

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE MICROONDA E ÓPTICA

Chaveamento Eletro-Óptico de Amplificadores Ópticos a Semicondutor:
Experimentos e Modelagem Computacional

Autor: Adriano Luís Toazza

Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

Co-orientador: Prof. Dr. Carlos Allan Caballero Petersen

Tese de Doutorado apresentada à Comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção — UFRN

Prof. Dr. Murilo Araujo Romero — USP

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

Prof. Dr. Napoleão dos Santos Ribeiro — DMO/FEEC/UNICAMP

Campinas, 08 de abril de 2010.

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

T55c Toazza, Adriano Luís
Chaveamento eletro-óptico de amplificadores ópticos a semicondutor: experimentos e modelagem computacional / Adriano Luís Toazza. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientadores: Evandro Conforti, Carlos Allan Caballero Petersen.

Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores ópticos. 2. Comunicações óticas. 3. Chaveamento ótico. 4. Dispositivos optoeletronicos. 5. Simulação (Computadores). I. Conforti, Evandro. II. Petersen, Carlos Allan Caballero. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Semiconductor optical amplifiers electro-optical switching: experiments and computer simulations

Palavras-chave em Inglês: Optical amplifiers, Optical communications, Optical switching, Optoelectronic devices, Simulation (Computer)

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Adaildo Gomes D'Assunção, Murilo Araujo Romero, Cristiano de Mello Gallep, Napoleão dos Santos Ribeiro

Data da defesa: 08/04/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

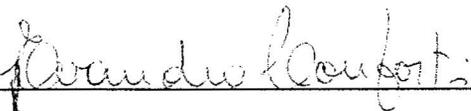
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Adriano Luís Toazza

Data da Defesa: 8 de abril de 2010

Título da Tese: "Chaveamento Eletro-Óptico de Amplificadores Ópticos a Semicondutor: Experimentos e Modelagem Computacional"

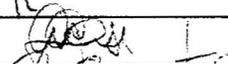
Prof. Dr. Evandro Conforti (Presidente):



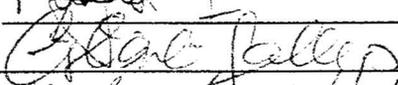
Prof. Dr. Murilo Araújo Romero:



Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção:



Prof. Dr. Cristiano de Mello Galleg:



Dr. Napoleão dos Santos Ribeiro:



Resumo

A técnica de pré-distorção com a adição de um impulso ao degrau que normalmente chaveia o Amplificador Óptico a Semicondutor - (SOA) , permite diminuir os tempos de chaveamento eletro-óptico do SOA para valores inferiores a nanosegundos, obtendo-se contrastes da luz amplificada na saída da chave acima de 25 dB e bandas de passagem da ordem de 60 nm. Entretanto, estes tempos de chaveamento de alta velocidade vêm acompanhados de efeitos deletérios ligados às flutuações do ganho óptico durante o processo de ligar a chave, do estado "off" para o estado "on". Nesta tese é efetuada a análise destes fenômenos, com boa correspondência com resultados experimentais. Mostram-se, também, caminhos a seguir para diminuir as flutuações de ganho. O estudo aqui apresentado baseia-se no comportamento da impedância da montagem com o SOA em alta frequência, até 20 GHz. A obtenção dos valores dos componentes do circuito equivalente incluem o SOA (a partir de sua porta elétrica) e a montagem de microondas do chaveamento eletro-óptico. O modelo para o SOA foi baseado em um circuito desenvolvido para laser a diodo semicondutor. Os parâmetros do circuito equivalente para a montagem do SOA foram obtidos por técnicas de extração de parâmetros, através de aproximações sucessivas entre as respostas experimentais e teóricas, utilizando um programa desenvolvido neste trabalho. Em seguida, a partir da impedância do SOA, foram estimados os tempos de transição, o casamento em banda larga, assim como a influência do encapsulamento do dispositivo, aprimorando o entendimento do seu comportamento e limitações, com boa correspondência com resultados experimentais.

Abstract

Reduction of the Semiconductor Optical Amplifier (SOA) switching times can be achieved with the pre-distortion technique consisting of impulse(s) addition to the current step that generally switches the SOA. With this technique it is possible to reduce the electro-optical switching time to sub-nanoseconds with a contrast approaching 25 dB between the "off" and the "on" state of the optical gain, and with a bandwidth in excess of 60 nm. However those high speed switching times comes jointly with deleterious effects of overshoot and optical gain fluctuations during the switch state variation from the "off" to the "on" state. This thesis analyzes those phenomena with good correspondence to experimental results, and actions to decrease those deleterious effects are revealed. The results make use of SOA electrical gate impedance measurements up to 20 GHz, with the accomplishment of the SOA equivalent circuit extraction including the effects of the microwave lines and SOA encapsulation. The SOA model was based in the literature results for semiconductor lasers. The parameters extraction was based in a software and in measurements prepared here to obtain the circuit parameters values through successive approximations between practice and theory. Finally, the obtained SOA equivalent circuit was used to find the switching time estimation, the broadband matching, the encapsulation influences, in order to achieve a better theoretical understanding of the deleterious effects. The computer simulated results are in good correspondence with the experimental results.

Agradecimentos

A Deus, pela vida.

Ao Prof. Evandro Conforti, pelo convite e oportunidade de realizar este trabalho, pelo incentivo e atenciosa orientação durante todo o período do doutorado;

Ao Prof. Carlos Allan Caballero Petersen, meu co-orientador, por todas as discussões que colaboraram a solucionar os problemas e melhorar os resultados deste trabalho;

À Universidade de Passo Fundo, pela licença e apoio financeiro indispensável ao desenvolvimento desta tese;

Aos grandes amigos que tive a satisfação de conhecer e conviver no Lapcom, André, Cláudio, Cristiano, Ernesto, Henrique, Marcelo, Murilo, Napoleão, Nikolai, Raniere, Reginaldo, por sempre estarem disponíveis a ajudar e discutir as questões da tese e da vida;

Aos meus pais e familiares, que sempre me apoiaram e fizeram de tudo para que eu pudesse estudar;

À Miréla, pelo seu amor, paciência, compreensão e companheirismo incondicional.

