente de transparência; os resultados teóricos são comparados com dados experimentais obtidos em uma ampla faixa de frequência, de 300 kHz a 40 GHz.

O uso do circuito equivalente pode apresentar limitações quando tratar-se de aplicações envolvendo a não-linearidade do dispositivo, como, por exemplo, em aplicações de conversão em comprimento de onda. Entretanto, os estudos e o circuito equivalente desenvolvidos neste trabalho podem trazer contribuições significativas para análise do comportamento de SOAs, permitindo por exemplo, além de uma análise separada da influência dos elementos da montagem, estimar o casamento em banda larga e tempos de transição no dispositivo, possibilitando a obtenção da corrente que efetivamente atinge a região ativa do SOA. Sendo esta última de grande importância no estudo de SOAs aplicados ao chaveamento eletro-óptico.

1.1 Algumas Aplicações usando SOAs

Além das aplicações sistêmicas como amplificador, o SOA também pode ser empregado em redes ópticas executando funções de processamento de sinais totalmente no domínio óptico. Muitas das possíveis funcionalidades do SOA baseiam-se em não-linearidades do dispositivo, causadas principalmente por mudanças na densidade de portadores induzidas pelo sinal de entrada total do amplificador [20]. Os SOAs são compatíveis com integração monolítica e podem ser utilizados, dentre outras aplicações, como detector ou modulador óptico [21], ou ainda como um regenerador 2R e conversor em comprimento de onda [22, 23].

O uso como chave eletro-óptica é outra aplicação para o SOA que merece ser destacada dado que, para permitir a exploração da grande capacidade de transmissão das fibras ópticas, a velocidade de chaveamento é um fator crítico de desempenho em redes fotônicas. Nestes casos, o SOA pode ser um dispositivo promissor para executar esta função [20, 24]. Em trabalhos anteriores realizados pelo grupo do Prof. Dr. Evandro Conforti, usando SOA como

chave eletro-óptica, foram obtidos tempos de chaveamento da ordem de 200 ps aplicando-se uma técnica de formatação do pulso de corrente injetado [25].

Para esta última aplicação, principalmente, o circuito equivalente obtido nesta dissertação pode ser de grande utilidade, uma vez que seu uso permite obter o sinal de corrente que efetivamente chega à região ativa do dispositivo. Além disso, através de simulações pode-se estudar o melhor formato de pulso a ser injetado e a melhor configuração do SOA para ser utilizado em chaveamento, buscando uma diminuição nos tempos de transição.

1.2 Estrutura da tese

Neste Capítulo 1 foram apresentados a motivação e objetivos desta dissertação. Além de uma breve abordagem sobre aplicações usando SOAs, focando o uso em chaveamento eletro-óptico.

O restante da dissertação divide-se em quatro capítulos, estruturados da seguinte forma:

- o Capítulo 2 fornece a fundamentação teórica dos assuntos relacionados a este trabalho. São apresentados alguns conceitos de lasers semicondutores e suas estruturas, a modelagem do circuito equivalente para lasers abaixo e acima do limiar, além de algumas considerações sobre SOAs;
- no Capítulo 3 é apresentado todo o procedimento experimental realizado para o *chip* sem encapsulamento, incluindo a caracterização da mesa óptica e as medidas de impedância obtidas para o SOA;
- o Capítulo 4 apresenta todos os resultados teóricos obtidos. Inicialmente, é detalhada a etapa de modelagem da montagem para então descrever a modelagem e extração dos parâmetros para o SOA em *chip*. As impedâncias obtidas através das simulações são comparadas com as medidas obtidas experimentalmente e, ao final, são apresentados ainda os resultados obtidos para SOAs encapsulados, incluindo parte experimental e simulada.
- no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho, algumas perspectivas para realização de trabalhos futuros e publicações feitas durante o período de mestrado.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Apresenta-se uma visão geral da teoria envolvendo os vários assuntos abordados nesta dissertação. Inicialmente será feita uma breve descrição do diodo laser semicondutor, seguida da modelagem de seu circuito equivalente e concluindo com as semelhanças entre o laser e o amplificador óptico a semicondutor.

2.1 Lasers Semicondutores

O diodo laser semicondutor pode ser resumidamente descrito como uma junção *p-i-n* (meio responsável pelo ganho), associada à uma cavidade óptica ressonante. É o tipo de fonte óptica mais utilizada nos sistemas de comunicações ópticas atuais, dentre suas vantagens destacam-se: a faixa de operação; a estreita largura de linha e feixe de saída direcional, permitindo acoplamento eficiente da luz à fibra óptica [24]. O diodo laser semicondutor será tratado, a partir desse ponto, apenas pelo termo laser, sendo devidamente indicado quando tratar-se de um tipo específico de laser.

2.1.1 Conceitos Básicos

Para ilustrar o princípio do processo fundamental que ocorre durante a emissão de luz no laser, utiliza-se um sistema atômico simplificado com dois níveis de energia, conforme mostrado na Figura 2.1, na qual E_1 corresponde ao nível de energia fundamental e E_2 corresponde ao nível de maior energia. A diferença entre os níveis: $E_g = E_2 - E_1$ é chamada de banda proibida (*bandgap*) [26].

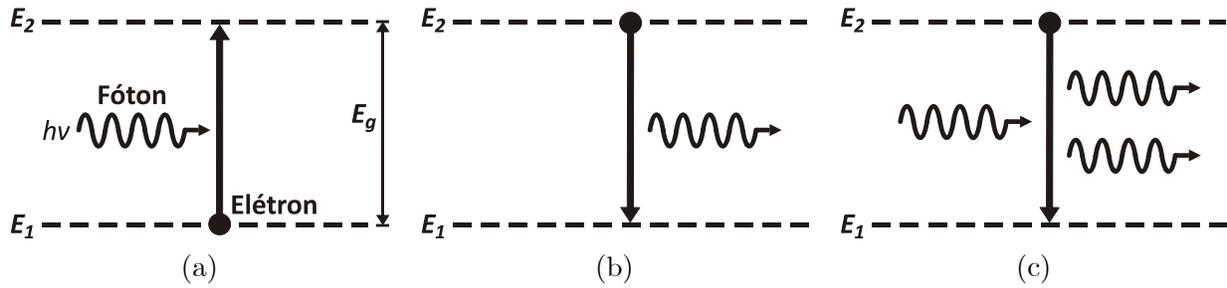


Figura 2.1: Três processos fundamentais ocorrendo entre dois estados de energia de um átomo: (a) absorção, (b) emissão espontânea e (c) emissão estimulada.

No processo de absorção quântica de energia eletromagnética, um fóton (com energia $h\nu$) da luz incidente de frequência ν pode ser absorvido pelo átomo, elevando um elétron do nível E_1 para o nível E_2 , atenuando a luz incidente. No processo de emissão espontânea, o elétron inicialmente no estado de excitação retorna ao nível de menor energia, emitindo, durante este processo, um fóton com direção e fase aleatórias, ou seja, gerando radiação incoerente. No caso da emissão estimulada, a transição de decaimento da energia do elétron é iniciada por um fóton incidente no átomo, resultando em um fóton emitido pelo elétron com igual energia, mesma fase e em idêntica direção e sentido de propagação do fóton incidente. Essa emissão estimulada e coerente é o processo fundamental para emissão de luz pelos lasers [26] e foi inicialmente formulada por Einstein há quase um século.

2.1.2 Junção p - n

Parte fundamental do laser, a junção semicondutora é formada colocando-se convenientemente em contato um material do tipo p e um material do tipo n . Como a concentração de portadores (elétrons e lacunas) dos materiais são diferentes, eles não estão em equilíbrio e seus níveis quasi-Fermi estão desalinhados. O equilíbrio é rapidamente estabelecido através da difusão de portadores, ou seja, elétrons do lado n para o lado p e de lacunas do lado p para o lado n . Essa difusão deixa uma região próxima à junção praticamente ausente de portadores livres, a chamada região de depleção. Esse fluxo de difusão permanece até que seja formado um campo elétrico na direção oposta ao deslocamento dos portadores, estabelecendo o equilíbrio através de uma barreira com potencial interno (*built-in*) V_{bi} [15].

Polarizando-se diretamente a junção, através de uma tensão externa V_a , o campo elétrico interno da barreira é reduzido, permitindo o fluxo por deriva dos portadores através da junção. Quando V_a é tal que o número de portadores livres na junção aumenta de forma a gerar fótons suficientes para superar as perdas, ocorre a inversão de população, já que a população de elétrons na banda de valência fica ligeiramente menor que a população na

banda de condução. Nesse processo, chamado de condição de limiar, a energia da emissão estimulada supera a soma da emissão espontânea e das perdas por absorção, possibilitando a amplificação da luz na junção $p-n$. Entretanto, nesse tipo de junção, chamada de homojunção, não há confinamento de portadores e o ganho suficientemente alto ocorre em uma região muito pequena. Além disso, o ganho por si só não é o suficiente para a operação de um laser, que necessita de uma realimentação óptica para transformar o amplificador em um oscilador [15, 26]. Tais problemas podem ser contornados com alterações na estrutura do dispositivo introduzidas nos primórdios do desenvolvimento do laser, conforme será visto a seguir.

2.1.3 Estruturas

Na prática, os lasers não são constituídos apenas pela junção $p-n$: entre essas duas camadas é inserida uma camada de material intrínseco com E_g menor, formando a chamada heterojunção. Quando polarizada diretamente, tal estrutura permite que portadores circulem livremente para a região ativa, mas, uma vez lá, não podem atravessar para o outro lado por causa das diferenças de *bandgap*. Dispositivos com heterojunção são chamados de dispositivos com dupla heteroestrutura (DH). O uso dessa técnica confina os portadores dentro da região ativa, exigindo uma corrente de polarização menor e habilitando lasers a operarem em temperatura ambiente. Além disso, como resultado da diferença dos índices de refração, a região ativa atua como um guia de onda dielétrico, suportando modos ópticos cujos números podem ser controlados alterando a espessura da região ativa. O desenvolvimento de tal heteroestrutura, proposto em 1963, trouxe significativas contribuições em optoeletrônica e aplicações de alta velocidade, rendendo a Zhores I. Alferov e Herbert Kroemer o Nobel de Física em 2000, junto com Jack S. Kilby. Um laser DH está ilustrado na Figura 2.2, seguido de um esquemático do confinamento de portadores e do campo óptico em um laser desse tipo. Tal estrutura é comumente referida como laser semicondutor de área larga (*broad-area*), visto que a corrente de polarização é injetada sobre uma área relativamente ampla do *chip* de laser [15, 26].

Em telecomunicações, a região ativa deve ser fina o suficiente ($\sim 0,2 \mu\text{m}$) para que o guia de onda planar suporte um único modo transversal. Entretanto, não há um mecanismo de confinamento da luz na direção lateral, paralela ao plano da junção, espalhando a luz gerada por toda a largura do laser. Essa deficiência faz com que os lasers de área larga raramente sejam usados em sistemas de comunicação óptica. O problema é solucionado introduzindo um mecanismo para confinamento lateral da luz. Os lasers resultantes são classificados em duas categorias: lasers semicondutores de ganho guiado (*gain-guided*) e de índice guiado (*index-guided*).

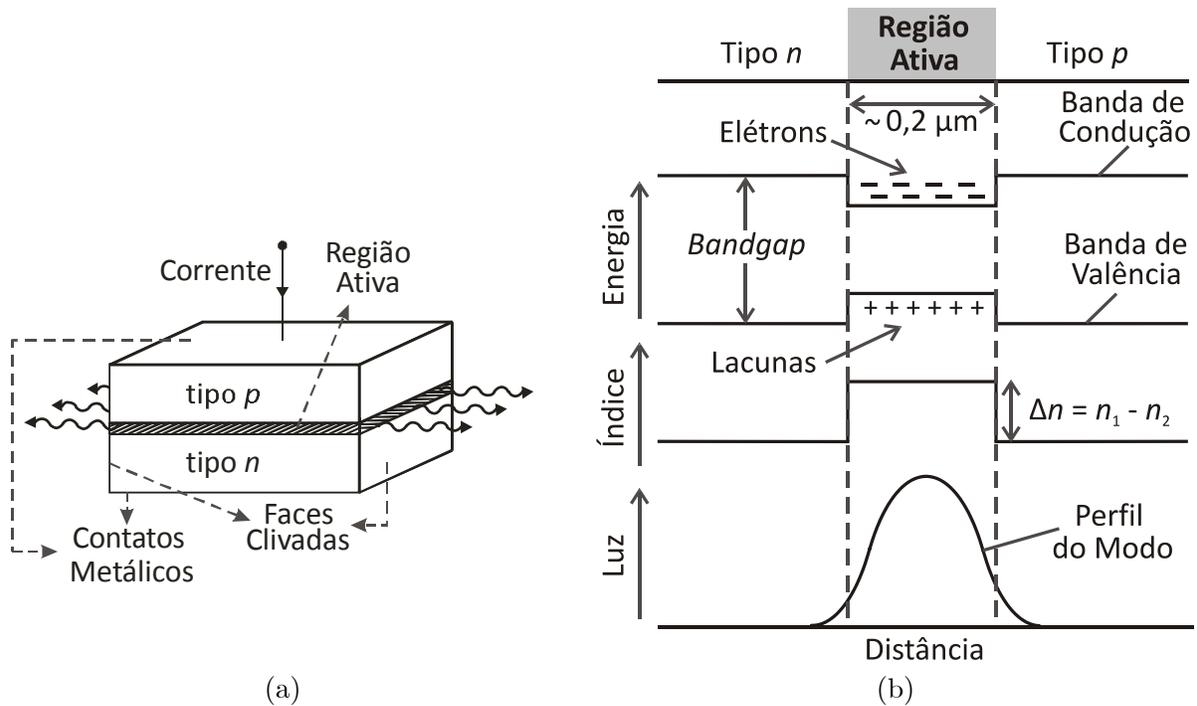


Figura 2.2: Esquemático (a) de um laser DH e (b) do confinamento de portadores e do modo óptico em um laser desse tipo (redesenhado de [15]).

Os lasers de ganho guiado resolvem o problema de confinamento limitando a injeção de corrente sobre uma estreita faixa, sendo chamados também de lasers *stripe-geometry*. Uma possível abordagem para essa técnica é através da deposição de um dielétrico no topo da camada p , com uma abertura central que permite a injeção de corrente, conforme ilustrado na Figura 2.3(a).

Enquanto que no laser de índice guiado o problema é solucionado introduzindo-se um degrau de índice na direção lateral da estrutura, fazendo com que seja formado um guia de onda de maneira similar ao guia transversal formado pela heteroestrutura. Os lasers de índice guiado podem ainda ser subdivididos em fracamente e fortemente guiados, de acordo com a magnitude do degrau de índice.

Um exemplo de índice fracamente guiado é a estrutura mostrada na Figura 2.3(b), chamada de laser *Ridge Waveguide* (RW). Na Figura 2.3(c) é mostrado um exemplo de estrutura de índice fortemente guiado, na qual a região ativa é “enterrada” no dispositivo, sendo conhecida como *Etched-Mesa Buried Heterostructure* (EMBH). Os materiais tipicamente usados para emissão entre 1100-1650 nm são o fosfeto de índio (InP) e o fosfeto de arsenieto de gálio e índio (InGaAsP) [15, 26–29]. O trabalho aqui desenvolvido é fundamentado em um circuito equivalente modelado para lasers com as estruturas de índice guiado: RW e EMBH [4].

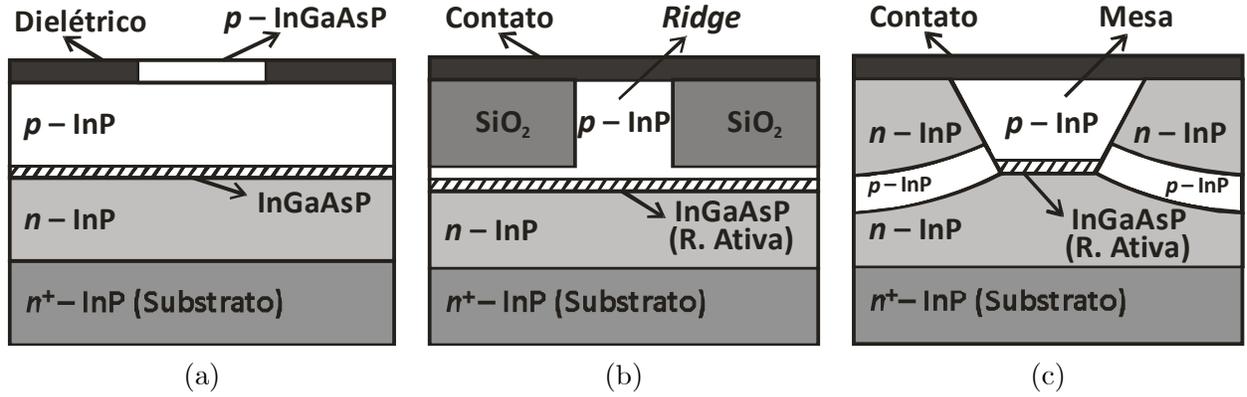


Figura 2.3: Seção transversal de laser semiconductor com estrutura de (a) ganho guiado, (b) índice fracamente guiado e (c) índice fortemente guiado (redesenhado de [15]).

2.1.4 Equações de Taxa

As equações de taxa de um laser descrevem as trocas de energia entre elétrons e fótons em uma cavidade ressonante através dos três processos ópticos fundamentais descritos anteriormente: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada. As equações de taxa multimodo generalizadas são dadas por [28]:

$$\frac{dS_m}{dt} = G_m S_m - \frac{S_m}{\tau_p} + \beta m \frac{N}{\tau_n} \quad (2.1)$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_n} - \sum_m G_m S_m \quad (2.2)$$

nas quais S_m é a densidade de fótons do m -ésimo modo longitudinal; G_m é a taxa de emissão estimulada do modo correspondente; τ_p é o tempo de vida do fóton, cuja taxa de decaimento é dada por $\tau_p = [v_g (\alpha_m + \alpha_{int})]^{-1}$, sendo α_m o coeficiente de perdas nos espelhos e α_{int} as perdas por absorção; β é a fração de emissão espontânea acoplada ao m -ésimo modo; I é a corrente injetada; q é a carga do elétron; N é a densidade de portadores; τ_n é o tempo de vida dos portadores e V é o volume da região ativa. Para lasers predominantemente monomodo, as Eqs. 2.1 e 2.2 podem ser reduzidas às equações de taxa para um único modo. A equação de taxa dos fótons é dada por:

$$\frac{dS}{dt} = GS - \frac{S}{\tau_p} + \beta \frac{N}{\tau_n} \quad (2.3)$$

na qual G é a taxa líquida de emissões estimuladas e $\beta \frac{N}{\tau_n}$ é o termo adicionado para levar em conta a taxa em que os fótons emitidos espontaneamente são adicionados à população de

fótons da região ativa [15, 28].

No limiar, G precisa igualar-se as perdas devido à fuga de fótons da cavidade e a outras perdas internas, ou seja:

$$G = \Gamma v_g a (N - N_{tr}) \quad (2.4)$$

sendo Γ o fator de confinamento óptico; v_g a velocidade de grupo; a o coeficiente de ganho diferencial e N_{tr} a densidade de portadores na transparência.

A equação de taxa dos portadores para um único modo é:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_n} - GS \quad (2.5)$$

sendo que o tempo de vida dos portadores é dado por [15]:

$$\tau_n = \frac{1}{A_{nr} + BN + CN^2} \quad (2.6)$$

onde A_{nr} é o coeficiente de recombinações não-radiativas; B é o coeficiente de recombinações radiativas e C está relacionado ao processo de recombinação Auger, que envolve a interação de quatro estados de partícula, sendo significativo apenas quando a densidade de portadores é muito alta.

As equações de taxa serão novamente abordadas durante a modelagem do circuito equivalente para o laser, na qual será mostrado que muito dos parâmetros do circuito estão relacionados ao tempo de vida dos portadores, apresentado na Eq. 2.6.

2.2 Modelagem de Lasers Semicondutores

O equacionamento do comportamento dinâmico dos lasers advém essencialmente das equações de taxa para pequenos ou grandes sinais. Esta análise pode alternativamente ser feita através da modelagem do circuito equivalente, que, dentre outras vantagens, permite a inclusão do efeito de compressão de ganho óptico e uma análise precisa dos elementos parasitas presentes não só no *chip* do dispositivo, mas em toda montagem envolvida. Esta seção apresentará a modelagem do circuito equivalente para laser, iniciando com o detalhamento dos elementos parasitas presentes em lasers RW e EMBH até chegar ao modelo do circuito para pequenos sinais acima e abaixo da corrente de limiar, fundamentando-se em trabalhos anteriores realizados por R. S. Tucker *et al.* [2–9].

2.2.1 Características Corrente-Tensão

As características corrente versus tensão ($I-V$) de um diodo são expressas pela conhecida equação de Shockley [15]:

$$I = I_s \left[\exp \left(\frac{qV_{bi}}{\eta kT} \right) - 1 \right] \quad (2.7)$$

na qual I_s é a corrente de saturação, dependente dos coeficientes de difusão associados aos portadores; η é um fator de idealidade do diodo; k a constante de Boltzmann e T é a temperatura. Para um diodo emissor de luz, o fator de idealidade varia entre 1 e 2. O fator é igual a 1 em um diodo no qual a corrente é completamente dominada pelos mecanismos de difusão (diodo ideal) e é igual a 2 quando os mecanismos de geração e recombinação são dominantes [30–32].

Capacitâncias de Junção e Difusão

Os portadores em uma junção $p-n$ estão separados por uma determinada distância, dada pela região de depleção, formando uma capacitância na junção dependente da tensão aplicada, chamada de capacitância de carga espacial (C_{sc} - *space charge capacitance*), a qual pode ser expressa por [33]:

$$C_{sc} = C_{sc(0)} \left(1 - \frac{V_a}{V_{bi}} \right)^{-w} \quad (2.8)$$

na qual o termo $C_{sc(0)}$ é a capacitância de carga espacial sem tensão aplicada e w é o coeficiente gradual da junção, podendo variar de 0,33, para uma junção linearmente gradual, até 0,5 para uma junção abrupta. Adicionalmente, existe uma capacitância de difusão (C_d) em paralelo com C_{sc} , representando a capacitância oferecida pelos portadores minoritários armazenados fora da região de depleção [33–37].

2.2.2 Elementos Parasitas

Na prática, um caminho DC (*Direct Current*) paralelo desvia a corrente para fora da região ativa do laser, o qual pode ser aproximado por um simples resistor em paralelo. Entretanto, para altas taxas de modulação existem caminhos parasitas, chamados parasitas elétricos, que são dependentes da frequência e não podem ser expressos simplesmente por um resistor. Esses parasitas também são dependentes da estrutura de laser utilizada. Assim, para ilustrar essa dependência serão descritos dois tipos de estruturas. Inicialmente será analisado o laser RW, cuja seção transversal está ilustrada na Figura 2.4, na qual é destacada a disposição dos elementos que formam os caminhos parasitas [28].

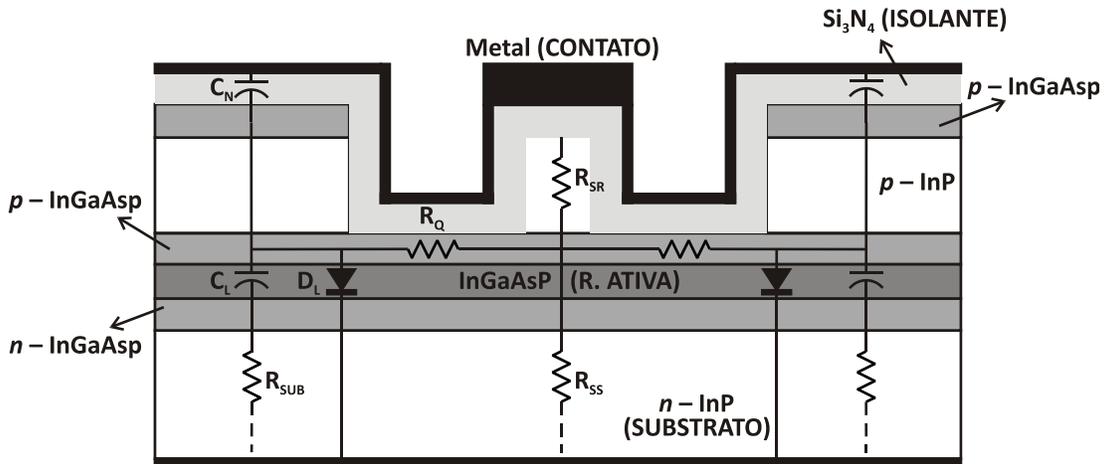


Figura 2.4: Seção transversal de um laser *ridge-waveguide* (RW) com seus elementos parasitas (redesenhado de [4] e [28]).

Os parasitas elétricos dominantes são a resistência em série com a região ativa e a capacitância de difusão entre os contatos metálicos. A resistência em série total R_S é a soma da resistência *ridge* (R_{SR}), a qual inclui a resistência na interface entre o contato metálico e a região ativa, e a resistência do substrato (R_{SS}) sob a região ativa. A maior dessas duas resistências é R_{SR} , que é o valor predominante de R_S . A capacitância parasita de difusão C_S surge da capacitância C_N , dependente da espessura da camada isolante de nitreto de silício, associada em série à capacitância de carga espacial C_L , dependente da densidade de dopante das camadas InGaAsP. Tais capacitâncias estão distribuídas por toda largura do *chip* e tipicamente C_S é em sua maior parte dominada pelo valor de C_N , que é a menor dessas duas capacitâncias. A resistência R_{SUB} , em série com C_L , é dependente da densidade de dopante no substrato, usualmente considerado com valores pequenos, da ordem de alguns ohms. A resistência R_Q assume valores maiores e previne uma corrente de fuga excessiva da região ativa pelo diodo D_L da heterojunção [4, 28].

Analisando agora um laser EMBH, ilustrado na Figura 2.5, a resistência R_{SP} do contato metálico e da camada tipo p sobre a região ativa combinada com a resistência R_{SS} do substrato abaixo da região ativa resultam em uma resistência total de $R_S = R_{SP} + R_{SS}$ em série com o dispositivo intrínseco. As principais fontes de capacitâncias parasitas podem ser divididas em três [3, 4]:

1. *Camada Metal-Isolante-Semicondutor (MIS)*: capacitância C_N distribuída por toda área do chip, assumindo valores similares à C_N do laser RW. A capacitância de carga espacial C_L em série com C_N surge da junção de bloqueio da polarização reversa e é cerca de uma ordem de magnitude maior que C_N .

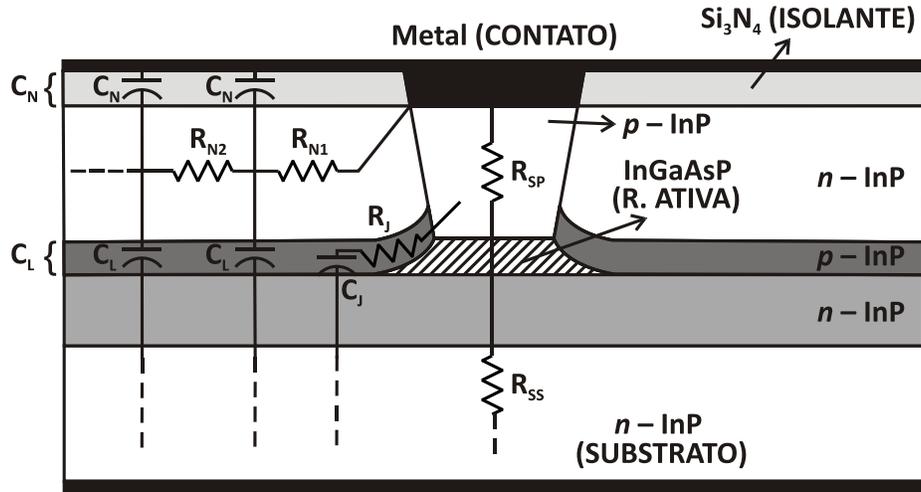


Figura 2.5: Seção transversal do laser EMBH com os elementos parasitas (redesenhado de [4]).

2. *Junção de Bloqueio de Polarização Reversa*: segue a camada n -InP abaixo da camada isolante e da capacitância C_L . Esse caminho de fuga da corrente é representado na Figura 2.5 por uma rede RC distribuída, usando elementos concentrados como uma aproximação, acoplados aos resistores R_{Ni} .
3. *Junção de Polarização Direta Adjacente à Região Ativa*: caminho de fuga através da fina camada p -InP e da capacitância C_J associada à região de polarização direta da junção p - n adjacente à região ativa.

Os significados dos três caminhos de corrente dependem de detalhes da geometria e da densidade de dopantes. Para o laser EMBH apresentado, pode ser considerado o significado do modelo mais simples utilizado para o laser RW, com os caminhos descritos nos itens 2 e 3 agrupados em C_S [4].

Os principais fatores limitantes na largura de banda do laser são a capacitância parasita paralela C_S e a resistência em série R_S , que formam um filtro passa-baixa. O produto RC corresponde à frequência de corte dada por [28]:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C_S}. \quad (2.9)$$

O laser EMBH, quando comparado ao RW, apresenta valores resultantes mais altos para o produto $R_S C_S$ [28].

Quando o *chip* do laser é encapsulado existem ainda as contribuições parasitas provenientes desse encapsulamento, tais como a indutância L_p e a resistência R_p provenientes do

fio de ligação e a capacitância C_p de fuga para o aterramento. A Figura 2.6, mostra um circuito com os parasitas do encapsulamento e com os parasitas elétricos do *chip* (R_S e C_S), incluindo também a capacitância de carga espacial (C_{sc}), além da resistência interna (R_{IN}) da fonte de corrente I_{fonte} , a corrente DC de fuga (I_L) e a corrente I_A , que efetivamente chega à região ativa.

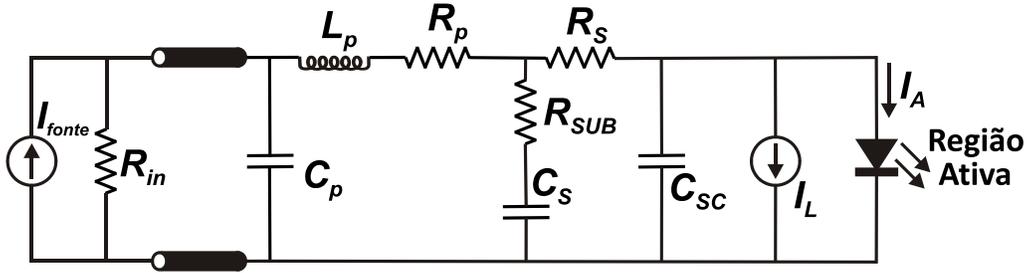


Figura 2.6: Circuito com parasitas do encapsulamento e do *chip* (redesenhado de [4] e [28]).

Tendo apresentado esses componentes do circuito, o próximo passo é a modelagem da região ativa, que será realizada para grandes e pequenos sinais, subdividindo esse último caso para correntes acima e abaixo do valor de limiar.

2.2.3 Modelo do Circuito para Grandes Sinais

O modelo para grandes sinais da região ativa parte das equações de taxa descritas nas Eqs. 2.3 e 2.5 e incorpora termos para inclusão da compressão ou saturação de ganho dependentes do campo óptico [4], chegando assim no circuito da Figura 2.7, que usa uma versão simplificada do método descrito em [6]. Essa abordagem é válida apenas para lasers polarizados próximos ou acima do limiar, pois nessas condições a densidade de portadores é aproximadamente constante.

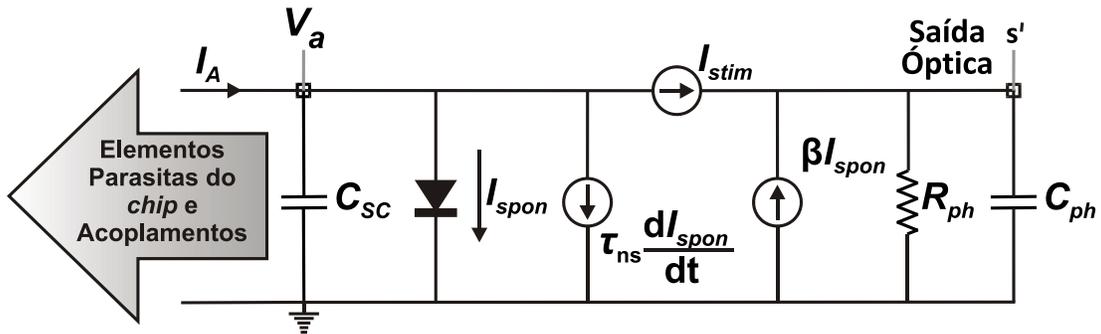


Figura 2.7: Modelo do circuito do laser para grandes sinais (redesenhado de [4] e [28]).

A fonte de corrente I_{spon} , mostrada na Figura 2.7, modela o armazenamento de cargas na região ativa enquanto I_{stim} representa a emissão estimulada. O termo s' é a densidade de fótons normalizada, dada por:

$$s' = \frac{s}{\Gamma s_n} \quad (2.10)$$

na qual s_n é uma constante de normalização. As perdas e o armazenamento de fótons são modelados por R_{ph} e C_{ph} , respectivamente, e são expressos por:

$$R_{ph} = \frac{\tau_p}{\alpha s_n} \quad (2.11)$$

$$C_{ph} = \alpha s_n \quad (2.12)$$

onde α é o volume da região ativa multiplicado pela carga elementar (qV). A tensão medida na saída do modelo é análoga à s' e, portanto, proporcional à intensidade de saída de luz para grandes sinais [4].

2.2.4 Modelo do Circuito para Pequenos Sinais

O modelo para pequenos sinais é obtido por meio da linearização do modelo para grandes sinais e é dividido em modelos para correntes acima e abaixo do limiar.

Modelo para Correntes Abaixo do Limiar

A equação de taxa dos portadores, abaixo da corrente de limiar, incluindo o termo C_{sc} da capacitância de carga espacial, pode ser escrita como [28]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_n} - \frac{C_{sc}}{qV} \frac{dV_a}{dt}. \quad (2.13)$$

O modelo para pequenos sinais considera qualquer variação como perturbações em torno do estado estacionário e a linearização é obtida separando as variáveis dependentes do tempo em componentes DC e AC (*Alternating Current*). Assumindo que a corrente de injeção I consiste de um termo estacionário I_0 e uma pequena variação i , obtém-se [7, 28]:

$$\begin{aligned} I &= I_0 + ie^{j\omega t} \\ N &= N_0 + ne^{j\omega t} \\ V_a &= V_{a0} + v_a e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.14)$$

nas quais ω é a frequência angular expressa em radianos. Substituindo a Eq. 2.14 na Eq.

2.13 e desprezando os produtos dos dois termos de pequenos sinais, chega-se na equação linearizada dada por:

$$i = \frac{n\alpha}{\tau_n} + j\omega (n\alpha + v_a C_{sc}). \quad (2.15)$$

A relação da densidade de portadores com a tensão de junção do diodo é alcançada pela aproximação das características I versus V_a da heterojunção com a relação de Shockley [2]:

$$N = N_e \left[\exp \left(\frac{qV_a}{\eta kT} \right) - 1 \right] \quad (2.16)$$

na qual N_e é a densidade de portadores no equilíbrio. Usando a relação expressa pela Eq. 2.16 na linearização, tem-se:

$$n = \frac{v_a q N_0}{\eta kT}. \quad (2.17)$$

Substituindo a Eq. 2.17 na Eq. 2.15, obtém-se a equação de circuito:

$$i = v_a \left(\frac{1}{R_d} + j\omega (C_d + C_{sc}) \right). \quad (2.18)$$

O termo C_{sc} é a capacitância de carga espacial expressa anteriormente na Eq. 2.8 e C_d é a capacitância de difusão da região ativa, dada por:

$$C_d = \frac{\tau_n}{R_d}. \quad (2.19)$$

A resistência de junção do diodo, R_d , pode ser obtida através da diferenciação da relação de Shockley da corrente com a tensão aplicada:

$$\frac{dI}{dV_a} = \frac{I_s q}{\eta kT} \exp \left(\frac{qV_a}{\eta kT} \right). \quad (2.20)$$

Obtendo então o resistor diferencial que representa a resistência de junção do diodo, dado por:

$$R_d = 1 / \left(\frac{dI}{dV_a} \right) = \frac{\eta kT}{I_s q} \frac{1}{e^{\left(\frac{qV_a}{\eta kT} \right)}}. \quad (2.21)$$

O circuito representando pela Eq. 2.18 é ilustrado na Figura 2.8.

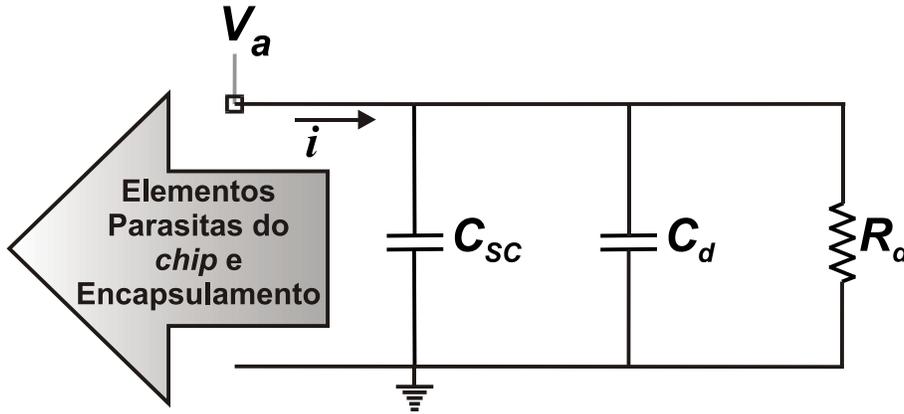


Figura 2.8: Modelo do circuito da região ativa para pequenos sinais de um laser operando em correntes abaixo do limiar (redesenhado de [28]).

Modelo para Correntes Acima do Limiar

A equação de taxa para os portadores acima do limiar, incluindo C_{sc} e o termo de compressão de ganho (ε), pode ser re-escrita como [7, 28]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - G(N)[1 - \varepsilon S]S - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_a}{dt}. \quad (2.22)$$

Assim como feito na Eq. 2.14, as variáveis S e G da equação de taxa são linearizadas, sendo separadas em componentes DC e AC:

$$\begin{aligned} S &= S_0 + se^{j\omega t} \\ G &= G_0 + ge^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.23)$$

na qual $g = \gamma n$ e $\gamma = \Gamma v_g a$. Substituindo os valores de pequenos sinais das Eqs. 2.14 e 2.23 na Eq. 2.22, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (N_0 + ne^{j\omega t}) &= \frac{(I_0 + ie^{j\omega t})}{\alpha} - \frac{(N_0 + ne^{j\omega t})}{\tau_n} \\ &- (G_0 + ge^{j\omega t}) [1 - \varepsilon (S_0 + se^{j\omega t})] (S_0 + se^{j\omega t}) - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{d}{dt} (V_{a0} + v_a e^{j\omega t}). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Rearranjando a Eq. 2.24 obtém-se:

$$\begin{aligned} j\omega ne^{j\omega t} &= \left\{ \frac{I_0}{\alpha} - \frac{N_0}{\tau_n} - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_{a0}}{dt} - G_0 S_0 (1 - \varepsilon S_0) \right\} + \frac{ie^{j\omega t}}{\alpha} - \frac{ne^{j\omega t}}{\tau_n} \\ &- (G_0 se^{j\omega t} - 2\varepsilon S_0 G_0 se^{j\omega t} + g S_0 e^{j\omega t} - \varepsilon g S_0^2 e^{j\omega t}) - \frac{C_{sc}}{\alpha} j\omega v_a e^{j\omega t}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Assume-se que os termos dentro das chaves na Eq. 2.25, em estado estacionário, satisfazem:

$$\frac{dN_0}{dt} = \frac{I_0}{\alpha} - \frac{N_0}{\tau_n} - G(N_0) [1 - \varepsilon S_0] S_0 - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_{j0}}{dt} = 0. \quad (2.26)$$

Então, usando a Eq. 2.26, a Eq. 2.25 reduz-se a:

$$\frac{i}{\alpha} = n \left(j\omega + \frac{1}{\tau_n} \right) + sG_0 (1 - 2\varepsilon S_0) + \gamma n S_0 (1 - \varepsilon S_0) + j \frac{C_{sc}}{\alpha} \omega v_a. \quad (2.27)$$

Substituindo a Eq. 2.17 na Eq. 2.27, chega-se na seguinte equação:

$$i = \frac{\alpha v_a N_0 q}{\eta k T} \left(j\omega + \frac{1}{\tau_n} \right) + \gamma \frac{\alpha v_a N_0 q}{\eta k T} S_0 (1 - \varepsilon S_0) + j C_{sc} \omega v_a + i_s \quad (2.28)$$

na qual considera-se que o termo da corrente de emissão estimulada (i_s) inclui a compressão de ganho e é aproximado por:

$$i_s = [\alpha G_0 s (1 - 2\varepsilon S_0)] \approx \alpha G_0 s. \quad (2.29)$$

Usando as Eqs. 2.19 e 2.21, referentes à capacitância e resistência de difusão, pode-se re-escrever a Eq. 2.28 da seguinte forma:

$$i = v_a \left[\left(\frac{1 + \tau_n \gamma (1 - \varepsilon S_0) S_0}{R_d} \right) + j\omega (C_d + C_{sc}) \right] + i_s. \quad (2.30)$$

Neste momento pode ser definida a capacitância efetiva C_t , dada pela combinação paralela das capacitâncias C_{sc} e C_d , e a resistência efetiva R_1 , dada por:

$$R_1 = \frac{R_d}{1 + \tau_n \gamma (1 - \varepsilon S_0) S_0} \approx \frac{R_d}{1 + \tau_n \gamma S_0}. \quad (2.31)$$

Portanto, a equação do circuito para a Eq. 2.22 pode finalmente ser escrita como:

$$i = v_a \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_t \right) + i_s. \quad (2.32)$$

A Eq. 2.32 pode ser representada pelo circuito mostrado na Figura 2.9. Até aqui, o circuito é o mesmo mostrado na Figura 2.8, para correntes abaixo do limiar, exceto pela combinação das capacitâncias e resistências em valores efetivos.

Até esse ponto foi obtida a parte do circuito equivalente para correntes acima do limiar referente à dinâmica dos portadores. Agora procede-se para a derivação da segunda parte

do circuito, a qual descreve a dinâmica dos fótons. A equação de taxa dos fótons, incluindo o termo de compressão de ganho (ε) devido à difusão lateral de portadores é expressa por [7, 28]:

$$\frac{dS}{dt} = GS(1 - \varepsilon S) - \frac{S}{\tau_p} + \beta \frac{N}{\tau_n}. \quad (2.33)$$

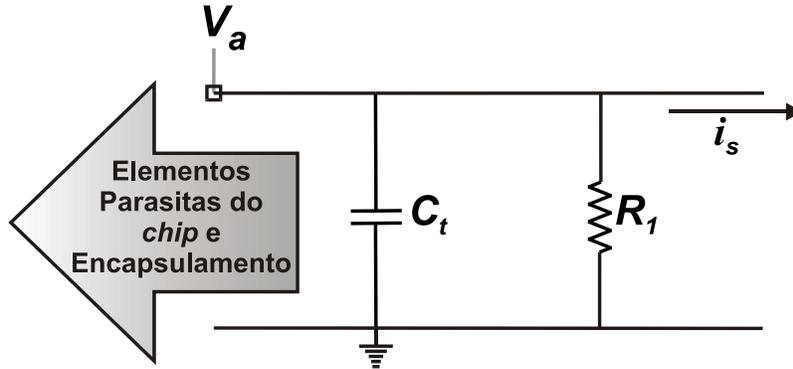


Figura 2.9: Parte do circuito equivalente para pequenos sinais em correntes acima do limiar referente apenas à dinâmica dos portadores (redesenhado de [28]).

Seguindo o raciocínio utilizado para a primeira parte do circuito, substitui-se os valores de pequenos sinais das Eqs. 2.14 e 2.23 na Eq. 2.33, obtendo-se:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (S_0 + se^{j\omega t}) &= (G_0 + ge^{j\omega t}) (S_0 + se^{j\omega t}) [1 - \varepsilon (S_0 + se^{j\omega t})] \\ &\quad - \frac{(S_0 + se^{j\omega t})}{\tau_p} + \beta \left(\frac{N_0 + ne^{j\omega t}}{\tau_n} \right). \end{aligned} \quad (2.34)$$

Rearranjando a Eq. 2.34:

$$\begin{aligned} j\omega se^{j\omega t} &= \left\{ \left[G_0 (1 - \varepsilon S_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] S_0 + \beta \frac{N_0}{\tau_n} \right\} + gS_0 e^{j\omega t} \\ &\quad + G_0 se^{j\omega t} - g\varepsilon S_0^2 e^{j\omega t} - 2\varepsilon G_0 S_0 se^{j\omega t} - \frac{se^{j\omega t}}{\tau_p} + \beta \frac{ne^{j\omega t}}{\tau_n}. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Novamente assume-se que os termos dentro das chaves, agora da Eq. 2.35, satisfazem a seguinte equação de taxa em estado estacionário:

$$\frac{dS_0}{dt} = \left[G_0 (1 - \varepsilon S_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] S_0 + \beta \frac{N_0}{\tau_n} = 0. \quad (2.36)$$

Permitindo que a Eq. 2.35 possa ser simplificada para:

$$j\omega s = gS_0 + G_0s - g\varepsilon S_0^2 - \frac{s}{\tau_p} + \beta \frac{n}{\tau_n} - 2\varepsilon G_0 S_0 s. \quad (2.37)$$

Substituindo a Eq. 2.17 em 2.37, tem-se:

$$v_a \frac{N_0 q}{\eta \tau_n k T} [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)] = \left(j\omega + 2\varepsilon S_0 G_0 - G_0 + \frac{1}{\tau_p} \right) s. \quad (2.38)$$

A partir da condição de estado estacionário da Eq. 2.36, obtém-se a seguinte expressão para o tempo de vida dos fótons:

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0. \quad (2.39)$$

Portanto, substituindo a Eq. 2.39 na Eq. 2.38, tem-se:

$$v_a = \frac{\eta \tau_n k T}{N_0 q} \left(j\omega + 2\varepsilon G_0 S_0 - G_0 + \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0 \right) \times \frac{s}{[\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]}. \quad (2.40)$$

Finalmente, obtém-se:

$$v_a = \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \left(j\omega + \varepsilon G_0 S_0 + \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} \right) i_s. \quad (2.41)$$

Definindo os elementos do circuito para a Eq. 2.41 como [7, 28]:

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \\ R_{s1} &= \varepsilon G_0 S_0 L_s \\ R_{s2} &= \frac{\beta N_0 L_s}{S_0 \tau_n} \end{aligned} \quad (2.42)$$

chega-se então à equação do circuito dada por:

$$v_a = (j\omega L_s + R_{s1} + R_{s2}) i_s. \quad (2.43)$$

O modelo do circuito completo para pequenos sinais, segundo a Eq. 2.43, é mostrado na Figura 2.10. Em relação ao significado físico de cada elemento do circuito, as oscilações do laser surgem do efeito de carga/descarga transiente entre a capacitância efetiva ($C_t = C_{sc} +$

C_d) e a indutância L_s , sendo equivalente à dinâmica de troca de energia entre portadores e fótons. O amortecimento dessas ressonâncias é determinado pelas resistências R_1 , R_{s1} , e R_{s2} . A resistência R_1 modela o amortecimento devido às recombinações espontâneas e estimuladas enquanto R_{s1} modela o efeito de compressão de ganho devido à difusão de portadores. A resistência R_{s2} provê o efeito de fator de acoplamento de emissão espontânea β .

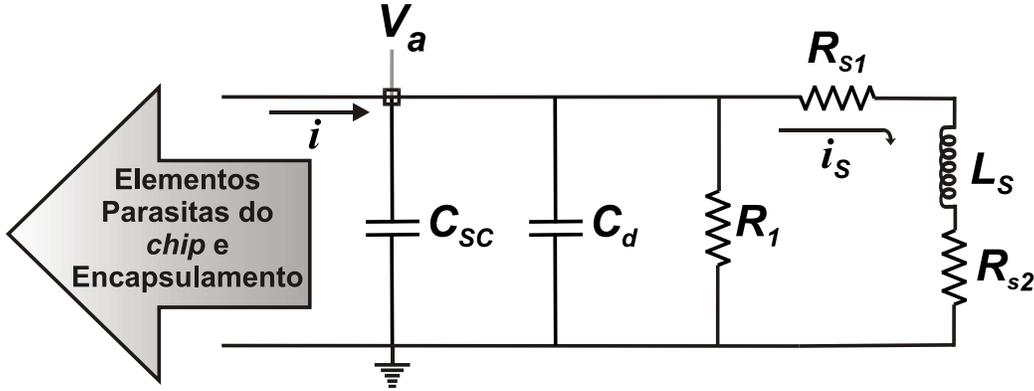


Figura 2.10: Modelo completo do circuito da região ativa para pequenos sinais e correntes acima do limiar, incluindo difusão de portadores (redesenhado de [7] e [28]).

Aproximações Adicionais para as Expressões dos Elementos do Circuito

Uma vez que, da Eq. 2.39, se aplica a aproximação:

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0 \approx G_0 \quad (2.44)$$

e dado que, acima do limiar, a densidade de portadores é aproximadamente constante, o indutor ressonante L_s pode ser aproximado por [4, 28]:

$$L_s = \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \approx \frac{R_d \tau_p}{\gamma \tau_n S_0} \quad (2.45)$$

então, usando a Eq. 2.45, os resistores de amortecimento podem ser aproximados por:

$$R_{s1} = \varepsilon G_0 S_0 L_s \approx \frac{\varepsilon R_d}{\gamma \tau_n} \quad (2.46)$$

$$R_{s2} = \frac{\beta N_0 L_s}{S_0 \tau_n} \approx \frac{\beta \Gamma R_d \tau_p I_{tA}}{\alpha \gamma \tau_n S_0^2} \quad (2.47)$$

na qual o termo I_{tA} é a corrente de limiar da região ativa (interna) excluindo a corrente de fuga, dada por [4]:

$$I_{tA} \approx \frac{\alpha \left(\frac{1}{\tau_p \Gamma \gamma} + N_{tr} \right)}{\tau_n}. \quad (2.48)$$

A densidade de fótons no estado estacionário pode ser expressa por:

$$S_0 \approx \frac{\Gamma \tau_p}{\alpha} (I_0 - I_{th}) \quad (2.49)$$

sendo que I_0 é a componente DC da corrente de polarização total e I_{th} é a corrente de limiar externa, a qual inclui a corrente de limiar interna I_{tA} e a corrente de fuga I_L ($I_{th} = I_{tA} + I_L$).

Considerando as aproximações feitas para os elementos, a frequência de ressonância da oscilação de relaxação (f_r) pode ser aproximada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} [L_s (C_d - C_{sc})]^{-1/2} \quad (2.50)$$

e a constante de tempo de amortecimento (τ_1) associada às oscilações de relaxação pode ser expressa por:

$$\tau_1 = \frac{L_s}{R_{s1} + R_{s2}}. \quad (2.51)$$

As considerações teóricas feitas aqui para os lasers são válidas para os SOAs com pequenas aproximações, devido às semelhanças entre os dispositivos [15]. Assim, os circuitos equivalentes encontrados para o laser serão aplicados ao SOA. Os elementos do circuito serão então calculados para serem comparados com a resposta em frequência da impedância, obtida através de medidas experimentais.

2.3 Amplificador Óptico a Semicondutor

O amplificador óptico a semicondutor (SOA) é um dispositivo optoeletrônico que, sob condições adequadas, é capaz de amplificar um sinal óptico incidente. A amplificação óptica se dá através da emissão estimulada, que aumenta com uma corrente de polarização externa, gerando o ganho óptico quando esta supera a emissão espontânea. Seu princípio de funcionamento, fabricação e estruturas são similares aos de um laser semicondutor [15, 20].

O SOA pode ser classificado em dois principais tipos: o primeiro, chamado de SOA *Fabry-Perot* (FP-SOA), possui valores de refletividade residual significativos, formando uma cavidade ressonante que amplifica o sinal através de repetidas passagens pelo amplificador quando opera abaixo do limiar de oscilação; o segundo, chamado de SOA de ondas cami-

nhantes (TW - *Travelling Wave*), possui filmes antirrefletivos em suas facetas, amplificando o sinal incidente em uma única passagem pelo amplificador. A refletividade residual precisa estar abaixo de 0,1 % e para isso o uso de filmes antirrefletivos é usado em conjunto com mecanismos adicionais para diminuição da refletividade, como a inclinação da região ativa ou o uso de regiões transparentes entre a região ativa e os filmes antirrefletivos. Em comparação ao FP-SOA, o TW-SOA é bem menos sensível às variações de corrente, temperatura e polarização, sendo o dispositivo mais usado nas redes de comunicações ópticas e também o que foi usado neste trabalho. Assim, a partir deste ponto, o TW-SOA será tratado pelo termo SOA, sendo devidamente indicado quando se tratar de um SOA específico [20, 38–40].

2.3.1 Considerações sobre a Condição de Transparência

Conforme visto anteriormente, embora a emissão estimulada comece a ocorrer assim que uma corrente é aplicada em um laser, apenas com um determinado valor de corrente injetada é que a emissão estimulada se iguala às perdas por absorção e à emissão espontânea, atingindo a condição chamada de transparência. Para que ocorra a inversão de população, ou seja, para que a emissão estimulada seja predominante e o dispositivo passe a gerar luz coerente, é necessário um valor de corrente acima da transparência. A corrente necessária para causar essa inversão é chamada de corrente de limiar (I_{th}). Em um laser, ao atingir a condição de transparência, um pequeno valor de corrente adicional é suficiente para gerar essa inversão de população.