Dedicatória

À minha avó Maria G. Vanzetta
(*in memoriam*)

Sumário

Resumo	v
Abstract	vii
Glossário	xxii
1 Introdução	1
1.1 Objetivos	2
1.2 Materiais e métodos	3
1.3 Chaveamento óptico	4
1.4 Outras aplicações do SOA	5
1.5 Combinador de microondas	6
1.6 Principais contribuições	11
1.7 Estrutura da tese	12
2 Revisão teórica	13
2.1 Amplificador Óptico a Semicondutor	13
2.1.1 Análise estática	15
2.1.2 Análise dinâmica	17
2.2 Modelagem do diodo laser semicondutor	22
2.2.1 Elementos parasitas	22
2.2.2 Modelo de circuito do laser para grandes sinais	25
2.2.3 Modelo de circuito do laser para pequenos sinais	26
2.2.4 Resposta ao transiente	37
2.3 Linhas de transmissão	40
2.3.1 Equação de uma linha de transmissão	40
2.3.2 Propagação de onda na linha de transmissão	42
2.3.3 Impedância característica	44

2.3.4	Linha com terminação	45
2.3.5	Impedância de entrada	46
3	Medição de impedância e extração de parâmetros do SOA	49
3.1	Montagem experimental	50
3.2	Bancada de testes	51
3.3	Medição da impedância do SOA	52
3.4	Circuito equivalente do SOA	55
3.5	Circuito equivalente do SOA completo	56
3.5.1	Matriz de transmissão	57
3.6	Comparação teórico-experimental	59
4	Resultados experimentais	63
4.1	Montagem experimental e equipamentos	63
4.1.1	Caracterização do SOA	65
4.2	Experimentos realizados	66
4.2.1	Degrau simples	67
4.2.2	Degrau simples e pré-impulso com um gerador	68
4.2.3	Degrau simples e pré-impulso com dois geradores	70
4.2.4	Degrau duplo e pré-impulso	71
5	Simulações do circuito equivalente do SOA	73
5.1	O programa Matlab/Simulink	73
5.1.1	Bloco Linha de transmissão (<i>PI Section Line</i>)	74
5.2	O programa Z-SOA	77
5.3	Usando o Simulink e o Z-SOA	78
5.4	Ajuste dinâmico de parâmetros do Z-SOA	80
5.4.1	Degrau simples	80
5.4.2	Degrau mais pré-impulso	81
5.5	Simulações variando o sinal injetado	83
5.5.1	Pulso elétrico de referência	83
5.5.2	Variando a amplitude do degrau	85
5.5.3	Variando a amplitude do pré-impulso	86
5.5.4	Variando o tempo de duração do pré-impulso	87
5.5.5	Variando o tempo de atraso entre o degrau e a aplicação do pré-impulso	88
5.5.6	Variando a corrente de polarização aplicada ao SOA	89

5.5.7	Variando a amplitude do degrau para corrente de polarização de 40 mA	90
5.6	Simulações variando os elementos do circuito equivalente	91
5.6.1	Influência de cada seção do circuito equivalente	91
5.6.2	Variando o valor dos elementos da região ativa do <i>chip</i>	92
5.7	Redução do tempo de chaveamento e aumento do ganho óptico	94
5.7.1	Variando a amplitude do degrau para o melhor caso	94
5.7.2	Variando a potência do laser para o melhor caso	95
5.7.3	Outros casos	96
5.8	Conclusão das simulações	96
6	Conclusões	99
	Publicações	103
	Referências bibliográficas	105
	Apêndice A - Equacionamento da impedância	113

Lista de Figuras

1.1	Controle do ganho óptico pela injeção com um sinal do tipo degrau (a) e a correspondente variação do ganho óptico do SOA em função do tempo (b). Redesenhado de [18].	7
1.2	O sinal modificado para diminuir o tempo de chaveamento do SOA (a) e a correspondente variação mais rápida do ganho óptico do SOA em função do tempo (b). Redesenhado de [18].	8
1.3	Sinal para diminuir o tempo de chaveamento e aumentar a variação do ganho óptico do SOA. Redesenhado de [18].	8
1.4	Montagem experimental para a injeção de corrente no SOA. Redesenhado de [18].	9
1.5	Desempenho teórico-experimental do SOA durante o chaveamento, utilizando o combinador de microondas. Redesenhado de [18].	10
2.1	Ilustração do processo de emissão estimulada dentro de um SOA. Redesenhado de [49].	14
2.2	Estrutura básica de um TW-SOA. Redesenhado de [47].	15
2.3	Desenho esquemático da seção de um laser de heteroestrutura enterrada com os elementos parasitas. Redesenhado de [61].	23
2.4	Modelo de circuito equivalente para os elementos parasitas. Redesenhado de [61]. .	24
2.5	Modelo de circuito para grandes sinais. Redesenhado de [61].	25
2.6	Definição dos termos AC e DC da densidade de portadores. Redesenhado de [61].	26
2.7	Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser abaixo do limiar. Redesenhado de [61].	27
2.8	Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser acima do limiar. Redesenhado de [61].	29
2.9	Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser acima do limiar. Redesenhado de [61].	31