Em um SOA, na região de transparência o ganho óptico obtido é o suficiente para igualar as perdas, e, com um acréscimo da corrente, os valores de ganho passam a ser positivos. Tipicamente, a diferença entre as correntes de transparência e limiar são menores em lasers do que em SOAs, dado este que pode ser observado na curva de corrente por potência luminosa de um laser semiconductor [15, 20]. Sendo assim, mais por um questão de nomenclatura, ao invés de corrente de limiar, quando se tratar do SOA será usado o termo corrente de transparência (I_{tr}).

2.3.2 Considerações sobre as Estruturas

O SOA é formado basicamente por uma junção $p-n$, mas, assim como no laser, sua estrutura possui uma camada intrínseca entre as regiões p e n , formando uma dupla heterojunção e melhorando o confinamento de portadores na região ativa. Além disso, diferentes técnicas envolvendo a estrutura do SOA são utilizadas para supressão da cavidade ressonante, diminuição da sensibilidade à polarização ou melhoria de algum parâmetro do SOA [15, 20].

Os SOAs usados neste trabalho são do tipo “caixa-preta”, ou seja, seus detalhes não são fornecidos pelo fabricante. Ainda assim, alguns parâmetros, como corrente de transparência e comprimento da região ativa, podem ser medidos ou estimados, o que já não ocorre para os detalhes de sua estrutura, que também não são fornecidos pelos fabricantes. Desta forma, devido às semelhanças existentes com as estruturas do laser (excetuando as camadas refletivas), neste trabalho são utilizados os parâmetros dos dois tipos de laser usados em [4]: EMBH e RW.

Capítulo 3

Procedimentos Experimentais

Abordam-se os procedimentos experimentais realizados durante o trabalho, descrevendo equipamentos utilizados e principais resultados obtidos. Inicialmente será descrita a caracterização da mesa óptica utilizada nas medições do *chip* de SOA sem encapsulamento e, em seguida, serão apresentadas as medições de impedância. Todas as medições necessárias para a realização deste trabalho foram efetuadas no Laboratório de Pesquisas em Comunicações Ópticas e Micro-ondas Prof. Atílio J. Giarola (LAPCOM), situado na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

3.1 Caracterização da Mesa Óptica

As medições do SOA foram feitas em uma mesa óptica, projetada e montada pelo Prof. Dr. Evandro Conforti, com suporte para o *chip* do SOA sem encapsulamento. Sendo assim, fez-se necessária a caracterização dessa mesa para posterior modelagem de seu circuito equivalente.

A montagem situa-se sobre uma estrutura de plano terra e um dissipador termoelétrico, que mantém o dispositivo em uma temperatura aproximadamente constante de 25° C, e é composta por uma entrada de rádio frequência (RF) com conector padrão SMA fêmea, seguida de uma linha de microfita em substrato de alumina com impedância de 50 Ω e um resistor de micro-ondas de baixa indutância, também de 50 Ω , para casamento de impedância com a resistência interna da fonte. O resistor é ligado ao contato para o suporte do SOA, que termina em um segundo contato conectado ao plano terra. A montagem consiste ainda de uma entrada de corrente DC com um indutor *choke*, para a polarização elétrica do SOA, e um contato metálico (curto) móvel, o qual permite curto-circuitar o SOA para uma análise separada dos parasitas do *chip* e da região ativa, conforme será detalhado adiante. A mesa é composta também por um microscópio e posicionadores piezoelétricos.

A linha de microfita com suas dimensões aproximadas está ilustrada na Figura 3.1, seguida de uma visão geral da montagem, na qual são indicadas alguns de seus componentes e o local de passagem da fibra óptica para inserção de luz no SOA. Na Figura 3.2 (a) é apresentada uma visão geral da mesa óptica, enquanto na Figura 3.2 (b) é mostrada uma imagem ampliada da montagem, na qual são destacados o SOA, colocado no *chip* com inclinação de 33° e destacado na figura com um retângulo amarelo; o contato ligado ao plano terra; o resistor de 50Ω e o indutor *choke*. O SOA é montado com o lado *p* para cima e tem seu esquemático de acordo com o ilustrado na Figura 3.2 (c), onde os pontos *A* e *B* indicam local de contato do curto móvel, usado na caracterização da montagem e que será descrito adiante.

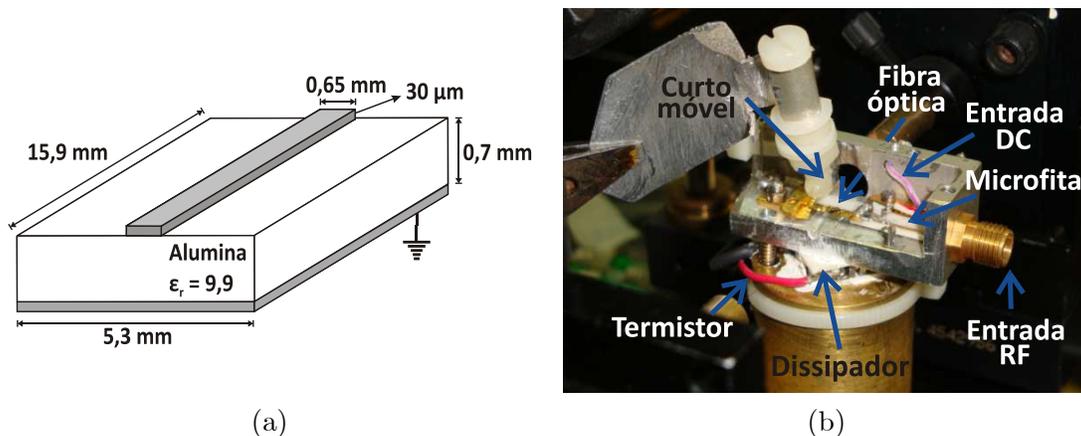


Figura 3.1: (a) Linha de microfita que liga a entrada de RF ao SOA; (b) visão geral da montagem para suporte do SOA, destacando alguns de seus componentes.

3.1.1 Submontagens

A caracterização da montagem da mesa óptica foi feita por meio de medições de impedância de três submontagens (SM), descritas abaixo:

1. SM-1: material inteiramente metálico, usado para realizar um curto no suporte das submontagens;
2. SM-2: segmento de linha de transmissão, constituído por um substrato de cerâmica com politetrafluoretileno (PTFE) e revestido por condutores de cobre;
3. SM-3: idêntica à SM-2, mas com a retirada de uma pequena faixa central de seu condutor superior.

As SMs são inseridas na montagem substituindo o SOA e cada uma delas tem uma finalidade específica para a caracterização, conforme será detalhado adiante. As três submontagens e suas dimensões são ilustradas na Figura 3.3.

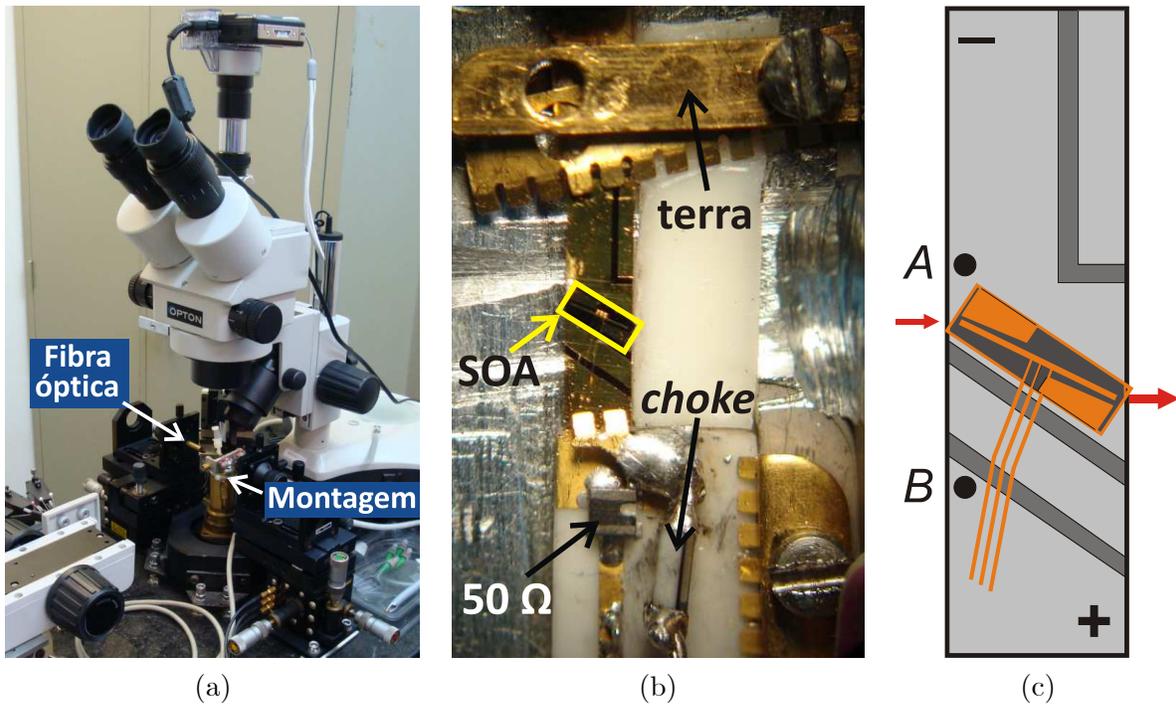


Figura 3.2: (a) Visão geral da mesa óptica; (b) imagem ampliada da vista superior da montagem do SOA, permitindo a visualização do local no qual o dispositivo é inserido e (c) o esquemático do SOA, indicando pontos de contato do curto móvel.

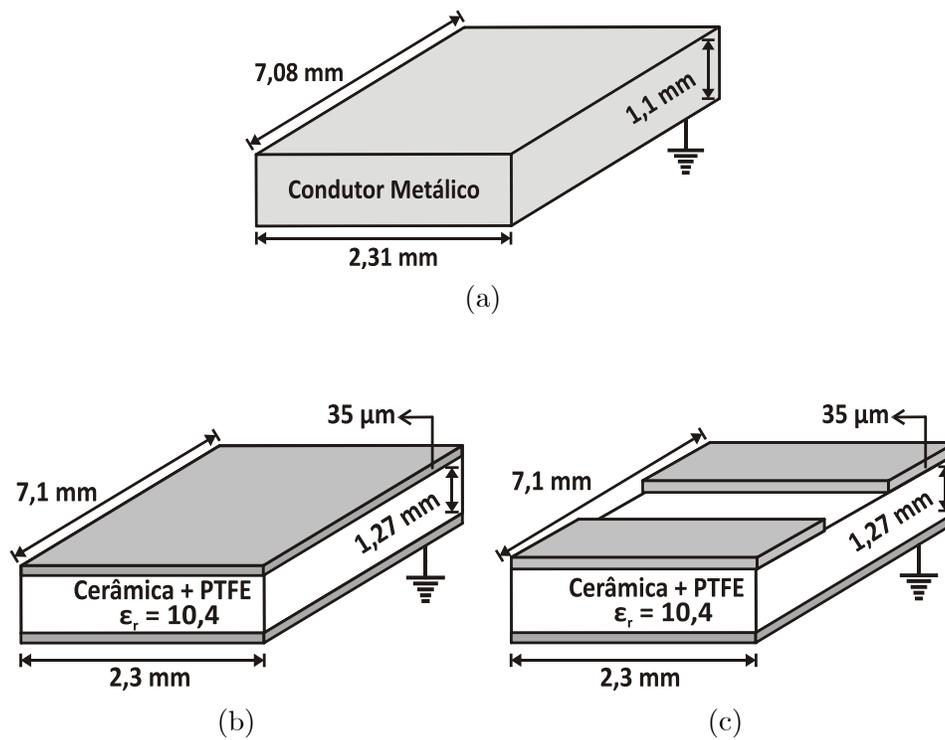


Figura 3.3: Esquemático e dimensões da (a) SM-1; (b) SM-2 e (c) SM-3.

3.1.2 Impedância da Montagem

Usando a SM-1 é realizado um curto-circuito no suporte onde normalmente seria inserido o SOA, o que permite obter a impedância considerando apenas a montagem. Essa medição será de grande utilidade para encontrar o circuito equivalente e os parasitas adicionados por essa montagem, sendo que a obtenção desse circuito será abordada no próximo capítulo.

A medição foi realizada usando o analisador de rede *N5230C PNA-L* da *Agilent*, obtendo 20001 pontos em uma faixa de frequência de 10 MHz a 40 GHz, com potência de -10 dBm. A configuração utilizada é mostrada na Figura 3.4, a qual ilustra a entrada de corrente I apenas para apresentar a configuração completa da montagem, pois nessa medição ainda não foi aplicada corrente de polarização. Para a posterior obtenção dos valores de impedância, foi feita a medição do parâmetro de espalhamento (*S-Parameter*) S_{11} , que exige o uso de apenas uma porta elétrica do equipamento.

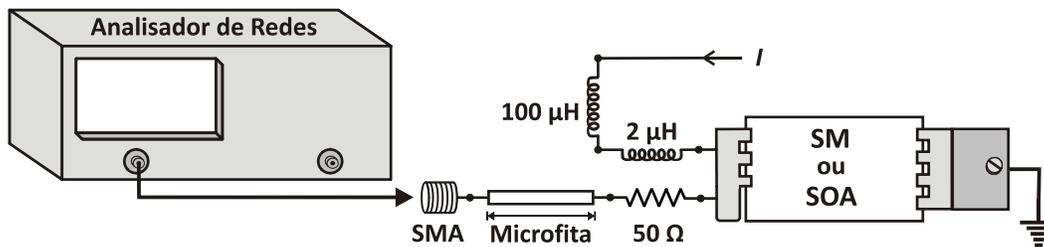


Figura 3.4: Configuração utilizada para as medições.

Análise dos resultados usando o ADS

Tendo em vista o fato de que a obtenção do circuito equivalente e respectiva extração de parâmetros são feitas usando o software *Advanced Design System* (ADS) da *Agilent*, os resultados experimentais também são analisados nesse software. O analisador de rede permite salvar os arquivos de dados obtidos com extensão “.s1p”, formato conhecido como *Touchstone SnP*, que possibilita a transferência dos dados para o ADS de maneira simplificada.

O arquivo “.s1p” é composto pelos valores de frequências e as partes real e imaginária de S_{11} , as quais podem ser escritas em termos da impedância através das devidas relações algébricas [41]. Entretanto, transferindo o arquivo para o ADS, a relação é feita de maneira transparente para o usuário. Para isso, cria-se um arquivo de simulação com um bloco que indica ao programa de qual diretório o arquivo de dados deve ser carregado e informa-se o tipo de simulação a ser realizado. Ao executar a simulação é criado um painel de dados que permite a visualização dos resultados em termos do parâmetro-S, impedância ou admitância, e os resultados gerados podem ser facilmente exportados para arquivos de texto, caso seja

necessário utilizá-los em outros programas.

Na Figura 3.5 (a) é ilustrado o esquemático do arquivo de simulação do ADS, com o tipo de simulação a ser realizada (*S-Parameter*), frequências inicial e final e o número de pontos. É necessário informar ainda, nas propriedades do bloco de simulação, quais parâmetros devem ser disponibilizados nos resultados, sendo selecionada a impedância nesse caso.

A Figura 3.5 (b) mostra a impedância medida na montagem usando a SM-1. Observa-se uma certa estabilidade da impedância em 50Ω até uma frequência de aproximadamente 2 GHz, após esse valor a impedância apresenta oscilações que demonstram a influência exercida pela linha transmissão de microfita na resposta em altas frequências.

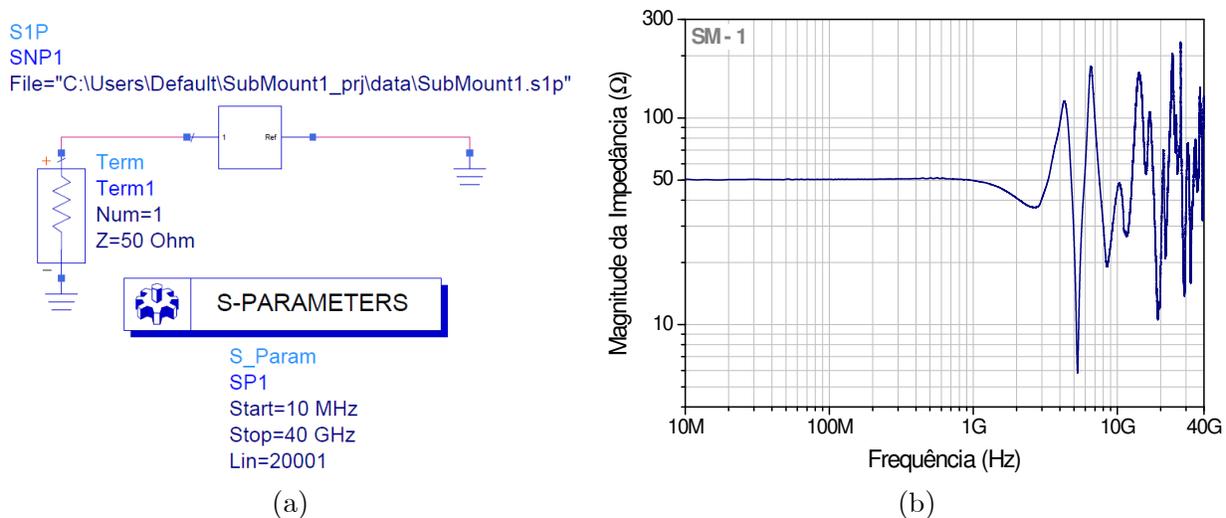


Figura 3.5: (a) Tela de simulação do ADS para importação dos resultados experimentais; (b) impedância medida usando a SM-1.

3.1.3 Análise do Curto Móvel

A mesa óptica dispõe de um contato metálico que pode ser movimentado nos três eixos, conforme mostra a Figura 3.6 (a), e a sua função é realizar um curto-circuito na região ativa do SOA, permitindo uma análise separada dos parasitas inseridos na montagem apenas pelo *chip* do SOA. A Figura 3.6 (b) mostra o curto móvel separado da montagem e a Figura 3.6 (c) mostra-o em contato com a SM-3, usada na análise do curto.

Para verificar a eficiência do curto móvel da mesa óptica foram usadas as SMs 2 e 3. Primeiramente foi realizada a medição de impedância usando a SM-2, em seguida foram feitas as medições com a SM-3 sem o contato metálico e com o contato metálico fechando o curto entre as seções do condutor.

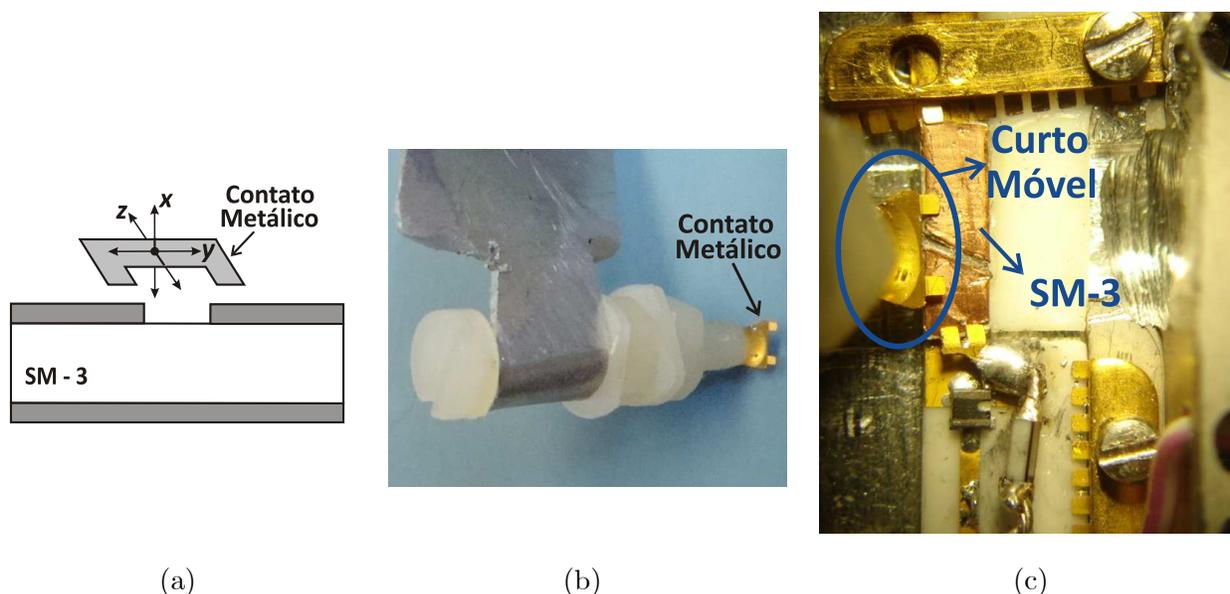


Figura 3.6: Curto móvel (a) e sua possível movimentação nos três eixos; (b) separado da montagem e (c) em contato com a SM-3.

A Figura 3.7 (a) mostra as medidas obtidas com a SM-3 sem o curto, apresentando um alto valor de impedância para baixas frequências, decorrente da descontinuidade criada no condutor superior, conforme ilustrado anteriormente na Figura 3.3 (c). A impedância medida usando a SM-3 com o curto móvel em contato com as seções dos condutores está ilustrada na Figura 3.7 (b), junto com as medidas da SM-2. A semelhança entre as curvas demonstra a eficácia do curto móvel da mesa óptica, visto que a SM-3 com o curto deve apresentar comportamento semelhante à SM-2, cujo condutor é ininterrupto.

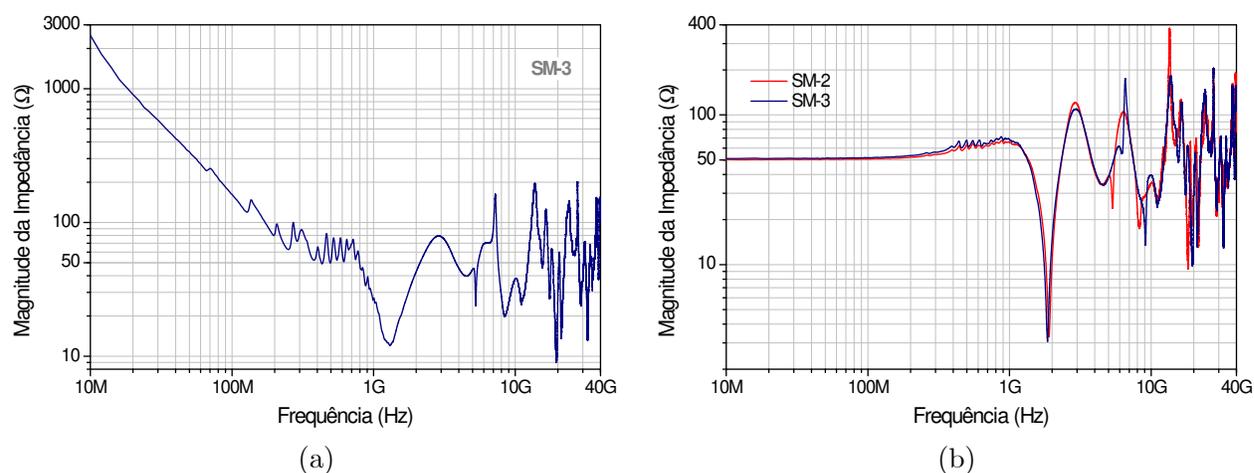


Figura 3.7: Impedâncias medidas usando a (a) SM-3 sem contato do curto móvel; (b) SM-3 com o curto em contato e SM-2.

3.2 Medições de Impedância do SOA

Após a caracterização da mesa óptica, o SOA foi inserido no suporte da montagem para as medições de impedância. As primeiras medidas foram obtidas sem polarização, posteriormente a corrente de polarização injetada foi variada de 1 a 110 mA. A configuração utilizada é aquela mostrada anteriormente na Figura 3.4, usando a entrada de corrente I para a polarização do SOA. Foi utilizado um SOA sem encapsulamento fabricado pela *CIP Technologies*; os resultados obtidos estão descritos abaixo.

3.2.1 Na Ausência de Polarização

Assim como feito anteriormente para a SM-3, o curto móvel foi colocado em contato com o SOA, curto-circuitando a região ativa do dispositivo. A medida de impedância obtida com esse procedimento permite trabalhar com o circuito equivalente a fim de encontrar os parasitas introduzidos somente pelo *chip* do SOA, desconsiderando, em um primeiro momento, os elementos da região ativa, conforme será detalhado no próximo capítulo.

As medições foram realizadas usando novamente o analisador de rede *N5230C PNA-L* da *Agilent*, com potência de saída de -10 dBm em uma faixa de frequência de 10 MHz a 40 GHz. A impedância obtida com o curto móvel em contato com o SOA está ilustrada na Figura 3.8 (a). A Figura 3.8 (b) mostra a impedância sem o curto móvel em contato, ambas sem nenhuma corrente de polarização.

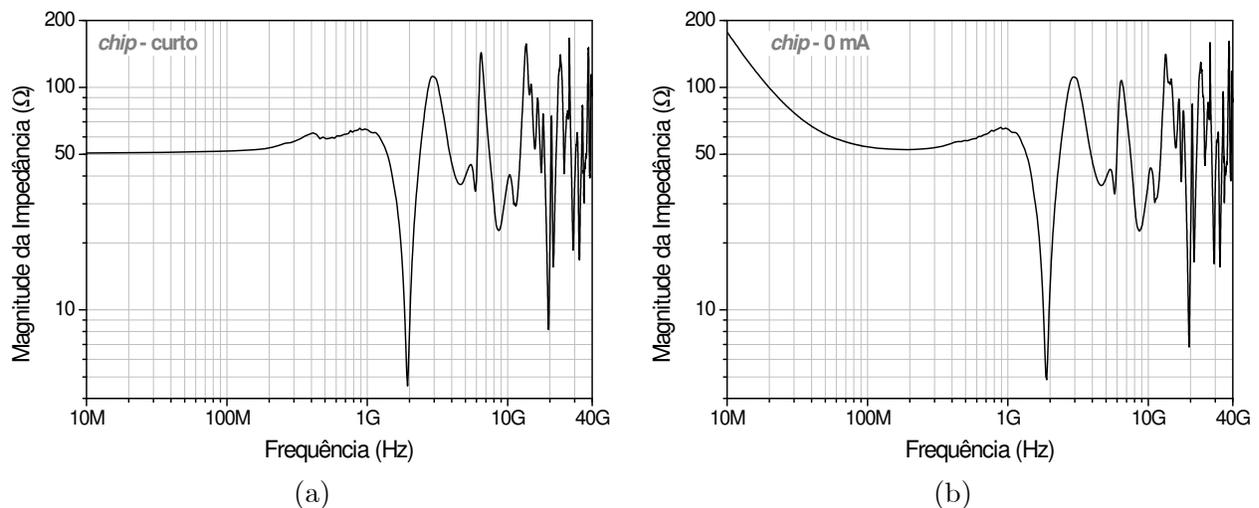


Figura 3.8: Medidas do SOA não polarizado: (a) com o curto móvel em contato, (b) sem o curto em contato.

Para baixos valores de frequência, na Figura 3.8 (b), é possível observar altos valores

de impedância. Esse comportamento, observado também em trabalhos anteriores realizados pelo grupo coordenado pelo Prof. Dr. Evandro Conforti [16–19, 43], apresenta uma alta impedância que diminui com o aumento de uma corrente de polarização direta e está relacionado principalmente à resistência e à capacitância efetivas do dispositivo [2]. Em baixas correntes de polarização, os valores de resistência diferencial são relativamente altos e, à medida que a corrente aumenta, o valor efetivo dessa resistência decresce enquanto os valores efetivos de capacitância aumentam [44–47].