2.10	Modelo do circuito para pequenos sinais incluindo difusão de portadores. Redesenhado de [61].	33
2.11	Modelo do circuito equivalente para pequenos sinais de um diodo laser. Redesenhado de [61].	35
2.12	Pulso óptico produzido pela injeção de um degrau de corrente. Redesenhado de [61].	37
2.13	Resposta ao degrau de corrente para diferentes valores de fator de acoplamento de emissão espontânea: (a) saída óptica e (b) tensão de junção V_j . Redesenhado de [61].	38
2.14	Resposta óptica ao degrau de corrente para diferentes valores de corrente de polarização (a) e para diferentes valores de fator de compressão de ganho (b). Redesenhado de [61].	38
2.15	Efeito da capacitância série C_s à modulação: (a) ao ligar e (b) ao desligar. Redesenhado de [61].	39
2.16	Definições de tensão e corrente e circuito equivalente de um trecho incremental de linha de transmissão. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente com elementos concentrados.	41
2.17	Linha de transmissão terminada por uma impedância de carga Z_L	45
3.1	Foto da montagem experimental do SOA usada nos experimentos.	50
3.2	Foto de um SOA com encapsulamento (a) e sem encapsulamento (b).	51
3.3	Diagrama da montagem experimental, mostrando os instrumentos e componentes utilizados na medição de impedância.	51
3.4	Comportamento da impedância do SOA ETEK, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).	53
3.5	Comportamento da impedância do SOA CIP, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).	53
3.6	Comportamento da impedância do SOA InPhenix, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).	54
3.7	Circuito equivalente do SOA com encapsulamento. Redesenhado de [53].	55
3.8	Circuito equivalente do SOA encapsulado mais o acoplamento e a linha de transmissão LT.	56
3.9	Matriz de Transmissão ou Matriz ABCD.	57
3.10	Interface construída no Mathematica para controle dinâmico dos parâmetros do circuito equivalente do SOA.	60
3.11	Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da CIP.	60

3.12	Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da ETEK.	61
3.13	Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da InPhenix.	61
4.1	Foto da montagem experimental usada para testar diversos tipos de sinais de chaveamento no SOA InPhenix.	64
4.2	Diagrama esquemático da montagem com os instrumentos utilizados nos experimentos com chaveamento do SOA.	65
4.3	Gráfico de ganho óptico versus potência de entrada, mostrando a correntes de polarização do SOA InPhenix.	66
4.4	Formato do sinal de corrente injetado, ilustrando os tempos de subida, descida, atraso e largura dos degraus.	67
4.5	Resposta óptica do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a). No gráfico (b), o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e a potência óptica da resposta do SOA.	68
4.6	Comparação entre os pulsos de entrada e potência óptica de saída para os casos sem pré-impulso (a) e com pré-impulso (b).	69
4.7	Potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (PISIC) (a) e tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 700 mV e pré-impulso de 230 mV.	69
4.8	Potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (a) e tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 2,5 V e pré-impulso de 300 mV.	70
4.9	Comparação entre a potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (a) e detalhe do tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 3,0 V e pré-impulso de 350 mV.	71
5.1	Representação dos elementos do circuito equivalente do SOA testados no Simulink.	74
5.2	Desenho de um cabo coaxial mostrando suas partes constituintes.	75
5.3	Tela inicial do Z-SOA e janela de configuração dos parâmetros do SOA. Redesenhado de [45].	77
5.4	Pulso de entrada (a) e a respectiva resposta simulada pelo ZSOA (b).	78
5.5	Gráfico do comportamento dos SOAs da CIP (a), ETEK (b) e InPhenix (c) simulados com o circuito equivalente.	79

5.6	Comparação entre a resposta experimental do SOA, a simulação de um degrau no Z-SOA e a simulação de um degrau passando pelo circuito equivalente antes do Z-SOA, para um degrau de 700 mV em (a) e para um degrau de 3,5 V em (b). . .	81
5.7	Comparação entre a resposta experimental do SOA, a simulação de um degrau mais pré-impulso no Z-SOA e a simulação de um degrau mais pré-impulso passando pelo circuito equivalente antes do Z-SOA, para um degrau de 700 mV e pré-impulso de 170 mV em (a), para um degrau de 2,5 V e pré-impulso de 350 mV em (b) e para um degrau de 3 V e pré-impulso de 350 mV em (c).	82
5.8	Formato do pulso elétrico de referência usado nas simulações, ilustrando os tempos de subida, atraso e largura dos degraus.	84
5.9	Pulso elétrico de referência e a resposta óptica do SOA em (a). Em (b), a variação do tempo de subida da resposta óptica do SOA à aplicação do pulso de referência com tempo de subida de 0 ps, 250 ps e 500 ps.	85
5.10	Simulação da potência óptica de saída do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).	86
5.11	Simulação da potência óptica de saída do SOA ao pulso de referência com a amplitude do pré-impulso variável em (a) e a relação entre a amplitude do pré-impulso, o tempo de subida e o overshoot em (b).	87
5.12	Simulação da resposta óptica do SOA quando se varia o tempo de duração do pré-impulso em (a) e o compromisso entre a duração do pré-impulso, o tempo de subida e o overshoot em (b).	88
5.13	Simulação da potência óptica de saída do SOA quando da injeção do pulso de referência com o tempo entre a aplicação do degrau e o pré-impulso variável em (a) e o comprometimento entre o tempo de deslocamento do pré-impulso e o degrau, o tempo de subida e o overshoot em (b).	89
5.14	Simulação da resposta óptica do SOA quando se varia a corrente de polarização em (a) e a interdependência entre a corrente de polarização, o tempo de subida e o overshoot em (b).	89
5.15	Simulação da potência óptica de saída do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).	90
5.16	Simulação da influência de cada seção do circuito equivalente do SOA na resposta ao chaveamento. No gráfico (a) o pulso elétrico de corrente e no gráfico (b) a potência óptica de saída.	91

5.17	Simulação da resposta à modulação mudando o valor dos capacitores do chip C_{sc} e C_d no gráfico (a) e no gráfico (b), a variação do tempo de subida e do overshoot em função destes capacitores.	92
5.18	Simulação da potência óptica de saída para o chaveamento do SOA mudando o valor do indutor do chip L_s no gráfico (a) e o comportamento do tempo de subida e do overshoot em função da indutância L_s no gráfico (b).	93
5.19	Resposta óptica do SOA simulado para o melhor caso com degrau de tensão variável (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).	94
5.20	Resposta óptica de saída para diferentes potências de laser aplicadas (a) e a relação entre o tempo de subida, a potência do laser e o overshoot em (b), com o SOA simulado para o melhor caso.	95

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros dos SOAs, extraídos da comparação entre as curvas experimentais e teóricas.	62
4.1	Lista de equipamentos utilizados nos experimentos.	64
4.2	Lista de parâmetros do SOA da InPhenix modelo IPSAD1503.	66
5.1	Parâmetros de Simulação do ZSOA.	83

Glossário

AC - Alternating Current

AOLS - All-Optical Label Swapping

ASE - Amplified Spontaneous Emission

BER - Bit Error Rate

BH - Buried Heterostructure

CW - Continuous Wave

DC - Direct Current

DWDM - Dense Wavelength-Division Multiplexing

EMBH - Etched Mesa Buried Heterostructure

FPA - Fabry-Perot Amplifier

FP-SOA - Fabry-Perot SOA

IP - Internet Protocol

LT - Linha de Transmissão

MEMS - Micro-Electro-Mechanical Systems

MIS - Metal-Insulator-Semiconductor

OBS - Optical Burst Switching

OEIC - Opto-electronics Integrated Circuit

OPA - Optical Phased Array

OPS - Optical Packet Switching

OXC - Optical Cross Connect

PCM - Pulse Code Modulation

PISIC - PreImpulse Step Injected Current Technique

PON - Passive Optical Network

RF - Rádio Frequência

SLA - Semiconductor Laser Amplifier

SLD - Semiconductor Laser Diode

SOA - Semiconductor Optical Amplifier

SPM - Self-Phase Modulation

TMM - Transfer Matrix Method

TWA - Travelling Wave Amplifier

TW-SOA - Travelling Wave - SOA

WDM - Wavelength-Division Multiplexing

2R - Reamplifying and Reshaping

Símbolos

- a - coeficiente de ganho da seção transversal;
 a_d - coeficiente de ganho diferencial;
 A_{nr} - coeficiente de radiações não-radiativas;
 B - coeficiente de radiações radiativas;
 C_{Aug} - coeficiente de recombinação de Auger;
 c - velocidade da luz no vácuo;
 C - capacitância por unidade de comprimento da LT;
 C_2 - capacitor de acoplamento;
 C_a - capacitor de acoplamento;
 C_{cc} - capacitância por unidade de comprimento de um cabo coaxial;
 C_d - capacitância de difusão;
 C_J - capacitância associada à região de polarização direta da junção pn ;
 C_L - capacitância da heterojunção do diodo;
 C_N - capacitância associada à camada de isolamento entre o metal e o semicondutor;
 C_P - capacitância do encapsulamento;
 C_{ph} - capacitor de representação do armazenamento de fótons;
 C_S - capacitância série efetiva;
 C_{sc} - capacitância de carga espacial;
 C_t - capacitância efetiva, resultado de $C_d + C_{sc}$;
 d - espessura da região ativa;
 D - coeficiente de difusão;
 d_i - diâmetro do condutor interno de um cabo coaxial;
 D_e - diâmetro do condutor externo de um cabo coaxial;
 \vec{E} - vetor campo elétrico;
 E_{sat} - energia de saturação do amplificador;
 f_r - frequência de ressonância das oscilações de relaxação;
 g - coeficiente de ganho longitudinal, no sentido da propagação;
 g_0 - ganho do amplificador para pequenos sinais;
 G - taxa líquida de emissão estimulada ou ganho do amplificador;
 G_0 - termo DC do ganho do amplificador;
 g_{ac} - termo AC do ganho do amplificador;
 i - termo AC da corrente de injeção na região ativa;
 I - corrente de injeção na região ativa;
 I_0 - termo DC da corrente de injeção na região ativa;

I_{dc} - corrente de polarização;
 I_{DC} - corrente de polarização;
 I_L - corrente de fuga;
 I_S - corrente de saturação da heterojunção;
 I_{sp} - corrente de emissão espontânea;
 I_{st} - corrente de emissão estimulada;
 I_{step} - degrau de corrente;
 I_{thA} - corrente de limiar da região ativa;
 I_{th} - corrente de limiar;
 I_{tr} - corrente de transparência;
 k - constante de Boltzmann;
 k_0 - número de onda do modo;
 l - comprimento da LT;
 L - indutância por unidade de comprimento da LT;
 L_2 - indutor do acoplamento;
 L_a - indutor do acoplamento;
 L_A - comprimento da região ativa;
 L_{cc} - indutância por unidade de comprimento de um cabo coaxial;
 L_s - indutância da região ativa;
 L_P - indutância do encapsulamento;
 n - termo AC da densidade de portadores;
 N - densidade de portadores;
 N_0 - termo DC da densidade de portadores;
 n_{ef} - índice de refração efetivo;
 n_g - índice de refração de grupo;
 N_{PI} - quantidade de circuitos Pi cascadeados;
 N_{th} - densidade de portadores no limiar;
 N_{tr} - densidade de portadores na transparência;
 P - potência óptica do sinal incidente;
 P_{in} - potência do sinal de entrada do amplificador;
 P_{out} - potência do sinal de saída do amplificador;
 P_{sat} - potência óptica de saturação;
 q - carga do elétron;
 R_1 - resistência efetiva, resultado de R_d em paralelo com R_4 ;
 R_{cc} - resistência por unidade de comprimento de um cabo coaxial;