3.2.2 Variando Polarização

Conforme observado nas medidas sem polarização, as alterações significativas no comportamento da impedância ocorrem para baixos valores de frequência. Assim, com o intuito de observar mais profundamente esse comportamento, foram realizadas medições em um analisador de rede compreendendo valores de frequência mais baixos do que o analisador usado até o momento. Tais medições foram possíveis com o uso do analisador de rede *HP* modelo *8702B Lightwave Component Analyzer* em conjunto com o equipamento auxiliar *85047A S-Parameter Test Set*, operando de 300 kHz a 3 GHz.

Os resultados foram transferidos para arquivos de texto em um computador via GPIB. Esses arquivos foram posteriormente acrescidos de um cabeçalho para torná-los compatíveis com o formato *Touchstone SnP* e permitir sua utilização no ADS. Os resultados de magnitude e fase da impedância para as correntes de 1, 3 e 5 mA, em uma faixa de frequência de 300kHz a 3 GHz, são mostrados na Figura 3.9.

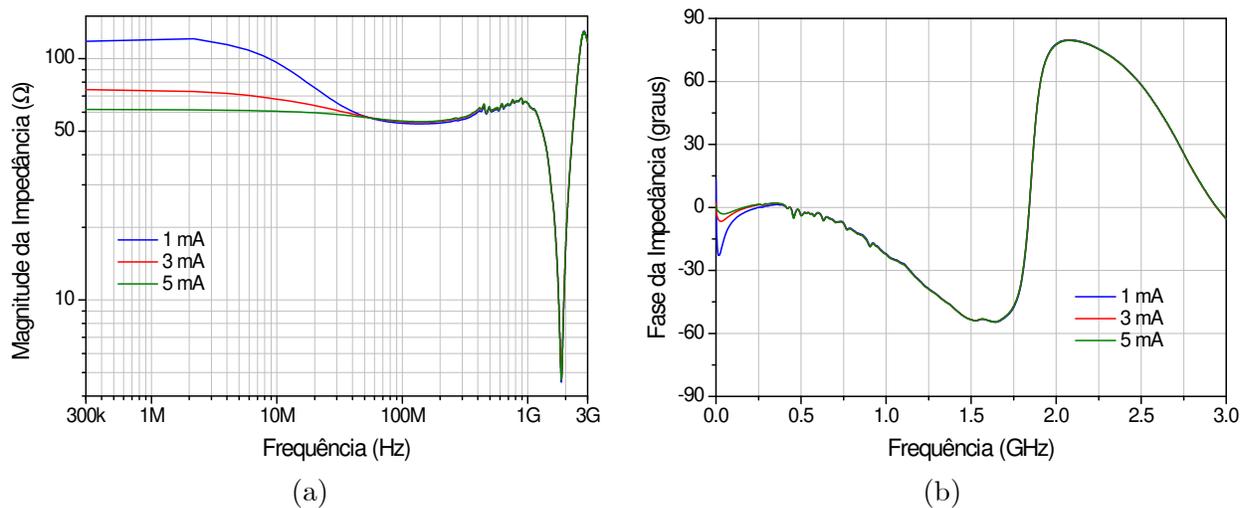


Figura 3.9: (a) Magnitude e (b) fase da impedância para 1, 3 e 5 mA de corrente de polarização injetada.

É possível notar que, com a variação da corrente de polarização, as variações de impedância são mínimas a partir de 100 MHz e praticamente deixam de existir após 500 MHz, parcialmente devido à linha de transmissão, que passa a dominar a impedância acima de determinado valor de frequência. Sendo assim, as medições foram refeitas de 300 kHz a 500 MHz, permitindo que o número máximo de pontos experimentais coletados pelo instrumento, que é de 1601, compreendesse uma faixa de frequência mais estreita, permitindo uma análise mais precisa dos resultados obtidos, os quais serão apresentados adiante.

Assim, no analisador de rede *HP 8702B* foram feitas as medições de 300 kHz a 500 MHz, variando a corrente de polarização injetada no SOA de 1 mA a 110 mA, com 1601 pontos e potência de -10 dBm. As medições acima de 500 MHz foram feitas no analisador de rede *N5230C PNA-L* da *Agilent* com a mesma configuração, mas sem variar a corrente polarização, visto que o efeito da variação é imperceptível nessas frequências.

Baseando-se em valores experimentais obtidos em trabalho anterior [42] para um SOA com encapsulamento, a corrente de transparência do SOA foi estimada em aproximadamente 70 mA. Sendo assim, os resultados descritos a seguir passam a ser separados para valores abaixo e acima da corrente de transparência I_{tr} . O valor escolhido pode parecer um pouco alto, mas esta escolha, além de ter sido baseada em valores experimentais considerando perdas por acoplamento, mostrou-se adequada nos cálculos que serão realizados adiante para extração dos elementos da região ativa, pois os resultados calculados de alguns elementos, para o modelo acima da I_{tr} , assumiram valores negativos para correntes abaixo dos 70 mA.

Impedâncias Experimentais Abaixo da I_{tr}

Acima de 10 mA a variação da densidade de portadores com a corrente de polarização injetada é muito baixa e essa densidade torna-se quase constante acima de 50 mA. Tal comportamento reflete nos resultados de impedância medidos em função da corrente de polarização. Os valores de impedância em frequências inferiores a 100 MHz diminuem com o aumento da corrente injetada, mas acima de 10 mA a variação da impedância é menos acentuada até tornar-se aproximadamente constante em cerca 54 Ω , que é a impedância da montagem (50 Ω) somada à do SOA.

Os resultados experimentais obtidos para valores de polarização abaixo de I_{tr} são mostrados na Figura 3.10, separando as curvas de 10 a 60 mA para uma melhor visualização das variações. Os resultados para frequências acima de 500 MHz não estão reproduzidos aqui pois são similares às curvas mostradas na Figura 3.8, já que, conforme dito anteriormente, não há variações significativas de impedância acima desse valor de frequência.

Impedâncias Experimentais Acima da I_{tr}

Visto que a variação da impedância com a corrente de polarização injetada é mínima para valores acima da I_{tr} , a Figura 3.11 mostra as curvas de magnitude e fase da impedância apenas para dois valores de correntes: um logo acima de I_{tr} (75 mA) e o maior valor aplicado para o *chip* do SOA sem encapsulamento (110 mA).

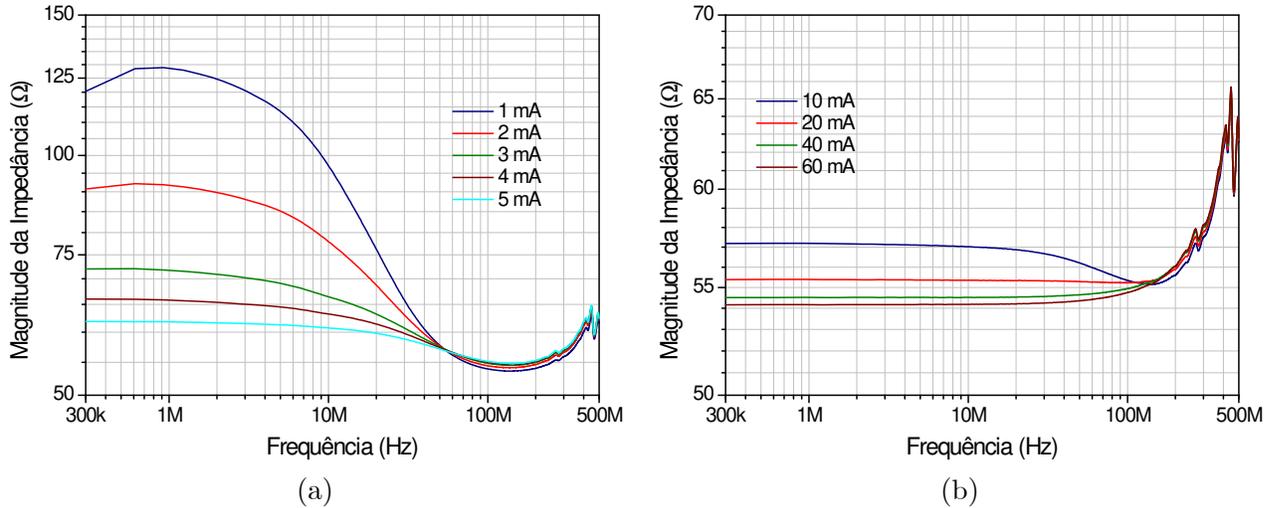


Figura 3.10: Magnitude da impedância para correntes abaixo da transparência, variando de (a) 1 a 5 mA e de (b) 10 a 60 mA.

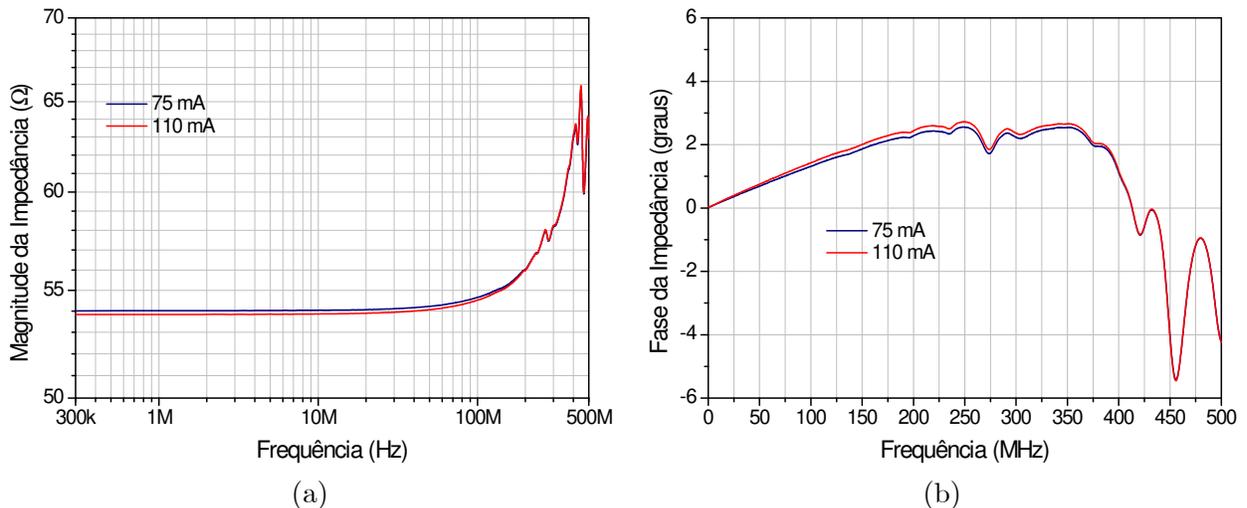


Figura 3.11: (a) Magnitude e (b) fase da impedância para correntes de 75 e 110 mA.

Os resultados experimentais aqui descritos abrangem todas as medições de impedância realizadas para o SOA em *chip* e permitem partir para a obtenção do circuito equivalente e extração de seus parâmetros, através de simulações e cálculos que serão descritos a seguir.

Adicionalmente às medições de impedância, também foram realizadas medições para obtenção dos valores de tensão em função da corrente de polarização. Este procedimento experimental consistiu simplesmente em verificar o valor de tensão da junção para dado valor de corrente; os resultados obtidos são utilizados para extração dos parâmetros η e I_s e serão descritos no decorrer do próximo capítulo.

Capítulo 4

Modelagem dos Circuitos e Extração dos Parâmetros

A modelagem do circuito equivalente possibilita uma caracterização adequada dos efeitos parasitas do dispositivo, permitindo ainda um cascadeamento com os parasitas inseridos pela montagem, dentre outras vantagens [2, 28]. O trabalho aqui descrito baseia-se em um modelo para lasers semicondutores desenvolvido por R. S. Tucker *et al.* [2–9]. O modelo parte de um circuito RLC paralelo, cujos elementos derivam diretamente das equações de taxa que descrevem o comportamento dinâmico entre fótons e portadores, no qual são acrescentados os elementos que levam em conta o fator de acoplamento de emissão espontânea e o efeito de compressão de ganho devido à difusão de portadores [2, 10].

O modelo vem sendo usado em estudos de lasers semicondutores [11–14] e, devido à semelhança entre os dispositivos, o grupo coordenado pelo Prof. Dr. Evandro Conforti vem utilizando-o também para análise de SOAs [16–19]. Os resultados obtidos até o momento apresentaram boa concordância entre experimentos e simulações, mas com dificuldades em se estimar com precisão os valores dos elementos que constituem a região ativa do SOA. Isto acontece uma vez que a impedância da linha de transmissão, utilizada na montagem para caracterização do dispositivo, tende a ofuscar o comportamento desses elementos. Assim, este trabalho apresenta, além das comparações entre resultados teóricos e experimentais, uma análise feita através dos cálculos dos elementos da região ativa em função da corrente de polarização. As análises são realizadas separadamente para cada valor de corrente injetada. Assim, por simplicidade e tendo em vista que a variação da densidade de portadores é mínima para correntes acima de aproximadamente 10 mA, utiliza-se a aproximação do modelo de circuito equivalente para pequenos sinais.

Neste capítulo, abordam-se os resultados alcançados através dos cálculos e simulações,

começando pela obtenção do circuito equivalente da montagem e concluindo com os valores encontrados para os elementos abaixo e acima da I_{tr} , fazendo também um comparativo com os resultados experimentais. O capítulo inclui ainda algumas considerações sobre os elementos concentrados utilizados no circuito, a influência do tamanho da cavidade e do tempo de vida dos portadores nos elementos parasitas, além de resultados obtidos usando outros dois SOAs encapsulados.

4.1 Circuito Equivalente da Montagem

O circuito equivalente considerando apenas a montagem da mesa óptica foi modelado, inicialmente, de acordo com os resultados experimentais obtidos com a SM-1, que forma um curto-circuito no local onde o SOA é inserido, permitindo uma análise apenas dos elementos da montagem, conforme descrito no capítulo anterior.

Apesar de utilizar-se um SOA sem encapsulamento, os contatos e ligações da montagem dão origem a parasitas similares. Assim, basendo-se inicialmente no modelo mostrado anteriormente no Capítulo 2 e reproduzido por conveniência na Figura 4.1, o circuito equivalente foi estruturado no ADS e seus elementos foram ajustados em busca de uma resposta em impedância simulada com maior aproximação possível da curva experimental.

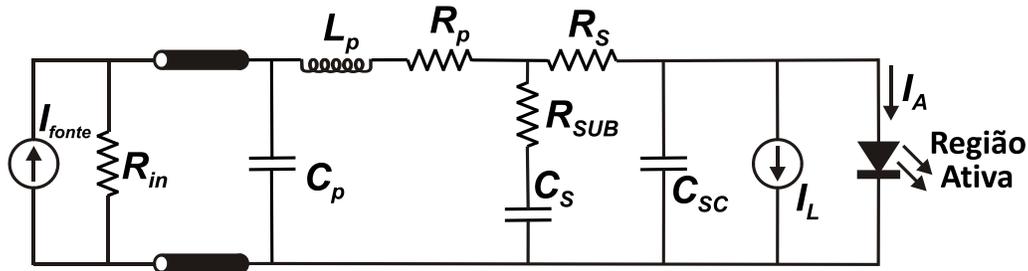


Figura 4.1: Circuito com parasitas do encapsulamento e do *chip* (redesenhado de [4] e [28]).

4.1.1 Sintonia de Parâmetros no ADS

O ADS permite realizar uma simulação na qual os elementos podem ser variados dentro de uma faixa específica, mostrando imediatamente o efeito dessa variação na curva resultante. Essa simulação, chamada de sintonia (*tuning*), foi o principal recurso utilizado na etapa de modelagem do circuito equivalente da montagem.

Para utilização do recurso é necessário informar quais componentes farão parte da simulação, além de informar um valor inicial, um mínimo e um máximo. Ao executar a simulação,

é criado um painel com todos os elementos selecionados para sintonia. Através deste painel, ilustrado na Figura 4.2 (a), é possível modificar os valores dos elementos através das barras de rolagem. Também é possível alterar os valores mínimo e máximo de cada elemento. O resultado que esta variação gera nas respostas do circuito podem ser imediatamente visualizadas em gráficos com as curvas selecionadas pelo usuário. A Figura 4.2 (b) mostra a curva do módulo de impedância simulada (vermelha) em comparação com a curva experimental (azul). Ao se obter uma determinada combinação de valores durante a simulação, tal combinação pode ser salva para uso posterior e, a qualquer momento, os valores encontrados no painel de sintonia podem ser transferidos ao circuito construído, sendo o ADS uma ferramenta útil para a modelagem do circuito da montagem através do ajuste dinâmico das curvas.

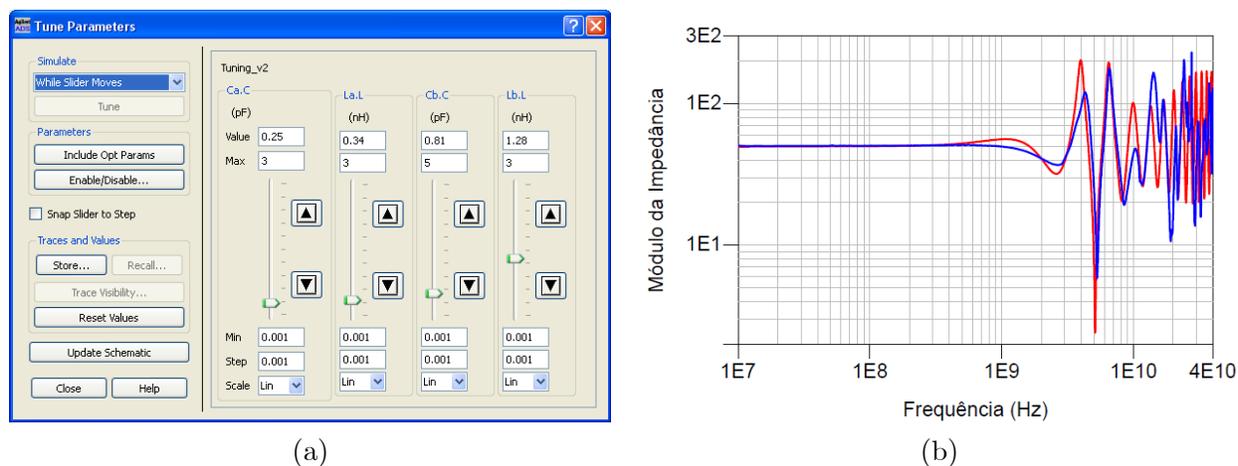


Figura 4.2: Telas do ADS ilustrando (b) as barras de rolagem para sintonia dos elementos e (c) curva resultante sendo comparada aos valores experimentais.

4.1.2 Elementos Parasitas da Montagem

Seguindo o procedimento descrito anteriormente, o circuito foi construído e seus componentes adicionados à simulação por sintonia. Só não foram inseridos nessa simulação o resistor de 50Ω , cujo valor é fixo, e a linha de microfita, cujos parâmetros foram ilustrados anteriormente na Figura 3.1 (a). Os elementos do circuito foram ajustados e seus valores sintonizados até se obter valores que trouxessem a adequada aproximação da curva simulada com a curva experimental. Os valores que geraram o melhor resultado através deste método, visualizados graficamente, estão listados na Tabela 4.1. Na Figura 4.3 (a) é mostrada a curva simulada, usando estes valores, em comparação com a resposta experimental obtida através da SM-1. O circuito utilizado para alcançar este resultado de simulação é mostrado na Figura 4.3 (b).

Tabela 4.1: Parâmetros extraídos para os elementos do circuito equivalente da montagem

Parâmetros	L_a	C_a	R	L_b	C_b
Valores	0,34 nH	0,25 pF	50 Ω	1,28 nH	0,81 pF

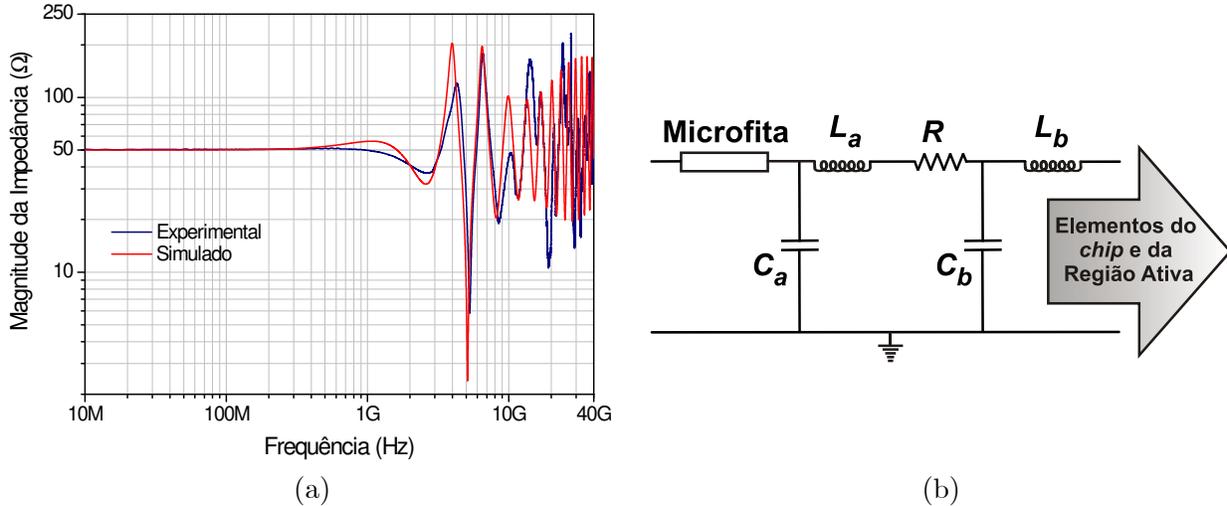


Figura 4.3: (a) Maior aproximação encontrada entre a curva de impedância simulada e a curva experimental da SM-1 e (b) circuito equivalente parcial da montagem da mesa óptica.

Além da simulação de sintonia utilizada, o ADS dispõe ainda de diversos algoritmos de otimização para realizar automaticamente a aproximação entre as curvas. Em linhas gerais, para se realizar uma simulação de otimização é necessário informar um objetivo, a margem de erro tolerável e os parâmetros a serem variados.

Buscando uma aproximação ainda maior entre a curva experimental e simulada, foram testados todos os algoritmos de otimização disponíveis. Alguns resultaram em tempos de execução superiores a 30 horas, mas nenhum concluiu com êxito o objetivo de alcançar uma melhor justaposição entre as curvas. Acredita-se que isso possa ter ocorrido devido ao grande número de variáveis envolvidas. Assim, mantendo a curva experimental como objetivo a ser alcançado, tentou-se diminuir o número de pontos das curvas e aumentar a margem de erro tolerável, mas os resultados obtidos permaneceram inferiores àqueles obtidos com a sintonia.

Assim, apesar de exaustivo, a sintonia manual demonstrou ser o melhor método a ser utilizado nesse caso. Cabe ressaltar que esse ajuste dinâmico entre as curvas simuladas e experimentais de impedância foi o mesmo procedimento utilizado durante a modelagem do circuito equivalente para lasers [2, 4, 7] e nos trabalhos anteriores em SOAs [16–19].

4.1.3 Elementos Parasitas do *Chip* do SOA

Para concluir a extração dos parasitas provenientes da montagem foram utilizados os resultados apresentados anteriormente para a impedância do SOA em contato com o curto móvel, ilustrados na Figura 3.8 (a). Essa medida permite analisar os parasitas acrescidos apenas pelo *chip* do SOA, curto-circuitando os elementos da região ativa.

Partindo do circuito mostrado na Figura 4.3 (b) e mantendo fixo os valores listados na Tabela 4.1, os elementos do circuito foram ajustados e usou-se mais uma vez o recurso de sintonia no ADS, a fim de encontrar os valores para os novos elementos do circuito, buscando novamente a maior aproximação possível entre resultados simulados e experimentais. O circuito equivalente completo, modelado para a montagem, é mostrado na Figura 4.4 e os valores dos parasitas inseridos pelo *chip* do SOA estão listados na Tabela 4.2. A magnitude e fase da impedância comparando as curvas simuladas e experimentais são mostradas nas Figura 4.5 (a) e (b), nas quais pode-se observar a boa concordância entre os resultados.

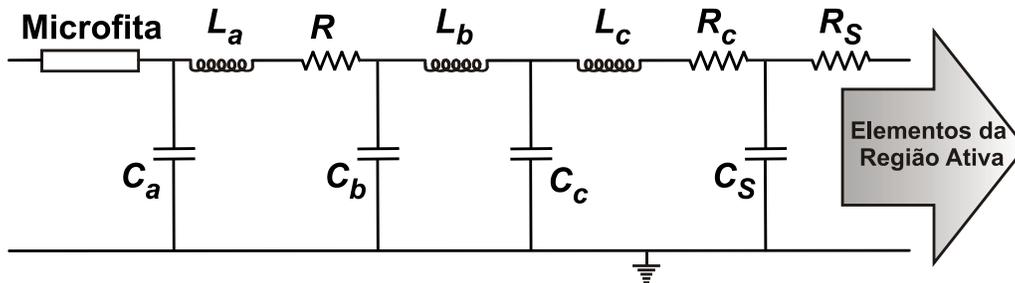


Figura 4.4: Circuito equivalente final da montagem, incluindo os elementos parasitas inseridos pelo *chip* do SOA.

Tabela 4.2: Parâmetros do circuito final da montagem

Parâmetros	L_c	C_c	R_c	C_s	R_s
Valores	2,5 nH	1,2 pF	0,9 Ω	30 pF	2,65 Ω

No circuito da Figura 4.4 é possível observar o aparecimento da resistência em série com a região ativa (R_s) e da capacitância de difusão entre os contatos metálicos (C_s), descritos no Capítulo 2. É possível observar ainda o surgimento de novos elementos parasitas de acoplamento, provenientes do contato existente no suporte para o SOA. Os elementos parasitas desse contato apareceram na montagem somente com a inserção do *chip* do SOA, pois anteriormente foi utilizada uma submontagem inteiramente metálica, a qual conectava o contato diretamente ao plano terra.