R_d - resistência de junção do diodo;
 R_{IN} - resistência da fonte de corrente;
 R_J - resistência da camada p;
 R_P - resistência do encapsulamento;
 R_{ph} - resistência de decaimento de fótons;
 R_S - resistência total em série;
 R_{SP} - resistência de contato na interface metal-InP;
 R_{SS} - resistência do substrato abaixo da região ativa;
 S - densidade de fótons;
 s - termo AC da densidade de fótons;
 S_0 - termo DC da densidade de fótons;
 S_n - densidade de fótons na saída, normalizada;
 T - temperatura;
 T_2 - tempo de relaxação do dipolo;
 t_d - tempo de atraso de ativação (*turn-on delay*);
 t_s - tempo de subida;
 v - velocidade de propagação;
 v_a - volume da região ativa;
 V_d - tensão no diodo;
 V_j - tensão da junção;
 v_j - termo DC da tensão da junção;
 V_{j0} - termo AC da tensão da junção;
 v_g - velocidade de grupo;
 \hat{x} - vetor unitário de polarização;
 w - largura da região ativa;
 α - volume da região ativa multiplicada pela carga do elétron;
 α_{int} - coeficiente de perdas internas;
 α_{lin} - fator de alargamento de linha;
 α_{lt} - constante de atenuação da LT;
 β - fator de acoplamento de emissão espontânea;
 β_{lt} - constante de fase da LT;
 γ_{lt} - constante complexa de propagação da LT;
 δ - profundidade de penetração da corrente;
 Δv_a - largura de banda do amplificador;
 Δv_g - largura de banda do ganho;

- Δz - trecho incremental de uma LT;
- Γ - fator de confinamento;
- ϵ - permissividade;
- ϵ - fator de compressão de ganho;
- ϵ_0 - constante de permissividade do vácuo;
- ϵ_r - permissividade relativa do dielétrico;
- η - fator de idealidade da heterojunção;
- μ - permeabilidade magnética;
- μ_0 - permeabilidade do vácuo;
- σ - condutividade elétrica;
- τ_1 - constante de amortecimento das oscilações de relaxação;
- τ_p - tempo de vida dos fótons;
- τ_n - tempo de vida dos portadores;
- τ_c - tempo de vida dos portadores elétricos;
- ϕ_{in} - fase do sinal de entrada do amplificador;
- ϕ_{out} - fase do sinal de saída do amplificador;
- χ - susceptibilidade;
- ω - frequência angular;
- ω_0 - frequência angular de transição atômica do material da região ativa;
- $\hbar\omega_0$ - energia do fóton.

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento de novas técnicas de microondas atuando em conjunto com dispositivos ópticos possibilitou a abertura de um novo campo tecnológico denominado “*Microwave Photonics*” [1][2]. Em paralelo, o advento de redes ópticas de alta velocidade baseadas na tecnologia WDM (*Wavelength-Division Multiplexing*) e adaptadas para pacotes IP (*Internet Protocol*) possibilitou o desenvolvimento de novas aplicações para o Amplificador Óptico a Semicondutor (*Semiconductor Optical Amplifier* - SOA) [3][4]. Nas oportunidades abertas por estas tecnologias, deve-se destacar o uso de técnicas de microondas para a redução dos tempos de chaveamento eletro-óptico dos SOAs, que possibilitam o aumento do desempenho dos sistemas ópticos nos seguintes campos de aplicação: (1) técnicas de trocas de cabeçalhos em pacotes ópticos (*All-Optical Label Swapping* - AOLS) [5][6]; (2) seletores automáticos de chaveamento de redes ópticas WDM baseados em SOAs [7]; e (3) chaves ópticas espaciais baseadas em SOAs para o roteamento de dados WDM multiplexados [8]. Além destas aplicações, as técnicas de fronto-alimentação (*Feed-Forward*) em SOAs, para as quais o grupo coordenado pelo Prof. Evandro Conforti desenvolveu algumas tecnologias [9], têm apresentado renovado interesse para aplicações em redes ópticas passivas (*Passive Optical Network* - PON) [10][11].

Deve-se destacar uma nova e promissora técnica de armazenamento de pacotes ópticos (*Optical Packet Buffering Technology*), baseada em SOAs que chaveiam sequencialmente diversos caminhos de fibra com diferentes tempos de atraso, desenvolvida principalmente na Universidade da Califórnia, em Santa Bárbara, e para as quais o aumento da velocidade de chaveamento de SOAs é relevante [12][13]. Mais recentemente, este grupo desenvolveu um "buffer" óptico integrado que armazena pacotes de 40 bytes e pode trabalhar a uma taxa de 40 Gb/s. Este *buffer* óptico consiste de um laço de recirculação, formando uma linha de atraso, e uma chave óptica 2x2 na qual o SOA é usado tanto como amplificador quanto chave

[14], ratificando a importância de reduzir os tempos de chaveamento e aumentar o contraste óptico em SOAs funcionando como chaves ópticas.

A redução do tempo de chaveamento eletro-óptico dos SOAs será útil para o aperfeiçoamento das técnicas acima relatadas. Também, durante o doutorado do Prof. Cristiano Gallep, implementou-se uma técnica de chaveamento ultrarrápido com circuitos de microondas capaz de gerar um rápido pré-impulso a ser adicionado ao degrau normalmente usado para chavear o SOA [15]. O desenvolvimento desta técnica foi feito independentemente, mas ela já havia sido originalmente proposta para o aumento da velocidade de chaveamento de lasers sintonizáveis utilizando um circuito diferente (pois o laser precisa de menores injeções de corrente que o SOA) [16][17]. Um desenvolvimento posterior foi feito pelo grupo coordenado pelo Prof. Evandro Conforti com o uso de um combinador resistivo multi-portas em microondas, o qual permitiu um crescimento substancial da corrente injetada no SOA, acarretando um grande aumento na variação do ganho óptico durante o chaveamento [18]. Esta técnica pode utilizar vários geradores, mas no protótipo implementado, apenas três geradores foram montados para prover a desejada amplitude do sinal de chaveamento, além da conversão tensão/corrente (de forma a alimentar o diodo da heterojunção do SOA). Experimentalmente, obteve-se na saída desta chave um contraste óptico de 26 dB, composto de -8 dB (atenuação da potência óptica de saída com o SOA desligado) e de 18 dB (ganho óptico com o SOA ligado), com um tempo de chaveamento de 650 ps em toda a banda de 60 nanômetros de operação do SOA.

Todavia, os resultados experimentais com grandes variações de corrente no SOA depois do chaveamento *off-on* (desligado-ligado) revelaram flutuações no ganho óptico, com possível deterioração nos pulsos a serem amplificados [19]. Nesta tese, analisam-se a dinâmica do ganho e a velocidade de transição do chaveamento do SOA, assim como os efeitos do circuito alimentador de microondas e a influência do encapsulamento do SOA com suas capacitâncias e indutâncias parasitas. Mostra-se, também, como o chaveamento do SOA poderia ser melhorado com modificações nestes parâmetros. Alguns dos principais resultados desta tese foram publicados em [20].

1.1 Objetivos

O principal objetivo desta tese é o aperfeiçoamento de uma chave eletro-óptica ultrarrápida baseada em um Amplificador Óptico a Semicondutor (*Semiconductor Optical Amplifier* - SOA). Nos trabalhos já realizados pelo grupo coordenado pelo Prof. Evandro Conforti visando diminuir o tempo de chaveamento do SOA, construiu-se uma chave com injeção de

corrente no SOA de tal forma que um impulso elétrico formatado, com tempo de subida de 70 ps, injeta uma corrente pulsada rápida no SOA, junto com o degrau que normalmente é utilizado nesta tarefa [15][21]. Esta injeção causa um rápido aumento da população de portadores no SOA e a diminuição significativa do tempo de chaveamento óptico para 650 ps, com alto contraste entre o SOA desligado e ligado (amplificação do sinal óptico de 18 dB) [18]. Nesta tese, objetiva-se a melhoria destes resultados: redução do tempo de chaveamento *off-on* (desligado-ligado); aumento do contraste óptico (ganho óptico) e redução das oscilações ópticas pós-chaveamento. Pretende-se alcançar esses objetivos através do estudo da impedância do SOA, da obtenção de seu circuito equivalente, da extração de seus parâmetros e da simulação computacional. Esta simulação envolve a injeção de diversos formatos de sinais de corrente em diferentes seções do circuito equivalente do SOA.

1.2 Materiais e métodos

Os trabalhos experimentais foram desenvolvidos com recursos da Fapesp, através do CEPOF-Fapesp e do CNPq. Para tanto, os recursos aprovados através da Fapesp contemplaram a maioria dos equipamentos utilizados nesta tese.

A equipe coordenada pelo Prof. Evandro Conforti vem trabalhando há anos para a construção do "Laboratório de Pesquisa em Comunicações Ópticas e Microondas Professor Atílio J. Giarola"(LAPCOM) do Departamento de Microondas e Óptica (DMO) da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Unicamp (FEEC). O LAPCOM possui uma bancada de testes com amplificadores ópticos a semicondutor e três salas ópticas em ambiente limpo. Na parte computacional, o DMO possui várias estações de trabalho e micros PC ligados à rede da Unicamp. As bancadas de teste possuem amplificadores ópticos a semicondutor em 1550 nanômetros, lasers sintonizáveis na faixa de 1510 a 1630 nanômetros, diversos filtros ópticos sintonizáveis, isoladores, fotodetectores, gerador de microondas de até 40 GHz, analisador de rede de até 40 GHz, analisadores de espectro óptico e elétrico, equipamentos de geração de portadoras ópticas pulsadas, osciloscópios com cabeças ópticas com faixa de 40 GHz, dentre outros. Estes equipamentos e dispositivos foram suficientes para as montagens pretendidas neste trabalho e as facilidades computacionais também. O desenvolvimento de programas computacionais de controle dos instrumentos foi realizado utilizando o software LabView e placas adequadas. Os programas desenvolvidos nesta tese para as simulações computacionais empregaram rotinas do software Mathematica e Matlab/Simulink.

1.3 Chaveamento óptico

Uma promissora tecnologia para a próxima geração de redes ópticas baseia-se no chamado chaveamento óptico de pacotes (*Optical Packet Switching* - OPS) [22][23]. Dentro destas promissoras tecnologias de chaveamento óptico de pacotes, um destaque deve ser dado para uma eficiente técnica para explorar a ampla largura de banda dos sistemas DWDM (*Dense Wavelength-Division Multiplexing*), chamada *Optical Burst Switching* (OBS) [24]-[28], na qual se agregam, em um pacote maior, todos os pacotes ópticos IP que chegam a um nó da rede e que se destinam a um mesmo endereço. Desta forma, este grande pacote (*burst*) é chaveado e roteado como uma única unidade e o cabeçalho (que contém informações como o endereço de destino, etc) é único e precedente ao pacote de dados, permitindo reservar antecipadamente os recursos de chaveamento e transmissão ao longo da rota. Esta separação entre o pacote de dados e o cabeçalho (inclusive os dois podem possuir comprimentos de onda diferentes) permite otimizar os recursos da rede. Em caso de bloqueio para o caminho do pacote de dados, este é perdido e deve ser enviado novamente. Dado que a capacidade de transmissão da fibra óptica é da ordem de *terabits* por segundo [29] e que a capacidade da chave (SOA, por exemplo) é superior a 10 *gigabits* por segundo, a técnica OBS poderá atingir *terabits* por segundo para pacotes IP. Isto ocorre pelo fato de que só o cabeçalho é chaveado, sendo que o pacote de dados é transmitido em um caminho livre, previamente negociado, do começo ao fim da fibra óptica [30][31].

Nesses sistemas OBS, torna-se fundamental o desenvolvimento de chaves ópticas com tempos de transição inferiores a 1000 ps. De fato, para uma boa eficiência de operação desses sistemas, os tempos de transição das chaves ópticas devem ser de centenas de picosegundos [32][33]. As chaves construídas com tecnologia micro-eleto-mecânica (*Micro-Electro-Mechanical Systems* - MEMS) são relativamente lentas e apresentam tempos de chaveamento de milissegundos e outras chaves eletro-ópticas mais rápidas possuem tempos de mil a muitos milhares de picosegundos, como por exemplo: a) *Optical Phased Array* (OPA) da Chiaro, desenvolvida na Universidade da Califórnia em San Diego com 1000 ps [34]; b) proposta de chave baseada em guias ópticos de silício com 1300 ps [35]; c) as promissoras chaves eletro-ópticas baseadas em polímeros, destacando-se as pesquisas do Prof. Fetterman da Universidade da Califórnia em Los Angeles, mas que ainda são relativamente lentas [36]; d) a chave comercial *Packet* 8x8 da Linx Photonic Network (www.lynx-networks.com), com 5000 ps.