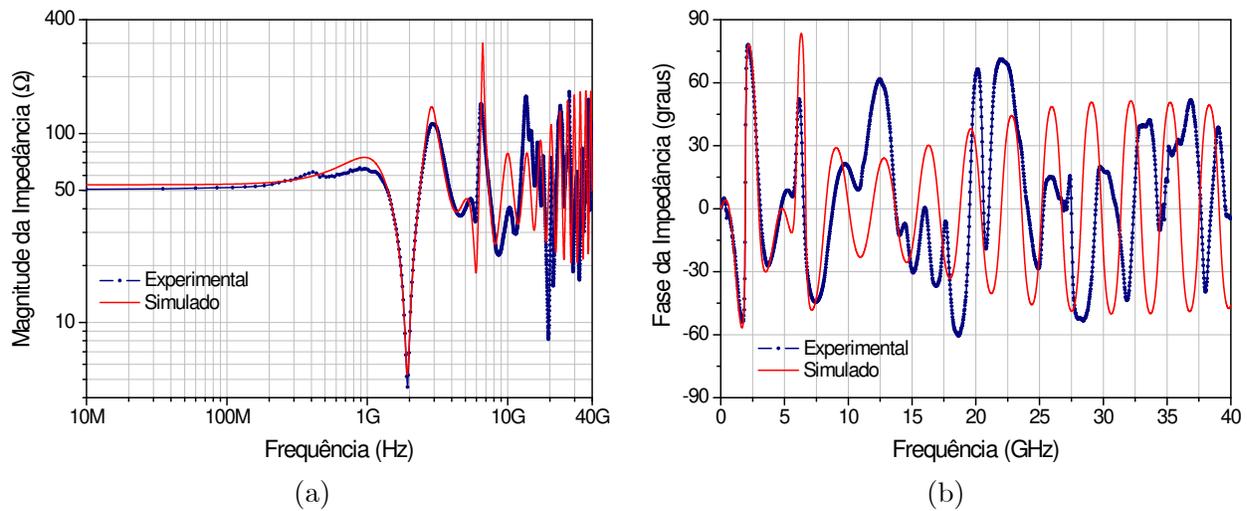


Figura 4.5: Comparação entre as curvas simulada e experimental do SOA com curto, mostrando (a) magnitude e (b) fase da impedância.

Nessa primeira etapa foi obtido o circuito equivalente que modela toda a montagem utilizada, permitindo então partir para a etapa de modelagem e extração dos parâmetros da região ativa do SOA, a qual será descrita após algumas considerações sobre os elementos concentrados usados para as simulações dos circuitos.

4.1.4 Considerações sobre Elementos Concentrados

O circuito equivalente aqui utilizado baseia-se em uma modelagem constituída por elementos concentrados, os quais podem ser definidos como componentes cujas dimensões são muito menores que o comprimento de onda de operação [48]. Essa abordagem baseia-se em conceitos de circuitos de baixa frequência, supondo pequenas variações de fase através dos componentes e tais simplificações podem implicar em limitações para determinados casos [49].

O ADS permite realizar simulações com elementos concentrados, como os resistores, indutores e capacitores ilustrados nos circuitos anteriores, e também com elementos distribuídos, como a linha de microfita representada por um retângulo nesses circuitos. Para realizar a simulação usando um elemento distribuído, além de todas as suas dimensões, é necessário informar diversos parâmetros do material, como condutividade, permissividade e tangente de perdas, tornando inviável tal simulação para todos os elementos presentes no circuito. No trabalho aqui realizado, foi possível representar a linha de microfita da montagem por um elemento distribuído, mas para os demais componentes foram utilizados elementos concentrados. Com o intuito de verificar a discrepância entre os resultados de simulações no ADS

utilizando elementos concentrados e distribuídos, foram realizados alguns testes usando a SM-2, ilustrada anteriormente na Figura 3.3 (b).

Usando o circuito equivalente completo da montagem, mostrado anteriormente na Figura 4.4, a SM-2 foi simulada no ADS de duas formas: usando elementos concentrados e usando um elemento distribuído. Para elementos concentrados (EC) foram utilizados um indutor e um capacitor, representando um pequeno segmento de linha de transmissão, destacados na Figura 4.6. Posteriormente, tais elementos foram substituídos por um elemento distribuído (ED), como o da linha de microfita, também destacada na Figura 4.6, mas usando os parâmetros e dimensões da SM-2. As impedâncias obtidas com as simulações são mostradas na Figura 4.7, juntamente com a curva experimental da SM-2.

É possível observar a boa concordância existente entre as curvas obtidas com EC e com ED. Além disso, nas frequências mais altas, que poderiam ser um ponto crítico no uso de elementos concentrados, a impedância é dominada pela linha de transmissão utilizada na montagem, fato que já não permite uma análise precisa dos elementos do SOA. Sendo assim, o uso de elementos concentrados pode ser considerado uma boa aproximação a ser adotada nesse trabalho.

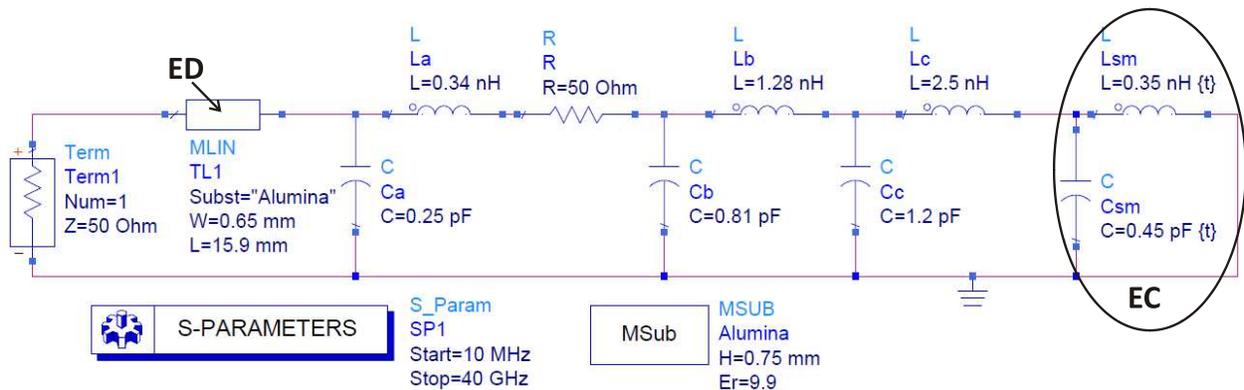


Figura 4.6: Circuito equivalente no ADS para simulação da SM-2 destacando elementos distribuído (ED) e concentrados (EC).

4.2 Modelagem Abaixo da Corrente de Transparência

Conforme detalhado no Capítulo 2, o modelo de circuito equivalente para a montagem pode ser cascateado com o modelo da região ativa. Assim, o modelo para correntes abaixo da I_{tr} , mostrado anteriormente na Figura 2.8, é cascateado com os elementos parasitas encontrados para a montagem e para o *chip*, chegando ao circuito mostrado na Figura 4.8.

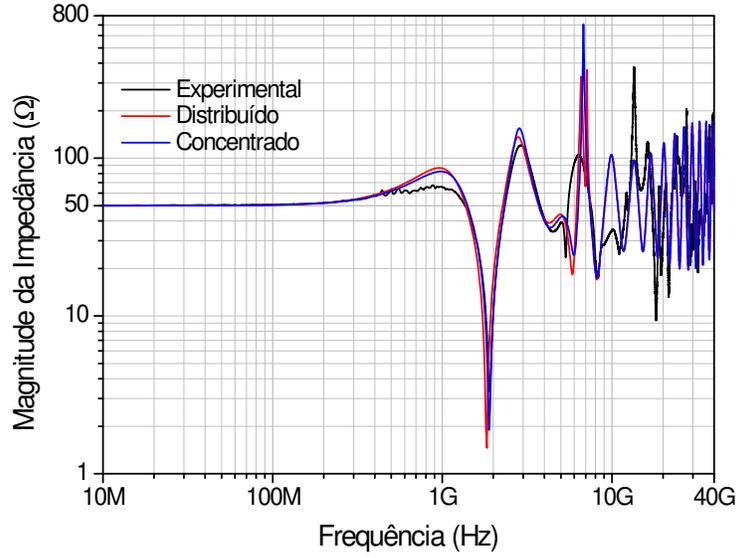


Figura 4.7: Comparação entre impedâncias obtidas com simulações usando elementos distribuído e concentrados.

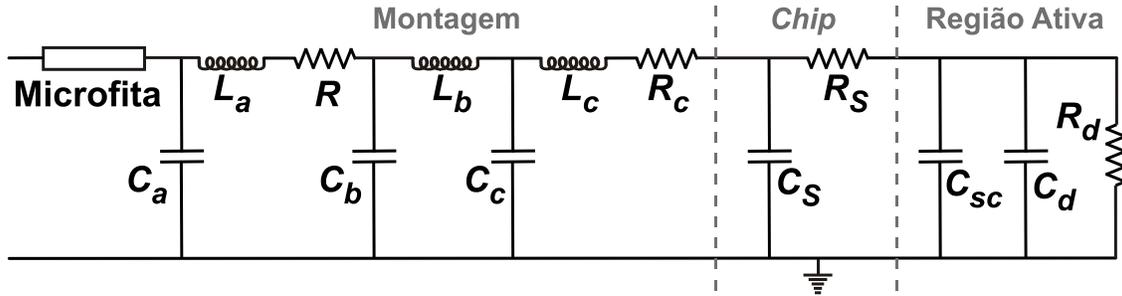


Figura 4.8: Circuito equivalente para correntes abaixo da transparência cascadeado com elementos parasitas da montagem e do *chip*.

As equações que representam os elementos da região ativa, sendo eles a capacitância de carga espacial (C_{sc}), capacitância de difusão (C_d) e resistência da junção (R_d), também foram detalhadas no Capítulo 2, mas são reproduzidas abaixo por conveniência.

$$C_{sc} = C_{sc(0)} \left(1 - \frac{V_a}{V_{bi}} \right)^{-w}; \quad (4.1)$$

$$C_d = \frac{\tau_n}{R_d}; \quad (4.2)$$

$$R_d = \frac{\eta k T}{I_s q} \frac{1}{e^{\left(\frac{q V_a}{\eta k T} \right)}}. \quad (4.3)$$

Observa-se que o cálculo dos elementos dependem da caracterização I - V do dispositivo. Assim, essa caracterização é apresentada a seguir. Posteriormente, são mostrados os resultados dos cálculos dos elementos, os quais são utilizados nas simulações para serem comparadas aos valores obtidos experimentalmente, concluindo assim a modelagem abaixo da I_{tr} .

4.2.1 Caracterização Corrente-Tensão

Para se obter as características I - V do dispositivo foram realizadas medições variando a corrente de polarização do SOA de 1 a 110 mA, ou seja, correntes abaixo e acima da I_{tr} . A tensão foi medida com um multímetro digital *HP-3466A* conectado antes do indutor da montagem, mas, como a tensão desejada é em relação a junção semicondutora do dispositivo, o valor medido foi subtraído das tensões neste indutor ($0,16 \Omega$) e da resistência em série total ($3,55 \Omega$). Os valores finais obtidos foram usados para extração dos parâmetros η e I_s .

Usando a equação de Shockley (Eq. 2.7) e analisando graficamente os resultados em escala semi-logarítmica é possível obter o fator de idealidade η , através da aproximação da curva ideal (fornecida pela equação) com a curva experimental. Enquanto a corrente de saturação I_s é extraída pela extrapolação da curva interceptando a coordenada em $\ln(I)$ [50–52]. As medidas experimentais e os resultados obtidos com a Eq. 2.7 estão ilustrados em escala semi-logarítmica na Figura 4.9 (a) e em escala linear na Figura 4.9 (b).

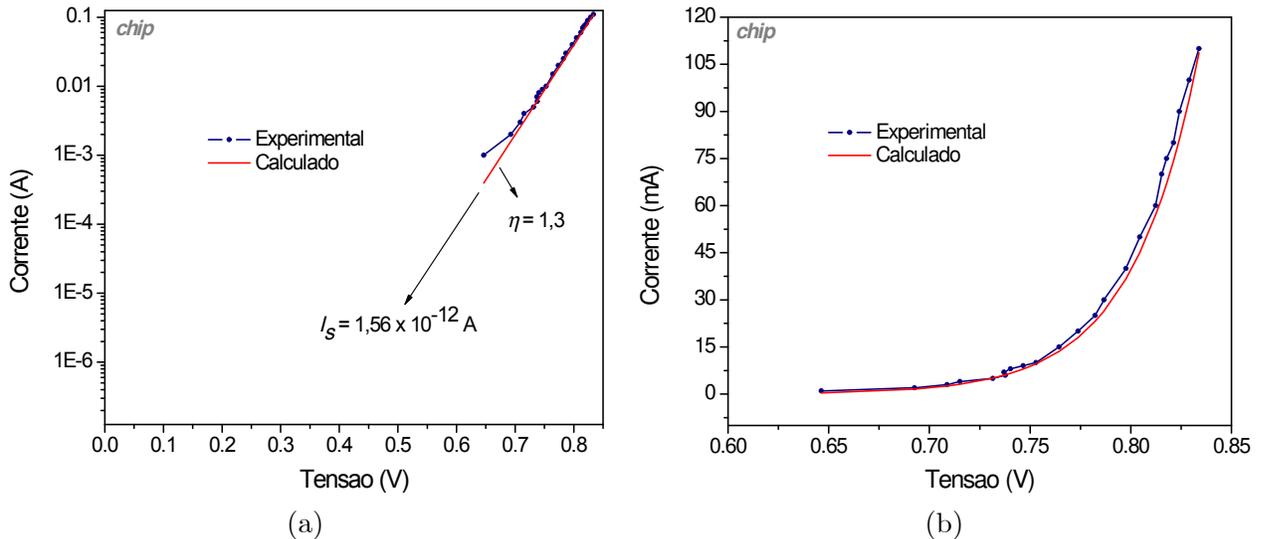


Figura 4.9: Medidas I - V comparadas com a curva exponencial calculada em escala (a) semi-logarítmica e (b) linear.

Conforme se esperava, o valor do fator de idealidade η ficou entre 1 e 2, obtendo-se o valor de 1,3 para o *chip* do SOA. Para a corrente de saturação I_s foi obtido 1,56 pA, com mesma

ordem de grandeza dos valores encontrados para os lasers EMBH e RW em [4], portanto, também aproximando-se do valor esperado.

4.2.2 Capacitância de Carga Espacial na Ausência de Polarização

A capacitância de carga espacial, além das características $I-V$, é dependente ainda do valor dessa própria capacitância para o dispositivo não polarizado ($C_{sc(0)}$). Assim, a capacitância paralela C_{sc} foi acrescentada ao circuito ilustrado na Figura 4.4. Através do mesmo recurso de sintonia usado no ADS para encontrar o circuito da montagem, o valor da $C_{sc(0)}$ foi sintonizado de forma a aproximar a resposta simulada com a resposta experimental medida no SOA sem corrente de polarização, mostrada anteriormente na Figura 3.8 (b). O valor para a capacitância na ausência de polarização ($C_{sc(0)}$), que trouxe a maior aproximação entre as curvas, foi de 63 pF. As curvas de magnitude e fase da impedância, comparando a resposta simulada e experimental, são mostradas na Figura 4.10.

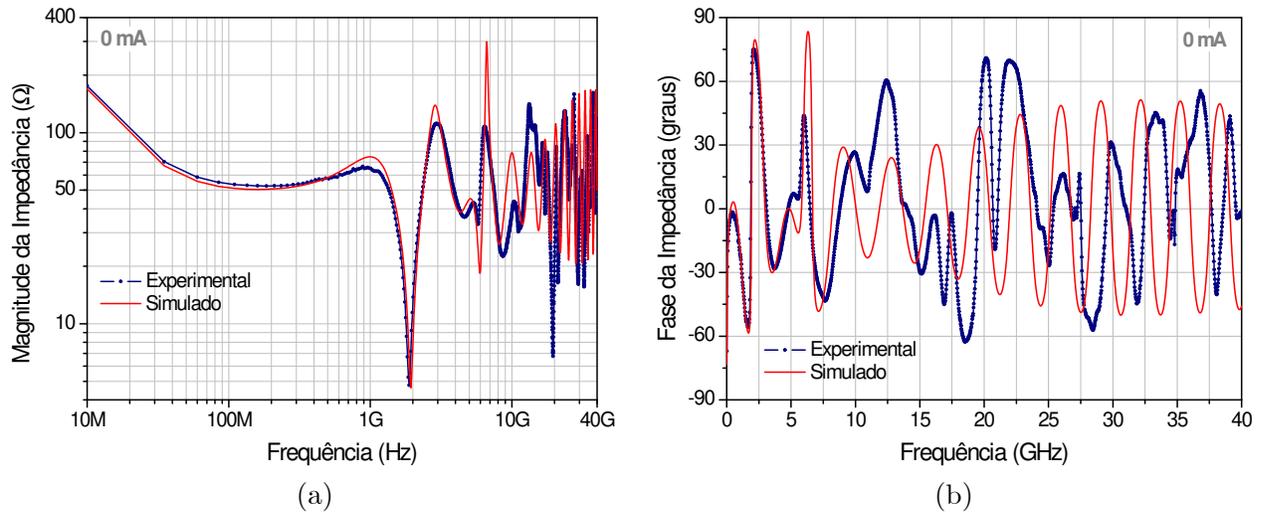


Figura 4.10: Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA sem polarização.

4.2.3 Cálculo dos Elementos para o Modelo Abaixo da I_{tr}

Os valores de tensão medidos e a capacitância encontrada para $C_{sc(0)}$ já tornam possível o cálculo dos elementos para o modelo do circuito equivalente abaixo da I_{tr} , através das equações 4.1, 4.2 e 4.3. Os demais parâmetros necessários para a realização destes cálculos estão listados abaixo:

- a tensão V_{bi} foi estipulada em 1,3 V, o mesmo valor utilizado para o laser em [37];

- w é igual a 0,5, que é o valor deste coeficiente para uma junção abrupta [33, 35];
- k é a constante de Boltzmann, igual a $1,381 \times 10^{-23}$ J/K;
- T é a temperatura do dispositivo, a qual foi mantida em cerca de 298,2 K;
- q é a carga do elétron, igual a $1,602 \times 10^{-19}$ C;
- para o tempo de vida dos portadores (τ_n) foi usado o mesmo valor dos lasers em [4], que é de 3 ns.

Os valores finais encontrados para os elementos, através das soluções das equações, estão listados na Tabela 4.3. Os resultados seguiram o comportamento esperado, com os valores de capacitância aumentando com o aumento da corrente de polarização injetada, enquanto a resistência diferencial diminui. É possível observar ainda que, quanto mais próximo a corrente está da condição de transparência, menores são as variações nas tensões medidas.

Tabela 4.3: Parâmetros dos elementos para o circuito abaixo da I_{tr}

I (mA)	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (pF)	R_d (Ω)
1	0,646	88,84	35,48	84,55
2	0,693	92,17	141,87	21,15
3	0,709	93,43	231,05	12,98
4	0,715	93,93	278,93	10,76
5	0,731	95,26	454,26	6,60
10	0,753	97,11	863,40	3,47
25	0,782	99,83	2078,93	1,44
50	0,805	102,04	4047,14	0,74

4.2.4 Comparação Teórica-Experimental

Os parâmetros obtidos para os elementos, mostrados na Tabela 4.3, foram simulados no ADS usando o circuito equivalente ilustrado anteriormente na Figura 4.8, para cada valor correspondente de corrente. Os valores calculados foram atribuídos aos elementos do circuito

e simulados diretamente, sem realizar nenhum tipo de sintonia. Os resultados obtidos nas simulações para 1, 3, 5 e 50 mA são mostrados nas Figuras 4.11 a 4.13. As simulações foram feitas para todas as correntes listadas na Tabela 4.3, mas, como as curvas obtidas para estes quatro valores de correntes são suficientes para ilustrar os resultados alcançados, os gráficos dos demais valores de corrente são omitidos.

As Figuras 4.11 (b) e 4.13 (b) mostram também, além da magnitude, a comparação entre as fases da impedância simulada e experimental, permitindo uma melhor visualização do casamento das curvas de impedância. Conforme visto anteriormente, quanto mais próxima a corrente de polarização está da I_{tr} , mais os valores em baixas frequências se aproximam da impedância da montagem, diminuindo cada vez mais a variação e se aproximando dos 54Ω , que é o valor aproximado da impedância da montagem (50Ω) somada à do SOA.

É possível observar boa concordância entre os valores experimentais e simulados até cerca de 15 GHz, para todos os valores de corrente. Esta concordância, aliada ao fato de os valores dos elementos terem sido extraídos diretamente das equações, sem a necessidade de realizar o ajuste dinâmico das curvas, mostra se tratar de uma abordagem confiável e que as aproximações utilizadas são razoáveis. Desta forma, a abordagem utilizada é estendida para a extração dos parâmetros acima da I_{tr} , descrita a seguir.

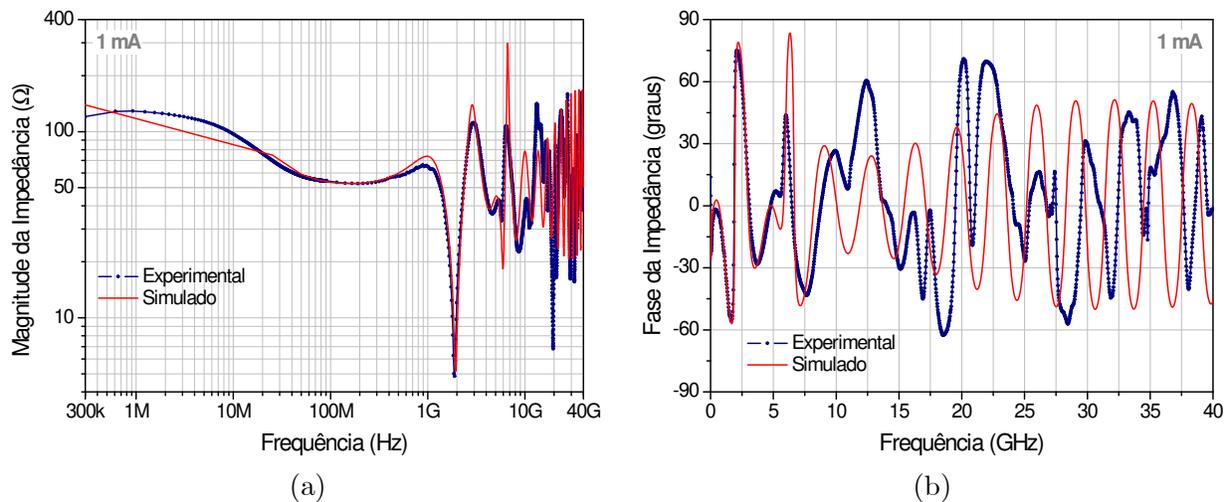


Figura 4.11: Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA polarizado diretamente com uma corrente de 1 mA.

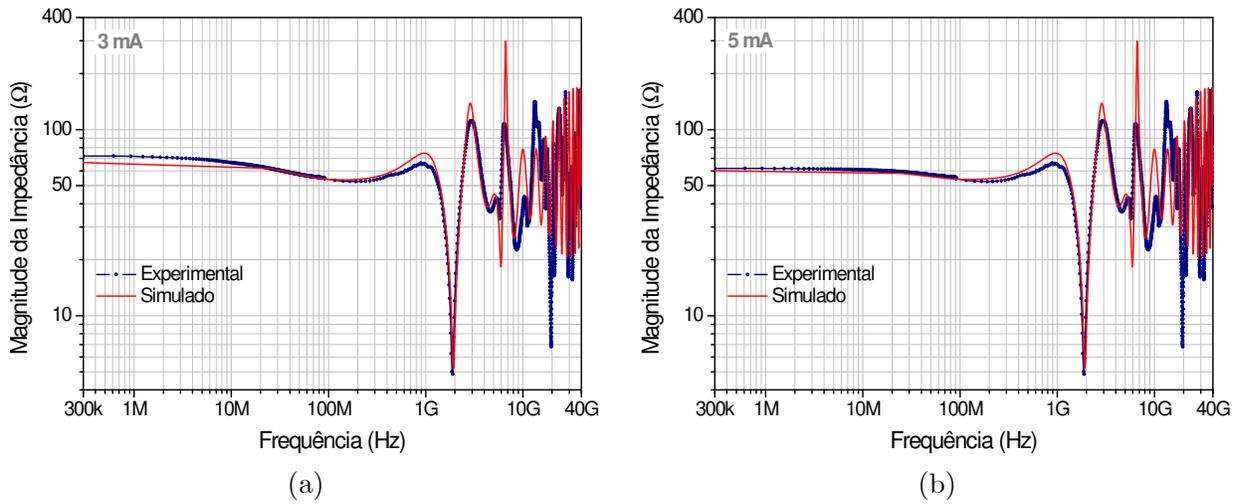


Figura 4.12: Comparação entre as curvas simulada e experimental do módulo de impedância para o SOA polarizado diretamente com correntes de (a) 3 mA e (b) 5 mA.

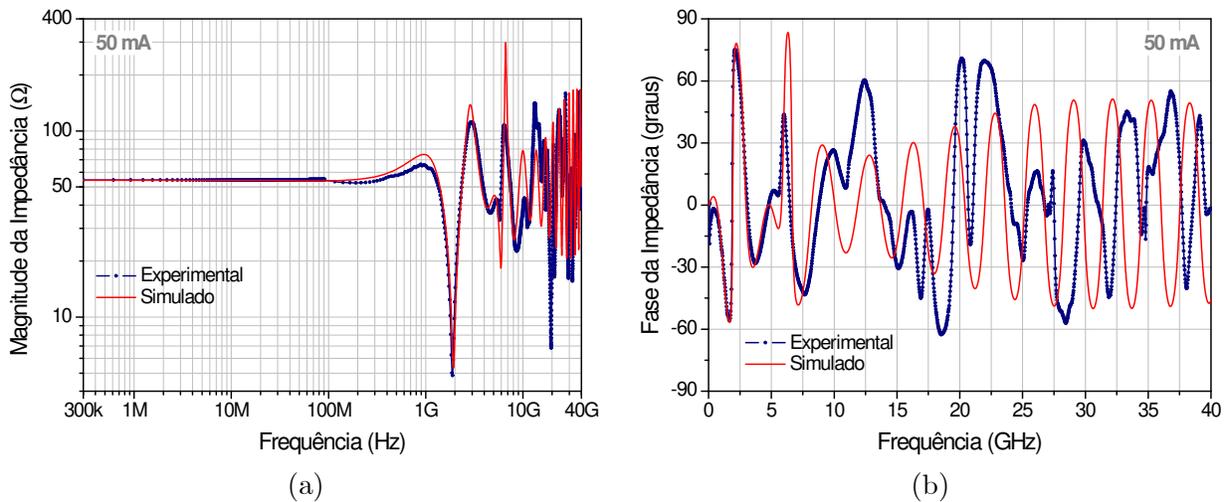


Figura 4.13: Comparação entre as curvas simulada e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA polarizado diretamente com uma corrente de 50 mA.

4.3 Modelagem Acima da Corrente de Transparência

Através dos resultados experimentais foi possível observar que, para correntes de polarização acima da I_{tr} , praticamente não há variações na impedância. Fato este que dificulta a extração dos parâmetros por meio do ajuste dinâmico das curvas, que foi o método utilizado em trabalhos anteriores. A extração dos parâmetros dos elementos através dos cálculos, realizados neste trabalho, demonstrou resultados satisfatórios para correntes abaixo da I_{tr} , sendo então uma opção confiável também para correntes acima da I_{tr} , cujos resultados são

mostrados a seguir.