Além da velocidade de chaveamento eletro-óptico abaixo de 1000 ps, caso a chave possuir banda óptica larga o suficiente para permitir a passagem simultânea do pacote de dados e do cabeçalho, como é o caso do SOA, e ainda possuir ganho óptico para compensar as perdas

nas fibras ópticas, ela seria quase que ideal para as aplicações já citadas. É neste ponto que se inserem os trabalhos que estão sendo desenvolvidos pelo grupo do prof. Evandro Conforti, onde em um deles obtiveram-se tempos de chaveamento de 650 ps com grande amplificação do sinal [37]. Além destas aplicações, a redução dos tempos de chaveamento do SOA será muito importante para a melhoria dos *buffers* ópticos [12]-[14] os quais permitem por alguns instantes o armazenamento dos pacotes ópticos em carretéis de fibras ópticas (ou seja, até que este pacote possa ser liberado para a rede através do chaveamento dos SOAs), uma vez que parece muito difícil no momento o desenvolvimento de uma “memória óptica”.

1.4 Outras aplicações do SOA

Como foi observado, o SOA é um dispositivo versátil para ser incorporado às novas redes ópticas [38]. Neste sentido, à medida que a tecnologia de circuitos integrados opto-eletrônicos (*Opto-electronics Integrated Circuit* - OEIC) se torne mais madura e mais barata, o SOA poderá contribuir substancialmente para o processamento de sinal em redes ópticas, devido ao seu pequeno tamanho e à sua versatilidade de poder operar como amplificador, detector, modulador ou atenuador do sinal óptico [39]. Além disso, o SOA é um dispositivo muito promissor para “*add-and-drop links*” e conversão em comprimento de onda em redes DWDM. O SOA, em outras aplicações, pode operar com uma chave controlada opticamente, com tempos de chaveamento de centenas ou mesmo dezenas de picosegundos [3]. Todavia, para chaves com controle eletro-óptico, como a chave espacial tipo “*cross-point*”, na qual alguns SOAs são chaveados pelo controle da corrente de polarização, o tempo de chaveamento nestes casos é da ordem de nanosegundos. Como já salientado, a redução deste tempo é importante para melhorar o desempenho das chaves espaciais em redes DWDM [37].

Nos futuros sistemas de telecomunicações, além de se levarem os sinais à longa distância e em alta velocidade, será necessário desenvolverem-se redes que atendam eficiente e economicamente aos usuários. As tecnologias em redes ópticas, baseadas principalmente na conexão cruzada (*Optical Cross Connect* - OXC), deverão atender não somente ao usuário doméstico como também aos grandes clientes das corporações multinacionais [40]. Neste ambiente, o SOA pode desempenhar um papel importante nas soluções requeridas para as conexões cruzadas, uma vez que o SOA pode atuar como chave óptica integrável de alto desempenho [41] e médio consumo. Em acréscimo, as chaves ópticas espaciais (combinadas à conversão do comprimento de onda) empregando SOAs seriam promissoras na reconfiguração do roteamento óptico DWDM, no caso de falhas em redes fotônicas [42]. Para tanto, seria importante implementar um chaveamento rápido dos SOAs, de forma a diminuir o tempo de

reparo automático da rede fotônica [37].

Outra aplicação importante para os SOAs consiste na regeneração e reformatação (*Reamplifying and Reshaping* - 2R) dos pulsos ópticos que se degeneraram durante a propagação em longas distâncias pela fibra óptica. Dado um determinado canal DWDM, a reconstituição do pulso óptico é feita, no esquema 2R, a partir da detecção do cruzamento da amplitude do pulso pelo nível zero e a conveniente remodelação da forma do pulso [43]. O processo 2R pode assegurar que o nível do cruzamento do zero é recuperado, amplificado e reenviado em um processo totalmente óptico. O processo 2R pode ser implementado por várias técnicas. Uma técnica utilizando SOAs com controle dinâmico de corrente foi proposta pelo Prof. Evandro Conforti e colaboradores, tendo sido objeto de patente no Brasil. Além disso, para aumentar a taxa de reformatação dos pulsos, foi proposto e simulado um esquema de reformatação de pulsos ópticos empregando filtro discriminador e controle de gorjeio do SOA, mas ainda sem confirmação experimental. Também, foram executados trabalhos de recuperação de portadora óptica através do apagamento da modulação, empregando SOAs. O redutor do tempo de chaveamento desenvolvido também poderá ser útil para reformatação óptica, conforme mostrado teoricamente em outros trabalhos [37][44].

1.5 Combinador de microondas

O controle de ganho do SOA, em sua versão mais simples, é um degrau rápido aplicado ao seu terminal de corrente de forma a chaveá-lo para a operação *off-on* (mudança de pequeno para grande ganho óptico do SOA) ou *on-off* (mudança de grande para pequeno ganho óptico do SOA). Um exemplo de um sinal em degrau que pode ser usado para chavear o SOA de *off* para *on* e, após algum tempo, de *on* para *off*, é mostrado na Figura 1.1(a). Existe um tempo limitado para o SOA chavear para *on* (ou *off*), uma vez que sua região ativa de amplificação óptica precisa ser preenchida (ou esvaziada) de portadores elétricos pelo sinal de corrente elétrica, de forma a mudar o ganho óptico do SOA e completar a ação de chaveamento. Desta forma, durante o tempo de subida do degrau de corrente (t_{sr}) da Figura 1.1(a), o ganho óptico do SOA aumenta mais devagar, com um tempo de duração t_{or} , como mostrado na Figura 1.1(b). Em resumo, o aumento do ganho do SOA no tempo se aproxima de uma exponencial com uma constante de tempo t_{or} comparável ao tempo de vida dos portadores do SOA. Outros parâmetros da Figura 1.1(a) são: I_{bias} é a corrente de polarização do SOA; I_{on} (I_{off}) é a corrente que mantém o SOA no estado *on* (*off*) com o desejado ganho, t_{sr} é o tempo de subida do degrau de corrente, e W é o tempo de duração do degrau. Na Figura 1.1(b), a ação de chaveamento do SOA possui dois níveis lógicos: o nível lógico *off* (G_{off}),