O procedimento é o mesmo que foi utilizado para correntes abaixo da I_{tr} , mas substituindo-se o circuito que modela a região ativa e usando as respectivas equações para os seus elementos. O circuito equivalente completo para correntes acima da I_{tr} , incluindo os elementos parasitas do *chip* e da montagem, é mostrado na Figura 4.14. As equações que descrevem os elementos do circuito foram detalhadas no Capítulo 2 e estão reproduzidas abaixo por conveniência.

$$R_1 \approx \frac{R_d}{1 + \tau_n \gamma S_0}; \quad (4.4)$$

$$L_s \approx \frac{R_d \tau_p}{\gamma \tau_n S_0}; \quad (4.5)$$

$$R_{s1} \approx \frac{\varepsilon R_d}{\gamma \tau_n}; \quad (4.6)$$

$$R_{s2} \approx \frac{\beta \Gamma R_d \tau_p I_{tA}}{\alpha \gamma \tau_n S_0^2}, \quad (4.7)$$

nas quais:

$$I_{tA} \approx \frac{\alpha \left(\frac{1}{\tau_p \Gamma \gamma} + N_{tr} \right)}{\tau_n}; \quad (4.8)$$

$$S_0 \approx \frac{\Gamma \tau_p}{\alpha} (I_0 - I_{th}) \quad (4.9)$$

e

$$I_{th} = I_{tA} + I_L. \quad (4.10)$$

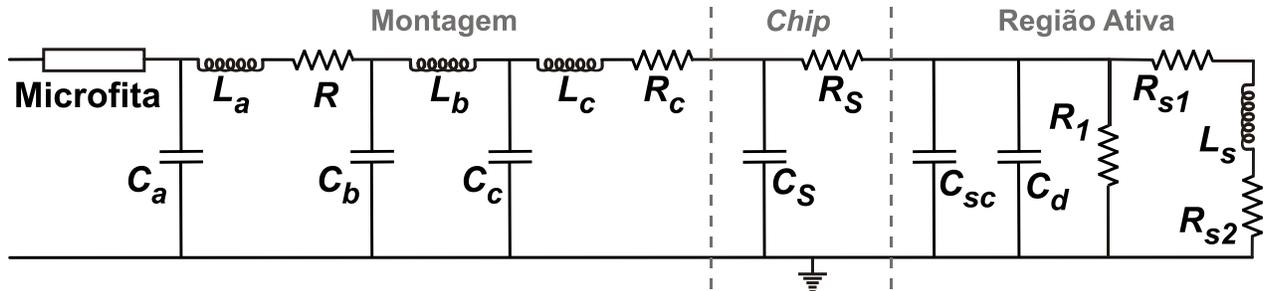


Figura 4.14: Circuito equivalente para correntes acima da transparência cascateado com elementos parasitas da montagem e do *chip*.

4.3.1 Cálculo dos Elementos para o Modelo Acima da I_{tr}

Através das equações é possível notar que os elementos do circuito dependem da resistência de junção R_d , calculada anteriormente para os elementos abaixo da I_{tr} , e do tempo de vida dos portadores τ_n , para o qual novamente foi utilizado o valor encontrado para os lasers em [4]. Nos demais parâmetros, com exceção de α , também foram empregados os valores usados em [4] para as duas estruturas de lasers descritas anteriormente: RW e EMBH. Para o parâmetro α , dependente do volume da região ativa, estimou-se as dimensões da cavidade do SOA. O comprimento da cavidade foi estimado observando-se o espectro da ASE (*amplified spontaneous emission*) para altas correntes de polarização [53]. Esta estimativa não foi realizada usando o *chip*, mas utilizou-se como uma aproximação o valor de 2 mm obtido para um SOA encapsulado, também da *CIP Photonics*, modelo *NL-OEC-1550*. A altura e largura foram estimadas em $0,4 \mu\text{m}$ e $0,5 \mu\text{m}$, respectivamente. Todos os parâmetros utilizados no desenvolvimento das equações 4.4 a 4.10 estão listados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Parâmetros usados nos cálculos dos elementos acima da I_{tr}

Parâmetro	Símbolo		RW	EMBH
Volume da região ativa \times carga elementar	α	(Am^3s)	$6,41 \times 10^{-35}$	$6,41 \times 10^{-35}$
Fator de acoplamento de emissão espontânea	β	-	0,02 %	0,01 %
Fator de confinamento	Γ	-	0,3	0,4
Fator de compressão de ganho	ε	(m^3)	$6,7 \times 10^{-23}$	$4,5 \times 10^{-23}$
Taxa líquida de emissão estimulada	γ	$(s^{-1}m^3)$	$3,2 \times 10^{-12}$	$2,4 \times 10^{-12}$
Densidade de portadores na transparência	N_{tr}	(m^3)	1×10^{24}	1×10^{24}
Tempo de vida dos portadores	τ_n	(ns)	3	3
Tempo de vida dos fótons	τ_p	(ps)	1	1
Corrente de saturação	I_s	(pA)	1,56	1,56
Corrente de fuga	I_L	(mA)	0	15
Corrente de transparência	I_{tr}	(mA)	70	70

Devido ao grande número de variáveis e cálculos envolvidos, as equações para os elementos do circuito foram inseridas em um planilha de dados usando o *Microsoft Office Excel*, eliminando a necessidade de refazer todos os cálculos quando o valor de uma ou mais variáveis

Bias (mA)	Csc (pF)	Cd (pF)	Rd (Ω)	Ls (pH)	R1 (Ω)	Rs1 (Ω)	Rs2 (m Ω)
Corrente de polarização injetada no SOA	Capacitância de carga espacial	capacitância de difusão	Resistor de junção ou diferencial	Indutância	Rd // R4		
1.00	88.84	35.48	84.55	-	-	-	-
2.00	92.17	141.87	21.15	-	-	-	-
3.00	93.43	231.05	12.98	-	-	-	-
4.00	93.93	278.93	10.76	-	-	-	-
5.00	95.26	454.26	6.60	-	-	-	-
10.00	97.11	863.40	3.47	-	-	-	-
25.00	99.83	2078.93	1.44	-	-	-	-
50.00	102.04	4047.14	0.74	-	-	-	-
75.00	103.44	6017.75	0.50	0.23	0.16	0.0035	0.0464
80.00	103.81	6672.57	0.45	0.18	0.13	0.0031	0.0325
90.00	104.12	7277.82	0.41	0.13	0.10	0.0029	0.0194
100.00	104.67	8427.80	0.36	0.10	0.08	0.0025	0.0118
110.00	105.21	9759.49	0.31	0.07	0.06	0.0021	0.0075

↓ Acima da corrente de transparência

Figura 4.16: Tela com aba da planilha listando os resultados obtidos com as equações.

Tabela 4.5: Parâmetros dos elementos para o circuito acima da I_{tr}

Parâmetros Comuns				RW				EMBH			
I (mA)	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (nF)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	L_s (pH)	R_{s2} (m Ω)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	L_s (pH)	R_{s2} (m Ω)
75	0,818	103,44	6,02	0,13	3,48	0,23	0,046	0,29	3,12	0,68	0,180
80	0,821	103,81	6,67	0,13	3,14	0,18	0,032	0,23	2,81	0,47	0,095
90	0,824	104,12	7,28	0,10	2,88	0,13	0,019	0,17	2,58	0,29	0,041
100	0,829	104,67	8,43	0,08	2,48	0,10	0,012	0,12	2,22	0,19	0,020
110	0,834	105,21	9,76	0,06	2,15	0,07	0,008	0,09	1,92	0,13	0,011

Observa-se que, para a estrutura EMBH, há uma diminuição no fator de compressão de ganho, resultando em uma diminuição na resistência R_{s1} , que é o único elemento dependente deste parâmetro. Nota-se ainda que os valores dos demais elementos são ligeiramente maiores para a estrutura EMBH, devido, principalmente, à uma maior corrente de fuga, resultando em menores coeficiente de ganho e taxa líquida de emissão estimulada (γ).

4.3.2 Comparação Teórica-Experimental

Assim como feito anteriormente para os resultados abaixo da corrente de transparência, mas agora com o intuito de comparar os resultados obtidos teoricamente com as medidas experimentais acima da I_{tr} , o circuito mostrado anteriormente na Figura 4.14 foi contruído no ADS e simulado usando os parâmetros listados na Tabela 4.5.

Conforme já explicado anteriormente, para altas correntes de polarização, a impedância permanece em torno de 54Ω para baixos valores de frequência e é dominada pela montagem nas frequências superiores. Assim, variações nos parâmetros da região ativa não resultam em variações visíveis na curva de impedância, o que faz com que as mudanças nos valores dos elementos, para as diferentes estruturas, não sejam notadas graficamente. Dessa forma, são mostrados os gráficos para dois valores de corrente de polarização, omitindo os demais resultados. A Figura 4.17 mostra o módulo e a fase de impedância obtidos com os parâmetros da estrutura RW para uma corrente de polarização de 75 mA, ou seja, logo acima da I_{tr} . Enquanto a Figura 4.18 traz a magnitude e a fase obtidas com os parâmetros da estrutura EMBH para a maior corrente de polarização injetada no *chip*, 110 mA. Mais uma vez é possível observar a boa concordância entre resultados simulados e experimentais.

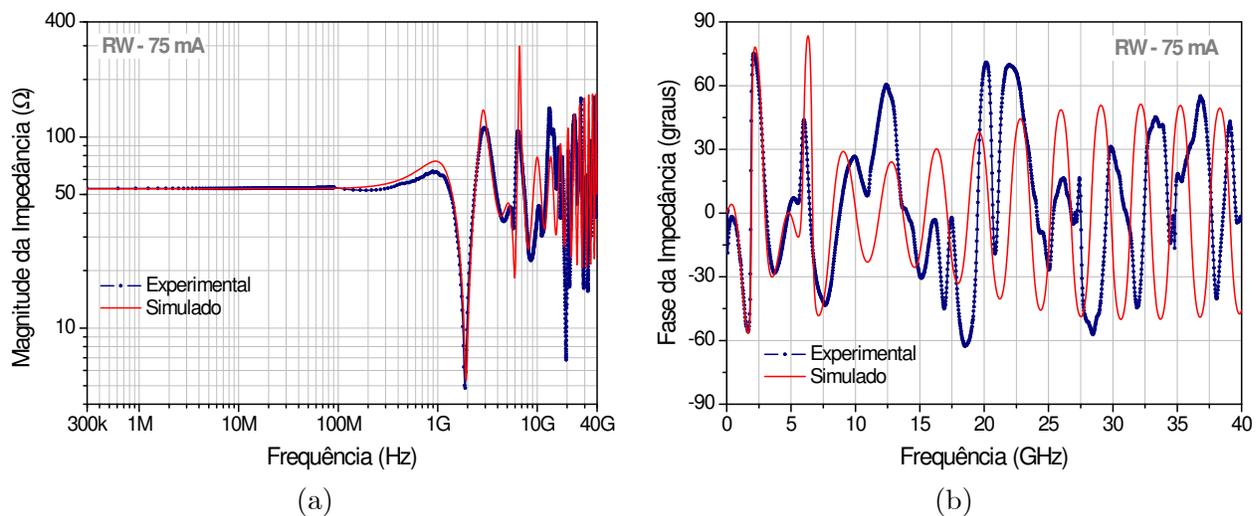


Figura 4.17: Comparação entre as curvas simulada (baseada na estrutura RW) e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA diretamente polarizado com uma corrente de 75 mA.

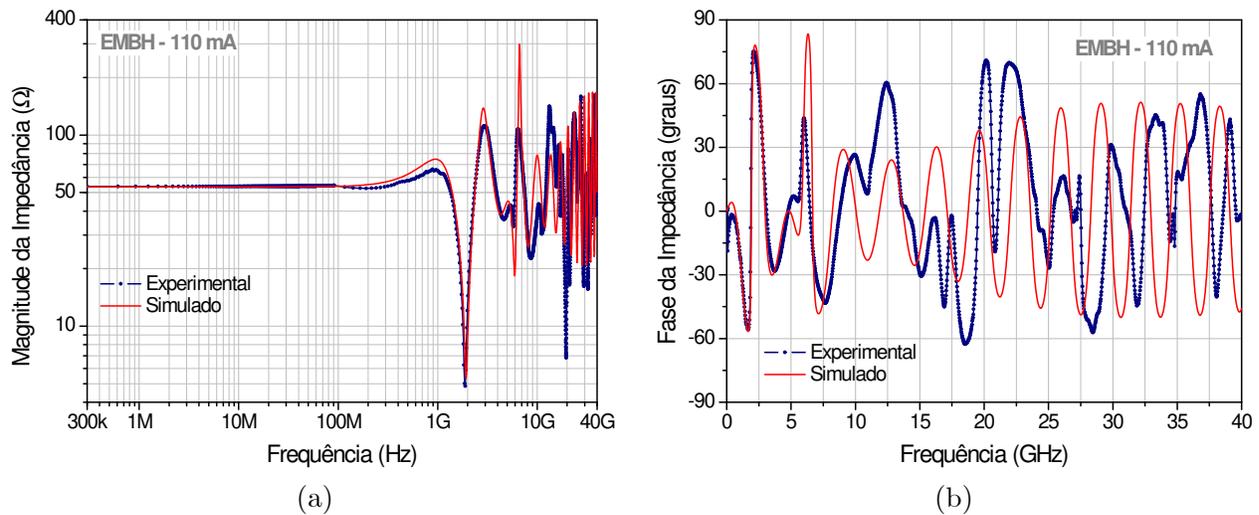


Figura 4.18: Comparação entre as curvas simulada (baseada na estrutura EMBH) e experimental da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA diretamente polarizado com uma corrente de 110 mA.

4.4 Análises Complementares dos Resultados

Os resultados apresentados até o momento permitiram observar o comportamento dos elementos do circuito equivalente em função da corrente de polarização injetada como um todo. Nesta seção, o comportamento de alguns destes elementos são analisados separadamente, começando pelo comportamento das capacitâncias e resistências.

Na Figura 4.19 (a) são mostrados os valores da capacitância efetiva C_t , resultante de C_{sc} em paralelo com C_d , em comparação com a resistência da junção R_d para correntes abaixo da I_{tr} . Observa-se que a capacitância C_t aumenta quase que linearmente com o aumento da corrente de polarização. Enquanto isso, a resistência apresenta comportamento díspar, assumindo um valor alto para correntes muito pequenas, mas que diminui rapidamente com um pequeno aumento da corrente injetada, variando de cerca de 84,5 Ω para 6,6 Ω com 5 mA. Acima dessa corrente, a variação já torna-se bem menos acentuada. Tal comportamento reflete-se na impedância do dispositivo, que possui valores altos com correntes de polarização inferiores a 5 mA, mas que, acima dessa corrente e em baixa frequência, já se aproxima da impedância da montagem. Estes resultados estão dentro do esperado, pois aproximam-se do comportamento de um diodo diretamente polarizado, cujo circuito equivalente assemelha-se ao utilizado no modelo para correntes abaixo da transparência.

Acima da I_{tr} , conforme ilustra a Figura 4.19 (b), a capacitância continua aumentando, mas com variações muito menores se comparadas às ocorridas abaixo da I_{tr} . O mesmo ocorre para a diminuição da resistência total R_t , que é composta por R_1 em paralelo com R_{s1} somada a

R_{s2} . Acima da I_{tr} também é possível observar que a indutância L_s diminui com o aumento da corrente, mantendo um certo equilíbrio no produto LC.

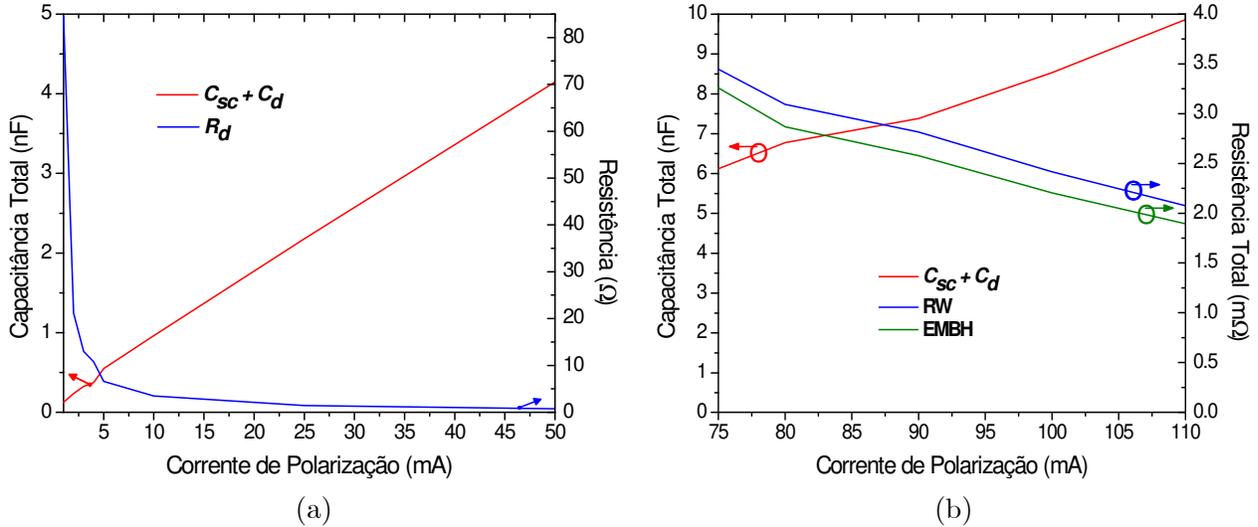


Figura 4.19: Comparação entre a capacitância e resistência efetivas (a) abaixo e (b) acima da corrente de transparência.

Pensando em futuras aplicações para o circuito equivalente, ao utilizar-se o SOA para funções de chaveamento em redes ópticas, por exemplo, a análise do seu comportamento em função da corrente de polarização pode ser útil na determinação de um valor mínimo de corrente para o SOA em seu estado desligado, tendo em vista que acima de 10 mA as variações observadas para os elementos parasitas em função da corrente injetada são menores. Além disso, a extração dos parâmetros do circuito com maior exatidão, proporcionada pelo cálculo dos elementos, possibilitará a realização de simulações para o estudo da resposta do dispositivo à injeção de pulsos de corrente, visando um estudo de como a estrutura do SOA e as formas de ondas podem ser otimizadas para utilização em chaveamento.

4.4.1 Variação do Tamanho da Cavidade

Nas equação para os elementos do circuito acima da I_{tr} (Eqs. 4.4 a 4.7) é possível observar uma dependência com a taxa líquida de emissão estimulada (γ) e a densidade de fótons (S_0), ambos relacionados ao volume da cavidade. Assim, usando a planilha de dados citada anteriormente, o comprimento da cavidade estimada para o SOA foi variada de 2 mm a 0,5 mm, com o intuito de diminuir seu volume e observar a influência desta diminuição nos elementos do circuito. Foram tomados como base os resultados obtidos para a estrutura EMBH, com corrente de 75 mA. Os efeitos da variação do tamanho da cavidade nos elementos do circuito estão listados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6: Variação dos elementos em função do tamanho da cavidade

Comprimento (mm)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	L_s (pH)	R_{s2} (m Ω)
2	0,29	3,1	0,68	0,18
1,5	0,25	4,2	0,51	0,09
1	0,22	6,2	0,41	0,05
0,5	0,20	12,5	0,34	0,03

Observa-se que, reduzindo a cavidade, existe um aumento de S_0 , resultando em uma diminuição de L_s , R_1 e R_{s2} . Como a resistência R_{s1} está inversamente relacionada a γ e não é influenciada por S_0 , o seu valor aumenta com a diminuição do volume, mas ainda assim a resistência total diminui, devido à R_1 e R_{s2} .

Cabe ressaltar que trata-se apenas de uma análise superficial da influência do tamanho da cavidade do SOA, tendo em vista que as alterações das dimensões irão afetar os demais parâmetros que, por sua vez, irão influenciar no valor final dos elementos, como a tensão na junção e densidade de portadores, por exemplo. Entretanto, esta análise preliminar permitiu observar que uma cavidade menor pode resultar em uma diminuição nos valores destes elementos.

4.4.2 Variação do Tempo de Vida dos Portadores

Para os cálculos aqui realizados foi considerado um tempo de vida dos portadores fixo em 3 ns. Na prática, entretanto, a corrente de polarização injetada influencia a densidade de portadores, a qual está relacionada ao tempo de vida dos portadores conforme descrito anteriormente na Eq. 2.6. A aproximação aqui utilizada pode ser considerada válida, principalmente acima de cerca de 10 mA, onde a densidade de portadores é aproximadamente constante, mas abaixo desse valor a aproximação já não é tão boa e o tempo de vida é geralmente abaixo de 3 ns. Entretanto, como todos os parâmetros aqui utilizados foram obtidos dos lasers em [4], ao utilizar valores para τ_n abaixo de 3 ns as correntes I_{tA} e I_{th} calculadas aumentam, fazendo com que os valores calculados para S_0 sejam negativos, provocando erros nos cálculos dos demais elementos. Se for utilizado um SOA cujos parâmetros sejam todos conhecidos, diferente do SOA “caixa preta” usado neste trabalho, esta dificuldade pode ser solucionada, visto que serão empregados os valores do próprio dispositivo em todos os

cálculos, e não aproximações obtidas com dispositivos semelhantes.

Ainda assim, foram realizadas algumas análises com o intuito de verificar o efeito da variação de corrente no tempo de vida dos portadores e as variações resultantes nos elementos do circuito. Para isso, fazendo uso do software Z-SOA [54], a densidade de portadores foi obtida em função da corrente de polarização e posteriormente utilizada para o cálculo do tempo de vida dos portadores.

Para a simulação no Z-SOA faz-se necessário informar as dimensões do dispositivo, tendo sido utilizado os valores estimados anteriormente para o SOA *CIP*, com altura, largura e comprimento de $0,4 \mu\text{m}$, $0,5 \mu\text{m}$ e 2 mm , respectivamente. Também faz-se necessário informar diversos outros parâmetros iniciais, os quais foram extraídos diretamente de [55]. A corrente de polarização foi variada de 1 a 110 mA , extraindo-se o valor da densidade de portadores na saída do dispositivo para cada valor de corrente. Esta densidade foi então utilizada para calcular o tempo de vida dos portadores (τ_n) segundo a Eq. 2.6. Para a corrente inicial de 1 mA , τ_n ficou próximo dos 3 ns aqui utilizados, mas com o aumento da corrente há o aumento da densidade e diminuição do tempo de vida dos portadores. Assim, com 110 mA , τ_n caiu para menos da metade do tempo inicial. A redução em τ_n gera também uma redução no valor de S_0 , que resulta em um aumento nos elementos parasitas R_1 , L_s e R_{s2} , mas que resulta também em uma considerável diminuição da capacitância parasita C_d .

Para ilustrar com um exemplo numérico considera-se a estrutura EMBH com 110 mA de polarização. Se o tempo de vida dos portadores for reduzido de 3 ns para $2,5 \text{ ns}$, a indutância L_s aumenta de $0,13 \text{ pH}$ para $0,16 \text{ pH}$ e R_t (R_1 em paralelo com R_{s1} e R_{s2}) vai de $1,89 \text{ m}\Omega$ para $1,91 \text{ m}\Omega$, mas a capacitância total C_t diminui de $9,86 \text{ nF}$ para $8,24 \text{ nF}$. Se τ_n for diminuído para 2 ns , L_s e R_t vão para $0,23 \text{ pH}$ e $1,94 \text{ m}\Omega$, respectivamente, enquanto C_t diminui para $6,61 \text{ nF}$. Dessa forma, uma redução no tempo de vida dos portadores pode trazer melhorias em relação aos elementos parasitas. Esta redução pode ser obtida através da diminuição da cavidade do dispositivo, que irá resultar em um aumento da densidade e, conseqüentemente, uma redução no tempo de vida dos portadores. Assim, mais uma vez, há indicações de que uma cavidade menor pode reduzir os efeitos parasitas do SOA.

4.4.3 Impedância do SOA

Fazendo uso dos circuitos modelados e dos parâmetros obtidos para seus elementos, é possível observar a impedância considerando apenas o SOA e o seu comportamento em função da corrente de polarização. Para isso, as simulações são realizadas no ADS construindo os circuitos apenas com os elementos do *chip* e da região ativa do SOA, ou seja, os elementos parasitas da montagem são excluídos da simulação.

A Figura 4.20 (a) e (b) mostra o módulo e fase da impedância do SOA para correntes abaixo da I_{tr} , mostrando as curvas de impedância para 1 mA, 5 mA e 50 mA. O circuito no ADS corresponde somente a parte final do circuito ilustrado anteriormente na Figura 4.8, composta por R_s , C_s , C_{sc} , C_d e R_d . Na Figura 4.21 são mostradas as curvas de impedância para 75 mA e 110 mA, ou seja, acima da I_{tr} , obtidas usando a parte à direita do circuito ilustrado anteriormente na Figura 4.14, correspondente apenas ao *chip* e região ativa do SOA.

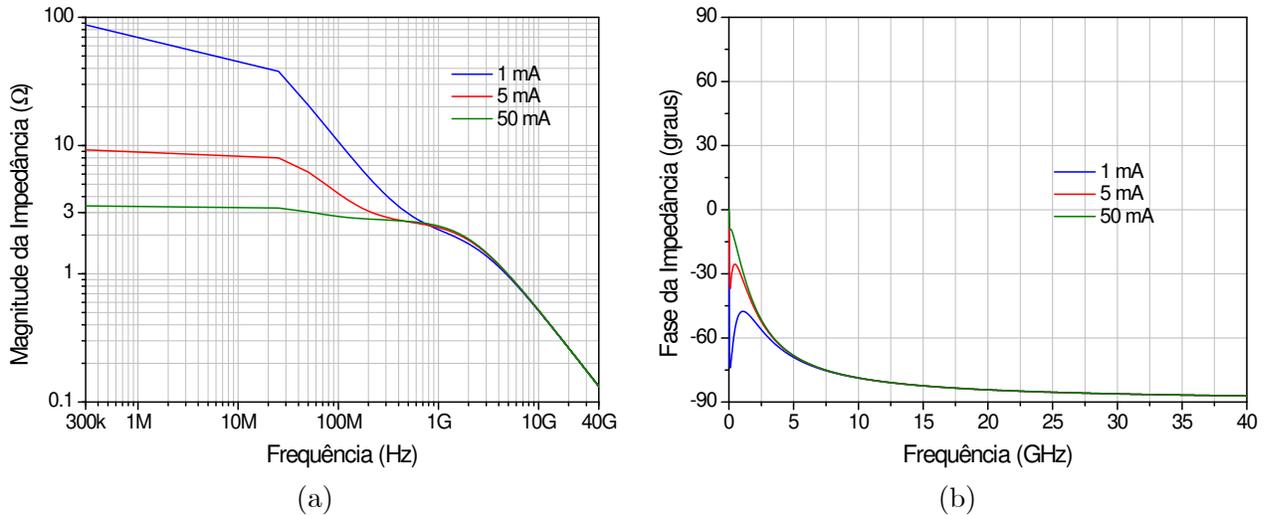


Figura 4.20: Curvas simuladas da (a) magnitude e (b) fase da impedância considerando apenas o *chip* do SOA, para correntes abaixo da I_{tr}

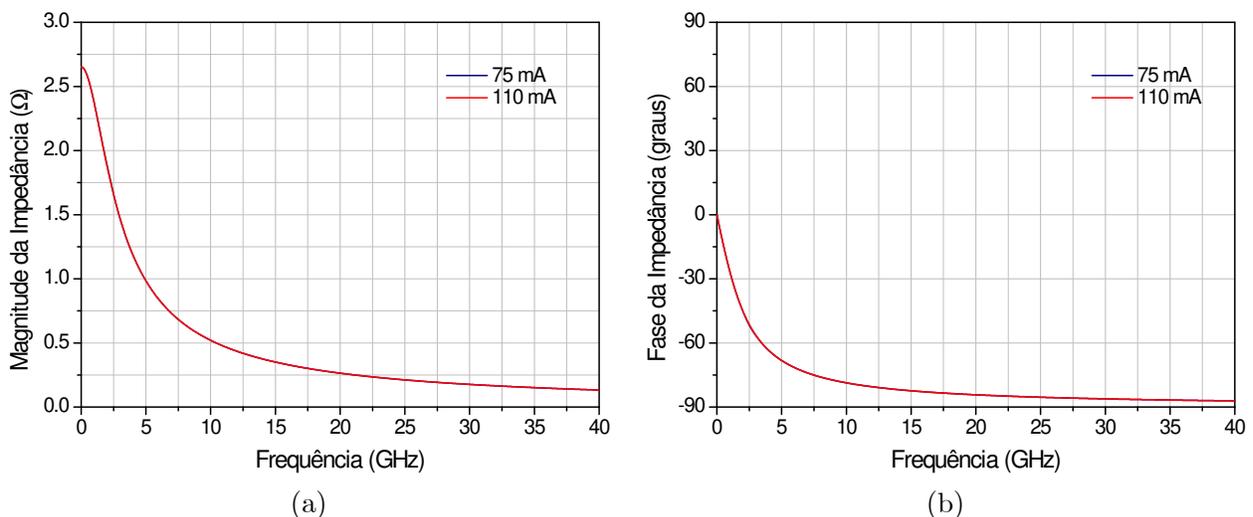


Figura 4.21: Curvas simuladas da (a) magnitude e (b) fase da impedância considerando apenas o *chip* do SOA, para correntes acima da I_{tr}

Em baixas frequências, observam-se altos valores de impedância que diminuem com o aumento da corrente injetada. Para 1 mA a impedância do dispositivo chega quase a 100

Ω e já diminui para menos de 10Ω com 5 mA . Para correntes acima da I_{tr} praticamente não há variação entre as curvas e a impedância máxima do SOA é de pouco mais de $2,5 \Omega$. Esta impedância encontrada para o SOA mostra que o valor de impedância da montagem está dentro da faixa esperada, mas um pouco acima dos 50Ω , visto que a impedância total encontrada anteriormente para altas correntes de polarização ficava em torno dos 54Ω . Observa-se ainda o comportamento capacitivo do dispositivo, com a impedância diminuindo com o aumento da frequência.

4.5 Resultados Adicionais usando SOAs Encapsulados

Além do *chip*, a modelagem do circuito e extração dos parâmetros através dos cálculos foram realizadas para mais dois dispositivos encapsulados: um fabricado também pela *CIP Technologies*, modelo *NL-OEC-1550*, e outro fabricado pela *InPhenix*, modelo *IPSAD1503*. Estas modelagens adicionais têm como intuito principal verificar a validade da abordagem utilizada para o *chip* sem encapsulamento e adotam, em todas as etapas, os mesmos procedimentos utilizados anteriormente. Dessa forma, serão apresentados todos os resultados obtidos para estes SOAs, mas sem repetir detalhes da metodologia.

4.5.1 Procedimentos Experimentais

As medições foram novamente viabilizadas por montagens realizadas pelo Prof. Dr. Evandro Conforti. A montagem para os dois SOAs encapsulados são idênticas, mas com algumas diferenças em relação à do *chip*, usada anteriormente. Os SOAs são montados sobre dissipadores de calor que atuam como plano terra e, ao invés da linha de microfita e resistor de 50Ω , nestas montagens a entrada de RF é acoplada ao SOA por um resistor de 47Ω e um segmento de cabo coaxial semi-rígido de aproximadamente 4 cm . Na Figura 4.22 é mostrada a montagem para o SOA *CIP*, que é igual à montagem feita para o *InPhenix*.

Assim como antes, foram realizadas inicialmente as medições sem polarização e, em seguida, a polarização foi variada de 1 mA a 110 mA . Também foi utilizado o recurso de fechar um curto-circuito no SOA para obter a impedância da montagem separadamente, mas nos SOAs encapsulados o curto foi realizado na entrada elétrica do SOA, visto a impossibilidade de curto-circuitar no mesmo ponto do *chip* devido justamente ao encapsulamento do dispositivo. As medidas experimentais sem polarização para os SOAs *CIP* e *InPhenix*, com e sem o curto na porta elétrica, foram realizadas com o analisador de rede *N5230C PNA-L* da *Agilent*, de 10 MHz a 40 GHz e com -10 dBm de potência.

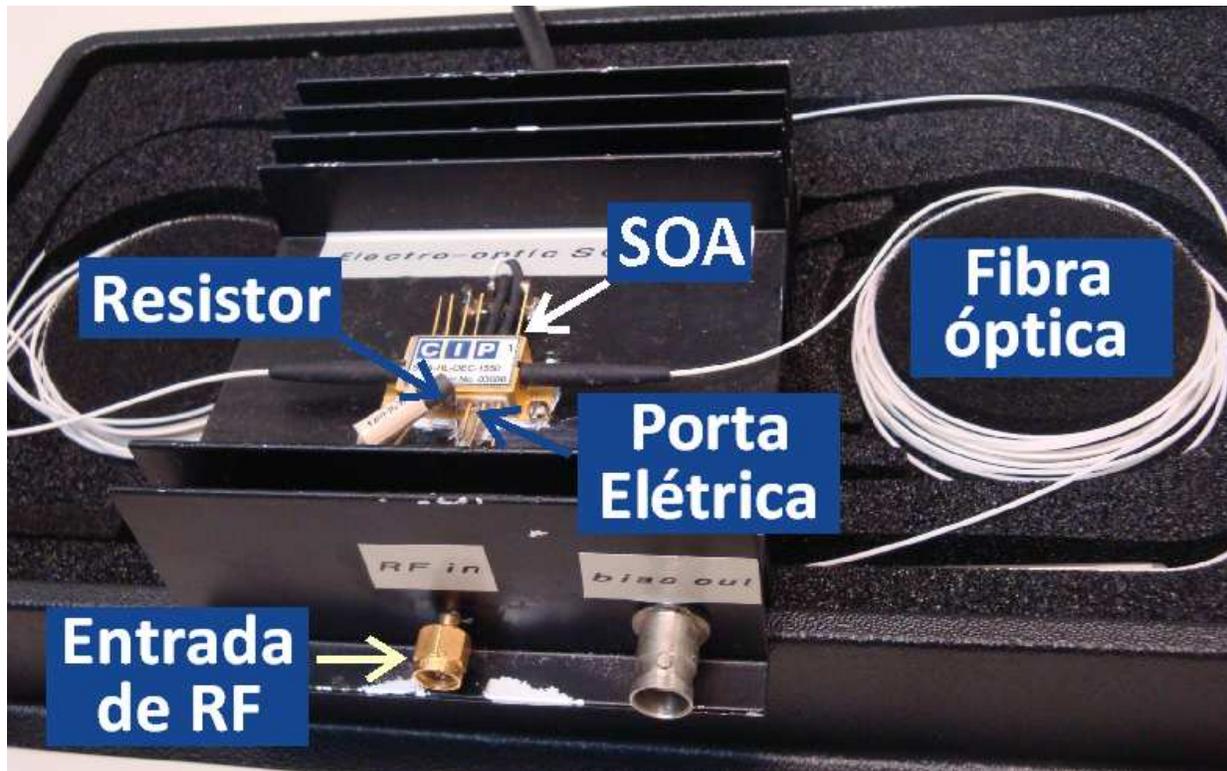


Figura 4.22: Montagem experimental para o SOA *CIP* encapsulado.

Para as medições de impedância variando a polarização, além do analisador usado nas medições sem polarização, também foi utilizado o analisador de rede *HP* modelo *8702B Light-wave Component Analyzer* em conjunto com o equipamento auxiliar *85047A S-Parameter Test Set*, permitindo realizar as medições em uma faixa de frequências de 300 kHz a 40 GHz, assim como no *chip*. A configuração experimental também é a mesma usada para o *chip* e foi ilustrada anteriormente na Figura 3.4. Os resultados experimentais obtidos serão mostrados adiante, já em comparações com os resultados simulados.

4.5.2 Circuito Equivalente da Montagem com Encapsulamento

Devido ao fato do curto-circuito ter sido fechado na entrada elétrica do SOA, o circuito correspondente às medidas experimentais é composto apenas pelos elementos parasitas referente ao acoplamento da montagem, conforme ilustrado na Figura 4.23. Assim, o recurso de sintonia no ADS foi novamente utilizado para se obter a maior aproximação possível entre as curvas simulada e experimental. Os parâmetros extraídos para os elementos do circuito estão listados na Tabela 4.7.

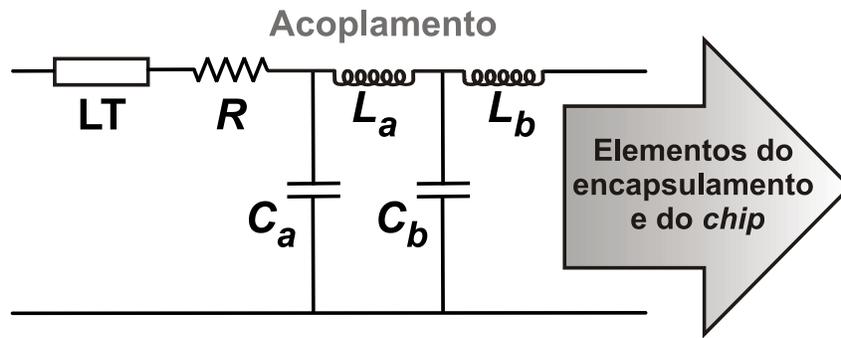


Figura 4.23: Circuito equivalente modelado para os elementos parasitas do acoplamento dos SOAs encapsulados.

Tabela 4.7: Parâmetros dos elementos parasitas do acoplamento

	R	C_a	L_a	C_b	L_b
	(Ω)	(pF)	(nH)	(pF)	(nH)
CIP	47	0,15	6	0,9	0,81
InPhoenix	47	0,15	3,5	3,8	1

A linha de transmissão (LT), correspondente ao cabo coaxial, foi representada nas simulações por um elemento distribuído, assim como feito para a linha de microfita usada na montagem do *chip*, configurado de acordo com os parâmetros listados abaixo:

- condutor interno com raio de 0,92 mm;
- condutor externo com raio de 3,58 mm;
- constante dielétrica de 2,4;
- tangente de perdas de 0,04;
- comprimento de 4 cm para a montagem do SOA *CIP* e 4,1 cm para *InPhoenix*.

A Figura 4.24 (a) e (b) mostra as curvas simuladas de impedância em comparação com os resultados experimentais para os dois SOAs.

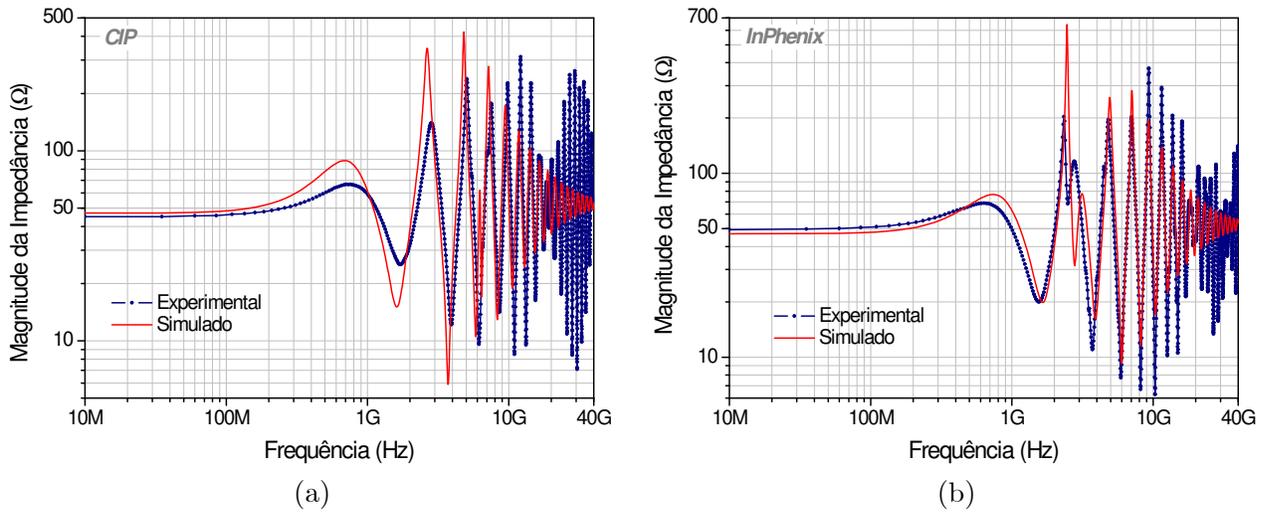


Figura 4.24: Comparação entre curvas simuladas e experimentais para os SOAs encapsulados (a) *CIP* e (b) *InPhenix* sem polarização e com curto na porta elétrica.

4.5.3 Capacitância C_{sc} na Ausência de Polarização

Para encontrar o valor da capacitância de carga espacial na ausência de polarização ($C_{sc(0)}$), para cada um dos SOAs, foram utilizadas as medidas experimentais sem polarização e sem o curto na porta elétrica. Estas medidas permitiram também encontrar o circuito completo da montagem, com os elementos parasitas acrescidos pelo encapsulamento e pelo *chip* do SOA, conforme mostrado na Figura 4.25. Os valores encontrados para estes elementos parasitas e para $C_{sc(0)}$ estão listados na Tabela 4.8. As curvas simuladas obtidas para os dois SOAs estão comparadas com as experimentais na Figura 4.26 (a) e (b).

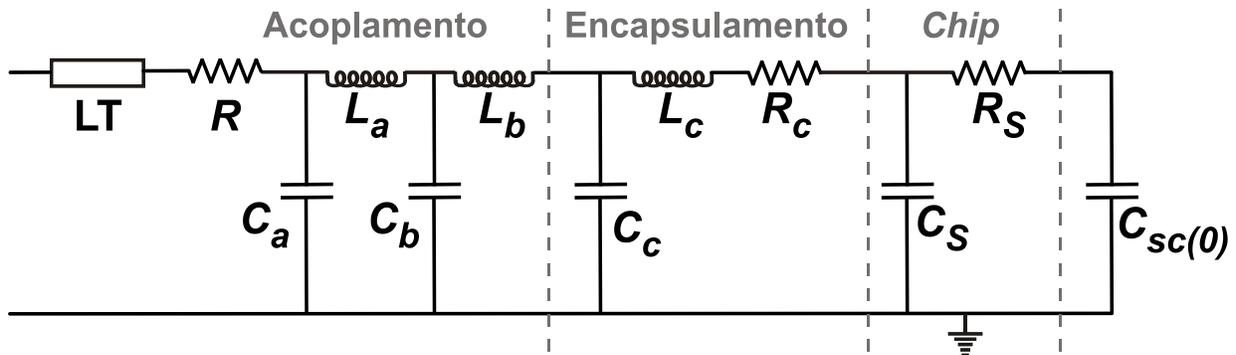
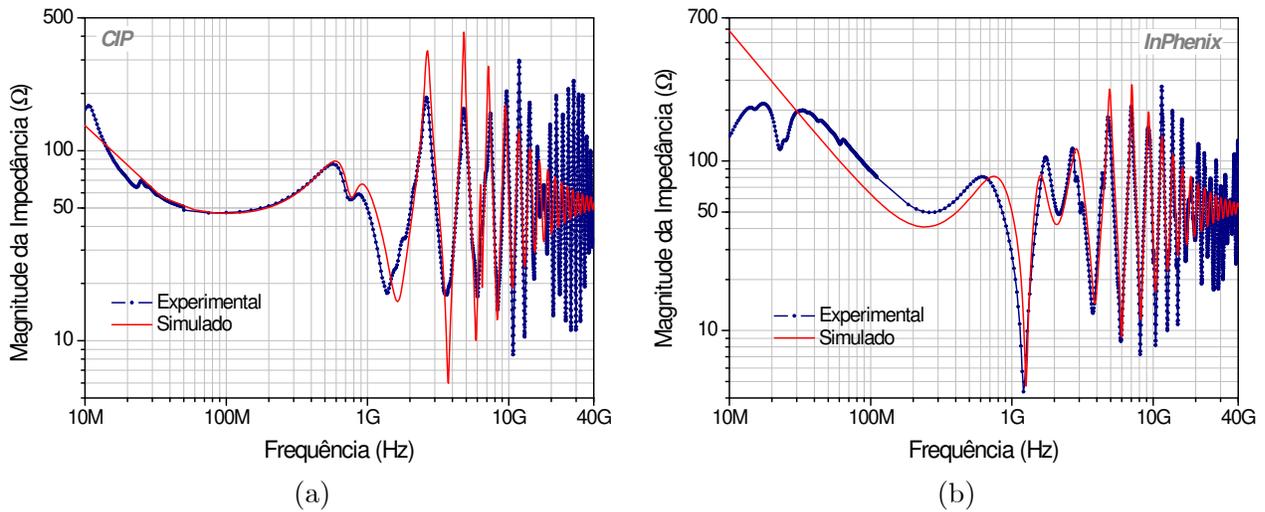


Figura 4.25: Circuito equivalente modelado para a montagem dos SOAs, mostrando os elementos parasitas do acoplamento, encapsulamento e *chip*, além de $C_{sc(0)}$.

Tabela 4.8: Parâmetros dos elementos parasitas do encapsulamento e do *chip*

	C_c (pF)	L_c (nH)	R_c (Ω)	C_S (pF)	R_S (Ω)	$C_{sc(0)}$ (pF)
<i>CIP</i>	29	2,1	0,8	30	2,9	60
<i>InPhenix</i>	0,2	3,5	0,8	15	2	40


 Figura 4.26: Comparação entre curvas simuladas e experimentais para os SOAs encapsulados (a) *CIP* e (b) *InPhenix* sem polarização.

Observa-se que as medidas de impedância para o SOA *CIP* apresentaram comportamento semelhante às obtidas anteriormente para o *chip*, com alta impedância em baixas frequências, que diminui até aproximar-se da impedância da montagem, sendo dominada pela linha de transmissão em altas frequências. Mas a impedância do SOA *InPhenix*, mostrada na Figura 4.26 (b), tem seu valor inicial pouco acima de 100 Ω , aumentando para mais de 200 Ω , diminuindo além de seu valor inicial e voltando a aumentar mais uma vez, para só então começar a diminuir até cerca de 50 Ω , que é a impedância da montagem. Inicialmente acreditou-se que este comportamento poderia ter ocorrido devido a alguma falha durante o processo de calibração ou medição, mas esse comportamento se repetiu para o SOA *InPhenix* nas medidas obtidas com o segundo analisador de rede, em frequências mais baixas, e ocorreu também para o SOA *CIP* abaixo dos 10 MHz. Além disso, as medições também foram refeitas em um equipamento diferente, tendo sido utilizado um analisador de rede da *Hewlett Packard*, modelo *8714ET*, que apresentou os mesmos resultados obtidos anteriormente. Sendo assim,

acredita-se que tal comportamento pode ser proveniente da montagem utilizada ou do próprio encapsulamento, visto que ele não ocorre para o *chip*

4.5.4 Caracterização Corrente-Tensão

O processo de medição I - V e extração dos parâmetros η e I_s são os mesmos realizados anteriormente para o *chip*, mas com a corrente de polarização sendo variada de $1 \mu\text{A}$ a 110 mA . Os valores de resistência no indutor somados à resistência em série para os SOAs *CIP* e *InPhenix* são de $3,78 \Omega$ e $2,82 \Omega$, respectivamente. Tendo sido obtido, para o SOA *CIP*, $\eta = 1,31$ e $I_s = 1,27 \text{ pA}$ e, para o *Inphenix*, $\eta = 1,6$ e $I_s = 150 \text{ pA}$. Os resultados estão ilustrados na Figura 4.27.

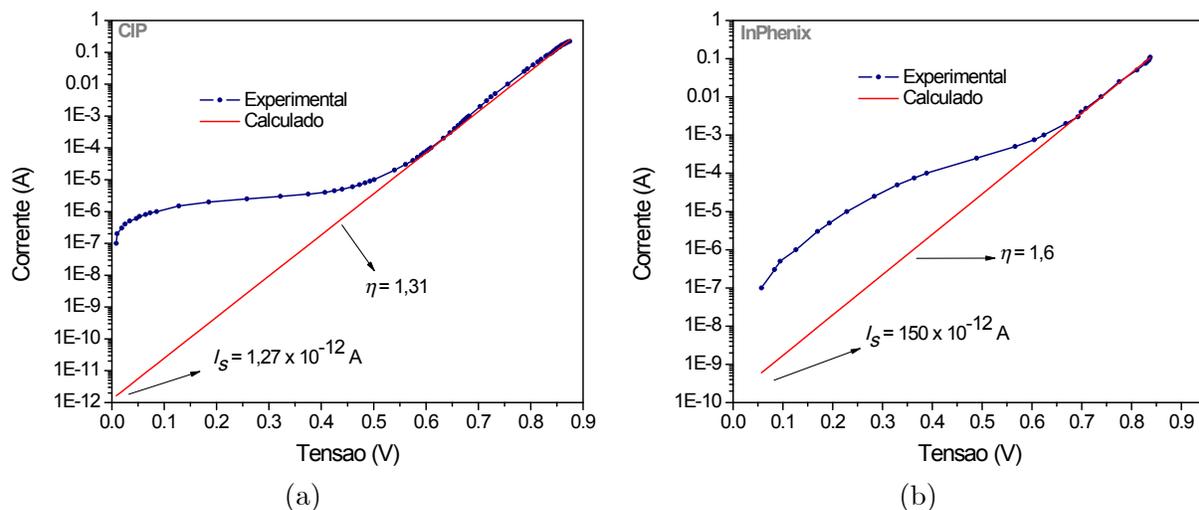


Figura 4.27: Medidas I - V em escala semi-logarítmica para os SOAs (a) *CIP* e (b) *InPhenix*.

Apesar das medidas terem sido obtidas para valores menores de corrente, é possível observar que os valores encontrados para η e I_s não são válidos para toda faixa de valores, mas abrangem a de maior interesse, que vai de 1 mA a 110 mA , para os dois dispositivos.

4.5.5 Modelagem Abaixo da I_{tr}

Nos cálculos dos elementos para os SOAs encapsulados foram usados os mesmos parâmetros descritos anteriormente para o *chip*, com exceção da tensão na junção (V_a), que foi medida para todos os dispositivos. As tensões medidas e os parâmetros obtidos para os elementos dos dois SOAs estão listados na Tabela 4.9.

O circuito equivalente obtido para a montagem dos SOAs encapsulados foi cascadeado com o circuito da região ativa abaixo da I_{tr} , chegando ao circuito mostrado na Figura 4.28.

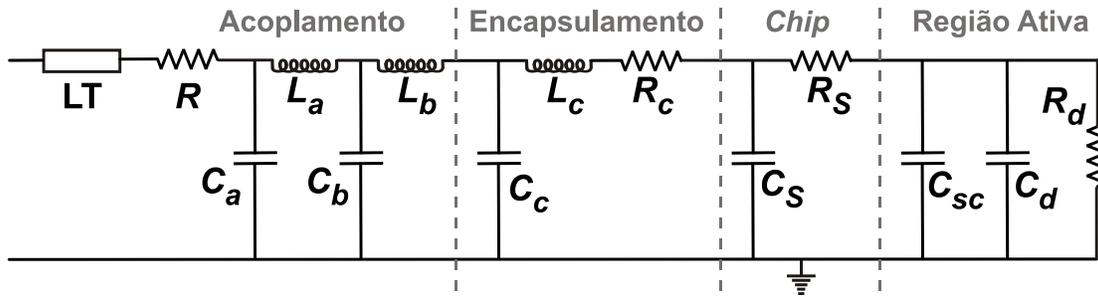


Figura 4.28: Elementos parasitas da região ativa abaixo da I_{tr} cascadeado com os elementos parasitas da montagem dos SOAs encapsulados.

Assim, com os resultados listados na Tabela 4.9, este circuito foi simulado no ADS e as curvas obtidas são mostradas nas Figuras 4.29 e 4.30, em comparação com os resultados experimentais para 2 mA e 5 mA de corrente injetada. Nota-se que, com a aplicação de uma pequena corrente de polarização, os picos de impedância do SOA *InPhenix* não são mais tão acentuados quando comparados aos valores logo acima dos 10 MHz obtidos na ausência de polarização, tornando o comportamento da impedância em baixas frequências semelhante para os dois SOAs. Observa-se ainda uma boa concordância entre simulação e experimento para ambos os dispositivos.

Tabela 4.9: Parâmetros dos elementos para o circuito dos SOAs encapsulados abaixo da I_{tr}

I (mA)	CIP				InPhenix			
	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (pF)	R_d (Ω)	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (pF)	R_d (Ω)
1	0,682	87,04	71,91	41,72	0,624	55,47	42,90	69,93
2	0,703	88,57	135,09	22,21	0,668	57,38	125,37	23,93
3	0,716	89,49	194,23	15,45	0,693	58,52	226,85	13,22
4	0,724	90,13	247,96	12,10	0,699	58,82	263,65	11,38
5	0,732	90,78	316,55	9,48	0,709	59,31	336,10	8,93
10	0,756	92,77	647,76	4,63	0,739	60,88	698,98	4,29
25	0,788	95,56	1641,68	1,83	0,776	63,00	1723,52	1,74
50	0,814	98,08	3554,50	0,84	0,811	65,24	4077,61	0,74

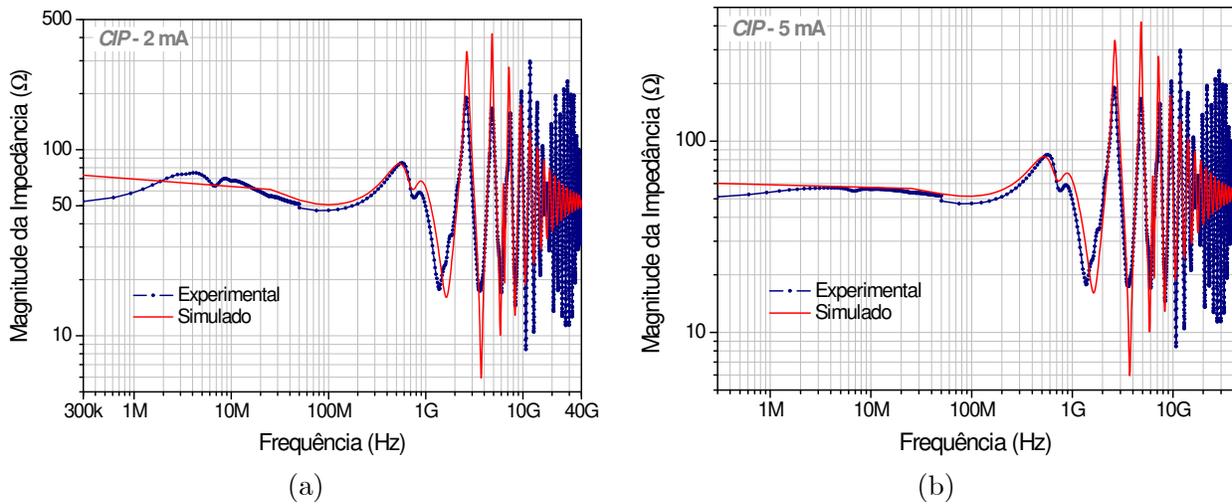


Figura 4.29: Comparação entre curvas simuladas e experimentais para o SOA *CIP* com (a) 2 mA e (b) 5 mA de corrente de polarização.

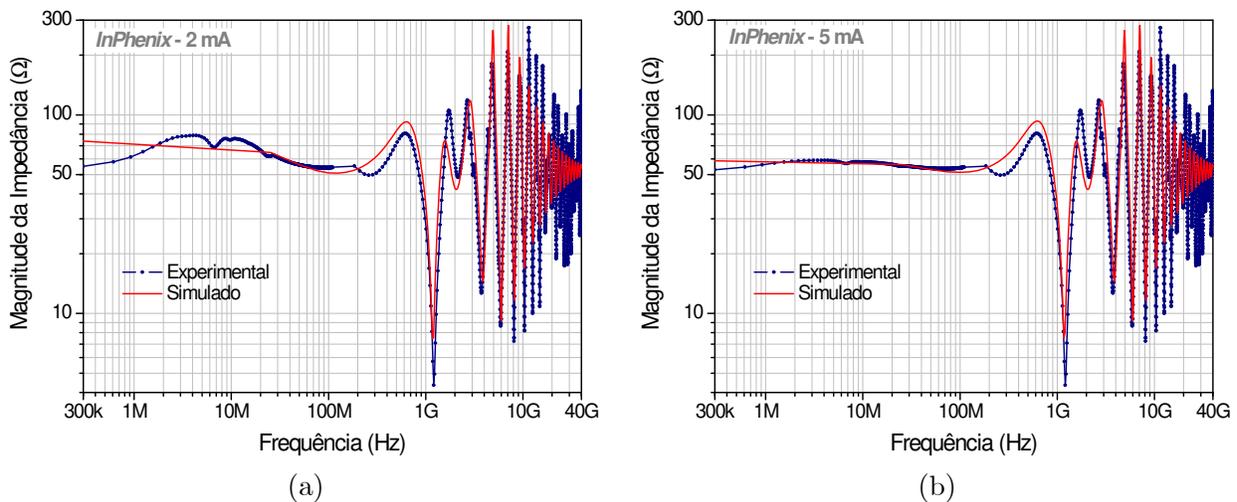


Figura 4.30: Comparação entre curvas simuladas e experimentais para o SOA *InPhenix* com (a) 2 mA e (b) 5 mA de corrente de polarização.

4.5.6 Modelagem Acima da I_{tr}

Na modelagem acima da corrente de transparência feita para o *chip*, observou-se que os valores para os elementos, calculados usando os parâmetros extraídos do laser RW, apresentam ligeiras variações quando comparados aos obtidos com os parâmetros do EMBH, mas que tais variações não refletem no comportamento simulado da impedância. Assim, para a modelagem dos SOAs encapsulados, são apresentados os resultados obtidos com base em apenas uma das estruturas. Optou-se por utilizar os parâmetros do laser EMBH, listados anteriormente na Tabela 4.4. Novamente, os cálculos foram realizados usando a planilha de

dados citada anteriormente e os parâmetros obtidos para cada um dos SOAs estão listados nas Tabelas 4.10 e 4.11.

Tabela 4.10: Parâmetros dos elementos do SOA *CIP* para correntes acima da I_{tr}

I (mA)	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (nF)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	L_s (pH)	R_{s2} (m Ω)
75	0,829	99,68	5,63	0,31	3,33	0,72	0,193
80	0,832	99,96	6,09	0,25	3,08	0,51	0,105
90	0,838	100,59	7,25	0,17	2,59	0,29	0,041
100	0,842	101,04	8,19	0,13	2,29	0,20	0,021
110	0,845	101,36	8,93	0,10	2,10	0,15	0,012

Tabela 4.11: Parâmetros dos elementos do SOA *InPhenix* para correntes acima da I_{tr}

I (mA)	V_a (V)	C_{sc} (pF)	C_d (nF)	R_1 (Ω)	R_{s1} (m Ω)	L_s (pH)	R_{s2} (m Ω)
75	0,828	66,38	6,12	0,37	3,06	1,47	0,860
80	0,830	66,55	6,49	0,30	2,89	0,88	0,328
90	0,835	66,90	7,29	0,22	2,57	0,45	0,098
100	0,837	66,99	7,53	0,17	2,49	0,31	0,047
110	0,838	67,08	7,77	0,47	2,41	0,23	0,027

As dimensões usadas para a cavidade do SOA *CIP* são as mesmas usadas para o *chip*: 0,4 μm de altura, 0,5 μm de largura e 2 mm de comprimento. Para as dimensões da cavidade do SOA *InPhenix* foram usados os valores de 1,2 μm de altura, 0,6 μm de largura e 653 μm de comprimento, estimados em [42].

Os resultados obtidos foram então simulados no ADS usando o circuito ilustrado na Figura 4.31, composto pelos elementos da região ativa acima da I_{tr} cascadeados com os elementos parasitas da montagem.

Os resultados simulados são então comparados aos experimentais e ilustrados nas Figuras

4.32 (*CIP*) e 4.33 (*InPhenix*), mostrando magnitude e fase da impedância para uma corrente de polarização de 110 mA.

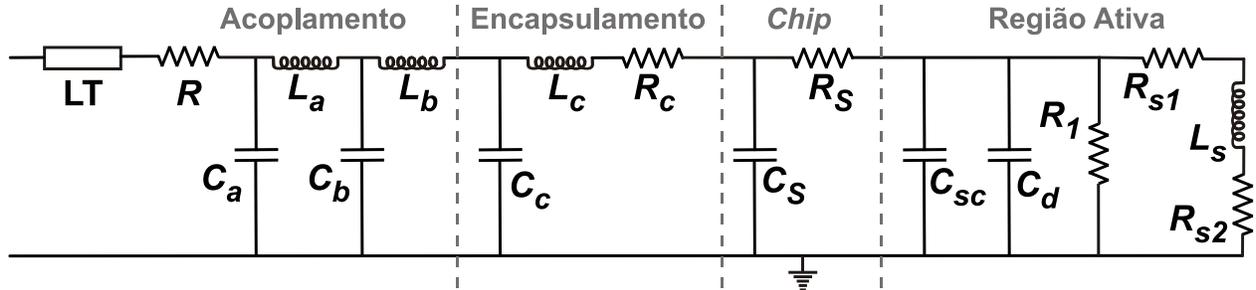


Figura 4.31: Elementos parasitas da região ativa acima da I_{tr} cascadeado com os elementos parasitas da montagem dos SOAs encapsulados.

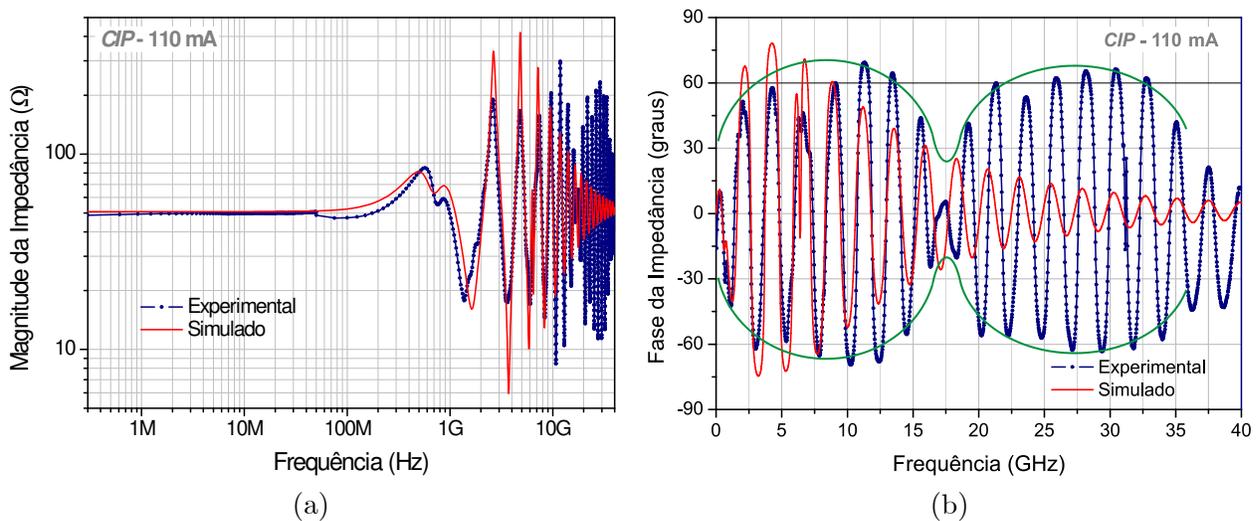


Figura 4.32: Comparação entre curvas simuladas e experimentais da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA *CIP* com 110 mA de corrente de polarização.

Na Figura 4.32 é possível observar uma modulação na curva de impedância experimental, destacado pela curva envoltória verde. Esse comportamento pode ser observado também para o SOA da *InPhenix* e para os resultados anteriores apresentados para o *chip*, mas destaca-se no SOA da *CIP* encapsulado. Apesar de não ter sido obtido resultado similar nas simulações, tal comportamento traz indicação do efeito de uma microlinha adicional a linha de transmissão da montagem.

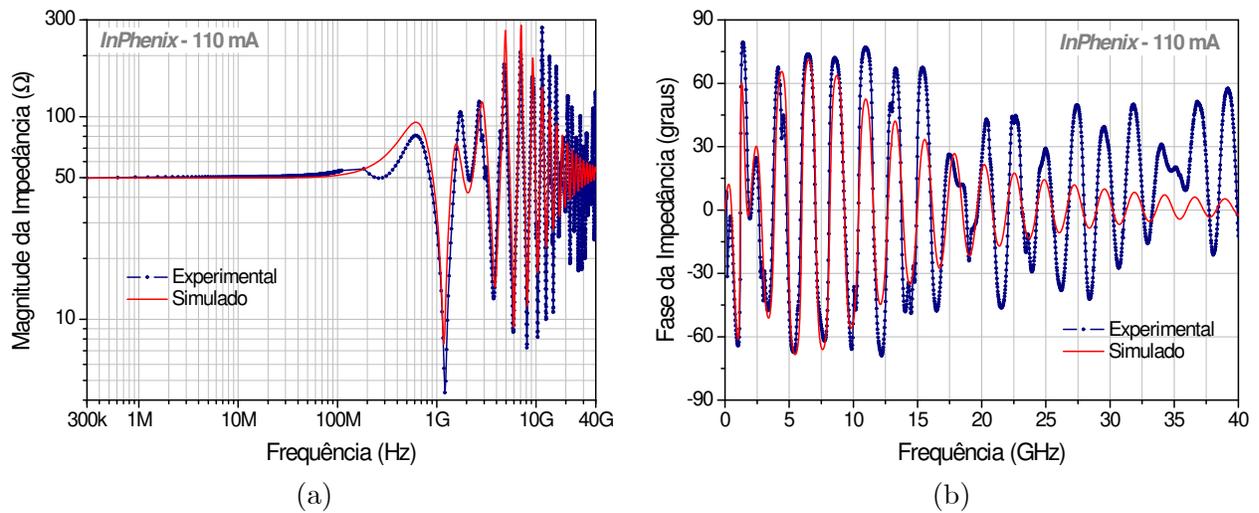


Figura 4.33: Comparação entre curvas simuladas e experimentais da (a) magnitude e (b) fase da impedância para o SOA *InPhenix* com 110 mA de corrente de polarização.

Conforme observado, os resultados obtidos com os SOAs encapsulados apresentaram boa concordância entre teoria e experimento para correntes abaixo e acima da transparência, assim como na modelagem feita anteriormente para o *chip*. Mostrando que as aproximações, baseadas em lasers semicondutores, apresentam resultados satisfatórios na obtenção do circuito equivalente para SOAs, reforçando a abordagem utilizada.

Capítulo 5

Conclusões

Foi apresentada a modelagem de um circuito equivalente para SOAs, baseando-se em um modelo anterior realizado para lasers semicondutores [4]. Foi realizada uma modelagem para um SOA em *chip* sem encapsulamento, com estudo do comportamento dos elementos parasitas na ausência de corrente de polarização e com uma variação da corrente injetada de 1 mA até 110 mA, usando um modelo de circuito abaixo da corrente de transparência e outro para correntes acima da transparência. Os parâmetros dos elementos do circuito foram calculados e todos os resultados teóricos obtidos foram comparados com medidas experimentais, apresentando boa concordância em uma ampla faixa de frequência. A abordagem utilizada foi então repetida para dois SOAs encapsulados, apresentando, mais uma vez, boa concordância entre teoria e experimento.

Conforme foi demonstrado, o circuito equivalente obtido pode ser cascadeado com elementos parasitas presentes na montagem, permitindo uma análise do comportamento dinâmico do dispositivo através de simulações em *softwares* de análise de circuitos. Dentre as principais contribuições deste trabalho, destaca-se principalmente a extração dos parâmetros parasitas do SOA através dos cálculos de seus elementos, não confiando apenas no ajuste dinâmico das curvas. Dessa forma, foram obtidos resultados mais precisos que possibilitaram a realização de simulações considerando apenas a impedância do SOA. O trabalho permitiu uma análise dos elementos parasitas em função da corrente de polarização e tentou solucionar uma questão levantada em trabalhos anteriores realizados pelo grupo [19, 55], sobre a influência dos elementos parasitas presentes no encapsulamento do dispositivo. Entretanto, observou-se que a montagem, mesmo sem o encapsulamento e com uma melhor linha de transmissão, ainda domina a impedância do dispositivo em altas frequências. Os resultados obtidos indicam também que, acima dos 10 mA, praticamente não há variação dos elementos parasitas com o aumento da corrente de polarização injetada, e que uma redução no tamanho da cavidade

do SOA pode resultar em diminuição destes elementos parasitas.

As contribuições desta dissertação permitirão avanços em alguns trabalhos do grupo de pesquisa do Prof. Dr. Evandro Conforti, relacionados principalmente ao chaveamento eletro-óptico utilizando SOAs. Assim, a partir dos resultados aqui apresentados, os seguintes trabalhos futuros devem ser realizados:

1. Realizar alinhamento da fibra na mesa óptica e injetar luz no SOA em *chip*, analisando então possíveis variações em seu comportamento;
2. Obtenção de resultados experimentais e simulados do chaveamento eletro-óptico usando o SOA em *chip* na mesa óptica;
3. Análise de possíveis melhorias na estrutura do dispositivo e/ou nas formas de onda da corrente injetada, fazendo uso dos parâmetros e circuitos equivalentes obtidos, visando uma otimização do SOA para uso em chaveamento;
4. Caracterização e modelagem de um SOA cujos parâmetros, possíveis de serem extraídos, sejam conhecidos; em parceria com grupo de trabalho do Prof. Dr. Newton C. Frateschi.

Parte dos resultados obtidos nesta dissertação foram apresentados no 14º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo:

- **R. C. Figueiredo**; A. L. Toazza; N. S. Ribeiro; C. M. Gallep; E. Conforti, “Circuito Equivalente de um Amplificador Óptico a Semicondutor em Função da Corrente de Polarização”. *14º SBMO – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 9º CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, MOMAG 2010*. Vila Velha/ES, Brasil, 2010.

Além deste, durante o período de mestrado, também foi realizado um trabalho para controle de instrumentos de laboratório à distância, usando mensagens de texto do celular, publicado em congresso internacional do IEEE:

- **R. C. Figueiredo**; A. M. O. Ribeiro; R. Arthur; E. Conforti, “Remote Instrumentation Control and Monitoring based on LabVIEW and SMS”. *Proceedings of the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON 2009*, pag. 2477-2481. Porto, Portugal, 2009.

Referências Bibliográficas

- [1] P. M. Boers; M. T. Vlaardingerbroek; M. Danielsen, “Dynamic behaviour of semiconductor lasers”, *Electronics Letters*, vol. 11, n^o 10, pag. 206-208, Maio de 1975.
- [2] R. S. Tucker ; D. J. Pope, “Microwave Circuit Models of Semiconductor Injection Lasers”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol. 31, n^o 3, pág. 289-294, Março de 1983.
- [3] R. S. Tucker, “High-speed modulation of semiconductor lasers”, *Lightwave Technology, Journal of*, vol. 3, n^o 6, pág. 1180-1192, Dezembro de 1985.
- [4] R. S. Tucker; I. P. Kaminov, “High-Frequency Characteristics of Directly Modulated InGaAsP Ridge Waveguide and Buried Heterostructure Lasers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-2, n^o 4, pág. 385-393, Agosto 1984.
- [5] R. S. Tucker, “Circuit model of double-heterojunction laser below threshold”, *Solid-State and Electron Devices, IEE Proceedings I* , vol. 128, n^o 3, pág.101-106, Junho de 1981
- [6] R. S. Tucker, “Large-signal circuit model for simulation of injection-laser modulation dynamics”, *Solid-State and Electron Devices, IEE Proceedings I* , vol. 128, n^o 5, pág. 180-184, Outubro de 1981.
- [7] R. S. Tucker ; D. J. Pope, “Circuit modeling of the effect of diffusion on damping in a narrow-stripe semiconductor laser”, *Quantum Electronics, IEEE Journal of* , vol. 19, n^o 7, pág. 1179-1183, Julho de 1983.
- [8] R. S. Tucker, “Large-signal switching transients in index-guided semiconductor lasers”, *Electronics Letters*, vol. 20, n^o 19, pág. 802-803, Setembro de 1984.
- [9] R. S. Tucker; J. M. Wiesenfeld; P. M. Downey; J. E. Bowers; “Limitations on Switching Speed in Wideband Semiconductor Lasers”, *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, vol. 86, n^o 1, pág. 655-657, 2 Junho de 1986.
- [10] J. Katz; S. Margalit; C. Harder; D. Wilt; A. Yariv, “The Intrinsic Electrical Equivalent Circuit of a Laser Diode”, *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-17, n^o 1, pág. 4-7, Janeiro de 1981.
- [11] G. Jianjun; G. Baoxin; L. Chunguang, “The direct extraction of the model parameters for the high-speed low-threshold semiconductor laser”, *Microwave Conference Proceedings*, pág. 569-571, vol. 2, Dezembro de 1997.

- [12] K. C. Sum; N. J. Gomes, “Microwave-optoelectronic modelling approaches for semiconductor lasers”, *IEEE Proceedings of Optoelectronics*, vol. 145, n^o 3, pág. 141-146, Junho de 1998.
- [13] O. Kibar; D. Van Blerkom; C. Fan; P. J. Marchand; S. C. Esener, “Small-Signal-Equivalent Circuits for a Semiconductor Laser”, *Applied Optics*, vol. 37, issue 26, pág. 6136-6139, Setembro de 1998.
- [14] M. Dutta; M. A. Stroschio, “Advances in Semiconductor Lasers and Applications to Optoelectronics - Selected Topics in Electronics & Systems”, *World Scientific Publishing*, 2000.
- [15] G. P. Agrawal; N. K. Dutta, “Semiconductor Lasers”, 2^a ed., *Van Nostrand Reinold*, New York, 1993.
- [16] A. L. Toazza; M. Guimaraes; C. A. C. Petersen; C. M. Gallep; E. Conforti, “Experimental and Theoretical Analysis of Packaging Inductances and Stray Capacitances of a Semiconductor Optical Amplifier” *Telecommunications Symposium, 2006 International*, pág. 63-66, Setembro de 2006.
- [17] M. Guimarães; A. L. Toazza; C. M. Gallep; E. Conforti, “Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor”, *MOMAG 2006 - 12o Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica - SBMO*, pág. 056.1-056.4, Belo Horizonte, 2006.
- [18] M. Guimarães, “Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor”, *dissertação de mestrado - UNICAMP*, Junho de 2007.
- [19] A. L. Toazza, “Chaveamento Eletro-Óptico de Amplificadores Ópticos a Semicondutor: Experimentos e Modelagem Computacional”, *tese de doutorado - UNICAMP*, abril de 2010.
- [20] M. J. Conelly, “Semiconductor Optical Amplifiers”, *Kluwer Academic Publishers*, Boston, 2002.
- [21] K. Bertilsson; R. Rörgren; P. A. Andrekson; S. T. Eng, “Characterization of an InGaAsP Semiconductor Laser Amplifier as a Multifunctional Device”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, n^o 7, Julho de 1993.
- [22] M. F. C. Stephens; R. V. Penty; I. H. White, “All-Optical Regeneration and Wavelength Conversion in an Integrated Semiconductor Optical Amplifier/Distributed-Feedback Laser”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, n^o 8, Agosto de 1999.
- [23] N. S. Ribeiro; C. M. Gallep; E. Conforti, “Wavelength Conversion and 2R-Regeneration Using One Semiconductor Optical Amplifier with Cross-Gain Modulation Compression”, *Conference on Lasers and Electro-Optics/Quantum Electronics and Laser Science Conference and Photonic Applications Systems Technologies, OSA Technical Digest*, Maio de 2008.
- [24] R. Ramaswami; K. N. Sivarajan, “Optical Networks - A Practical Perspective”, *Morgan Kaufmann Publishers*, San Francisco, 2002.
- [25] C. M. Gallep; E. Conforti, “Reduction of Semiconductor Optical Amplifier Switching Times by Preimpulse Step-Injected Current Technique”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 14, n^o 7, Julho de 2002.

- [26] G. P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, 3^a ed., *John Wiley and Sons*, New York, 2002.
- [27] G. H. Thompson, “Physics of Semiconductor Laser Devices”, *John Wiley & Sons*, 1980.
- [28] H. Ghafouri-Shiraz, “The Principles of Semiconductor Laser Diodes and Amplifiers - Analysis and Transmission Line Laser Modeling”, *Imperial College Press*, Londres, 2004.
- [29] L. A. Coldren; S. W. Corzine, “Diode Lasers and Photonic Integrated Circuits”, *John Wiley & Sons*, 1995.
- [30] S. M. Sze, “Physics of Semiconductor Devices”, 2^a ed., *John Wiley & Sons*, 1981.
- [31] L. P. Colinge; C.A. Colinge, “Physics of Semiconductor Devices”, *Kluwer Academic Publishers*, 2002.
- [32] D. Sands, “Diode Lasers”, *Institute of Physics Publishing*, Bristol and Philadelphia, 2004.
- [33] P. Van Halen; M. H. Habib, “A new model for the p-n junction space charge region capacitance”, *University/Government/Industry Microelectronics Symposium, Proceedings of the Tenth Biennial*, pág.126-130, Maio de 1993.
- [34] S. Nakamura; J.I. Umeda; O. Nakada, “Response Times of Light-Emitting Diodes”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Agosto de 1972.
- [35] T. P. Lee, “Effect of Junction Capacitance on the Rise Time of LED’s and on the Turn-on Delay of Injection Lasers”, *The Bell System Technical Journal*, vol. 54, n^o 1, pág.53-68, USA, Janeiro de 1975.
- [36] P. V. Naik, “Principles of Physics”, 3^a ed., *PHI Learning Private Limited*, New Delhi, 2009.
- [37] M. Ikeda, “Switching characteristics of laser diode switch”, *Quantum Electronics, IEEE Journal of*, vol. 19, n^o 2, pág. 157-164, Fevereiro de 1983.
- [38] B. Mikkelsen, “Optical Amplifiers and their System Applications”, *tese de doutorado – Technical University of Denmark*, Dinamarca, 1994.
- [39] J. Mørk; M. L. Nielsen; T. W. Berg, “The Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers: Modeling and Applications”, *Optics and Photonics News*, vol. 14, issue 7, pág. 42-48, 2003.
- [40] L. Occhi, “Semiconductor Optical Amplifier made of Ridge Waveguide Bulk InGaAgP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise”, *Tese de Doutorado, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich*, Zurique, 2002.
- [41] E. da Silva, “High Frequency and Microwave Engineering”, *Newnes*, London, 2001.
- [42] N. S. Ribeiro, “Medição e Simulação de Conversor em Comprimento de Onda com Amplificador Óptico a Semicondutor”, *dissertação de mestrado - UNICAMP*, Junho de 2006.

- [43] R. P. D. Vivacqua, “Metodologia para Extração de Parâmetros Experimentais em Amplificadores Ópticos a Semicondutor”, *dissertação de mestrado - UNICAMP*, Agosto de 2003.
- [44] H. Kuwahara; Y. Daido; H. Furuta, “Measurements of impedance of DH semiconductor lasers”, *Proceedings of the IEEE* , vol.65, n° 9, pág. 1412- 1413, Setembro de 1977.
- [45] C. S. Harder; B. J. Van Zeghbroeck; M. P. Kesler; H. P. Meier; P. Vettiger; D. J. Webb; P. Wolf, “High-speed GaAs/AlGaAs optoelectronic devices for computer applications”, *IBM Journal of Research and Development*, vol. 34, n° 4, pág. 568-584, Julho de 1990.
- [46] S. Weisser; I. Esquivias; P. J. Tasker; J. D. Ralston; B. Romero; J. Rosenzweig, “Impedance characteristics of quantum-well lasers”, *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 6, n° 12, pág. 1421-1423, Dezembro de 1994.
- [47] E. J. Flynn, “Effect of device impedance on the measurement of carrier lifetime and carrier density in semiconductor lasers”, *Device Research Conference, 1995. Digest. 1995 53rd Annual*, pág. 146-147, 19-21 Junho de 1995.
- [48] I. J. Bahl, “Lumped Elements for RF and Microwave Circuits”, *Artech House*, Boston, 2003.
- [49] H. Ghafouri-Shiraz, “Distributed Feedback Laser Diodes and Optical Tunable Filters”, *John Wiley & Sons*, England, 2003.
- [50] J. W. Swart, “Semicondutores - Fundamentos, Técnicas e Aplicações”, *Editora Unicamp*, 2008.
- [51] A. Bar-Lev, “Semiconductor and Electronic Devices”, 3^a ed., *Prentice Hall International*, 1993.
- [52] G. W. Neudeck, “The PN Junction Diode”, The Modular Series on Solid State Devices, Vol. II, 2^a ed., *Addison-Wesley Publishing Company*, 1989.
- [53] A. L. R. Cavalcante, “Conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho utilizando amplificador óptico a semicondutor”, *dissertação de mestrado - UNICAMP*, Março de 2004.
- [54] C. M. Gallep, “Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor”, *tese de doutorado - UNICAMP*, Julho de 2003.
- [55] N. S. Ribeiro, “Chaveamento eletro-óptico ultrarrápido e conversão regenerativa utilizando amplificadores ópticos a semicondutor”, *tese de doutorado - UNICAMP*, Outubro de 2009.