correspondente aos baixos valores do ganho, e o nível *on*, correspondente aos elevados valores do ganho (G_{on}). O ganho óptico médio é representado por G_{av} [18].

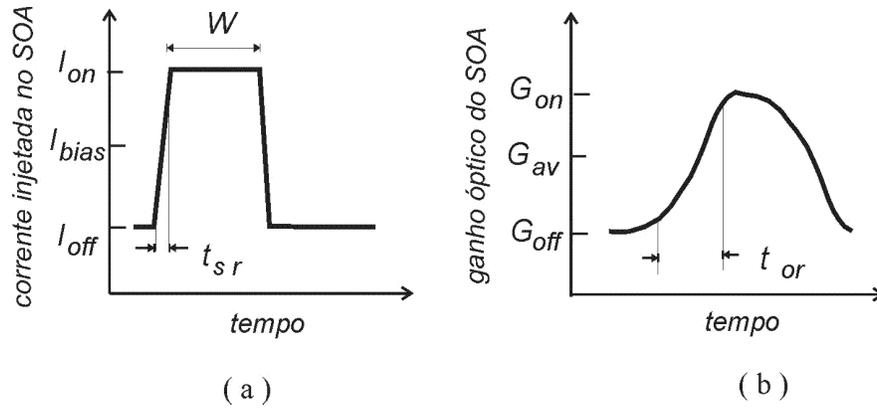


Figura 1.1: Controle do ganho óptico pela injeção com um sinal do tipo degrau (a) e a correspondente variação do ganho óptico do SOA em função do tempo (b). Redesenhado de [18].

Pelo exposto, os tempos de vida finitos dos portadores na região ativa do SOA não permitem uma variação instantânea do ganho óptico do SOA. Além disso, o valor do tempo de vida dos portadores não é constante, uma vez que ele muda com a concentração dos portadores elétricos na região ativa do SOA. Neste sentido, uma elevada corrente eletrônica poderia ser injetada na região ativa visando o decréscimo do tempo de vida dos portadores. Em resumo, o ganho do SOA e os tempos de vida dos portadores dependem da corrente de injeção e sua variação no tempo, $I(t)$. Desta forma, torna-se possível encontrar um ótimo formato para $I(t)$, de modo a minimizar o valor médio do tempo de vida dos portadores e do tempo de chaveamento *off-on* do SOA. Este processo de otimização não é trivial, uma vez que o processo como um todo é não linear. Muitos formatos para $I(t)$ foram testados e bons resultados foram obtidos para o sinal apresentado na Figura 1.2(a) [18].

Neste caso, a melhoria do tempo de subida do chaveamento foi aqui obtida pela adição de um pré-impulso estreito de corrente antes do término do degrau de chaveamento da corrente do SOA. Uma resposta típica da variação do ganho do SOA a este sinal é mostrada na Figura 1.2(b), onde um crescimento mais rápido do ganho do SOA pode ser notado. Na Figura 1.2(a), I_{bias} é a corrente de polarização do SOA, I_{on} (I_{off}) é a corrente que mantém o SOA no estado *on* (*off*) com o desejado ganho óptico, I_{high} é o pico do pré-impulso de corrente, I_{low} é o pico negativo do pré-impulso de corrente, t_{ir} é o tempo de subida do pré-impulso, e W_{pi} é a duração do pré-impulso de corrente [18]. Infelizmente, o formato do pulso de corrente apresentado na Figura 1.2(a) não é o ideal. De fato, caso se desejem pequenas variações no ganho do SOA, este formato com pré-impulso funciona bem. Entretanto, a verdadeira

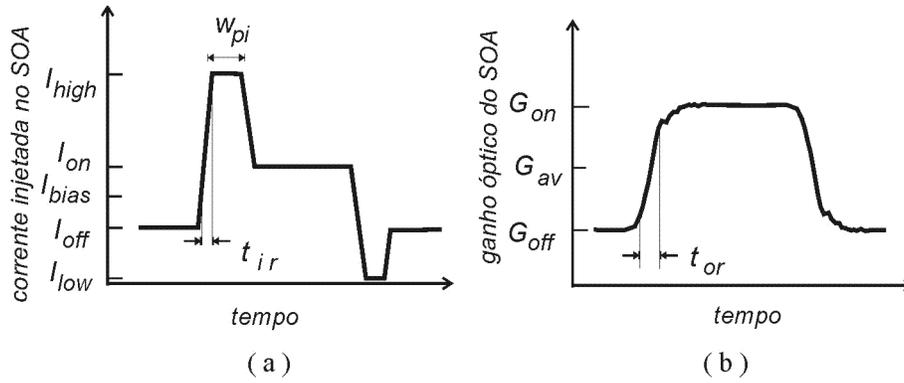


Figura 1.2: O sinal modificado para diminuir o tempo de chaveamento do SOA (a) e a correspondente variação mais rápida do ganho óptico do SOA em função do tempo (b). Redesenhado de [18].

operação de uma chave eletro-óptica, exige que o ganho do dispositivo mude várias ordens de grandeza, ou seja, do corte (ausência de amplificação) até o ganho total. Para tanto, um pulso de corrente que permite um aumento de 400 vezes no ganho óptico é apresentado na Figura 1.3 [18].

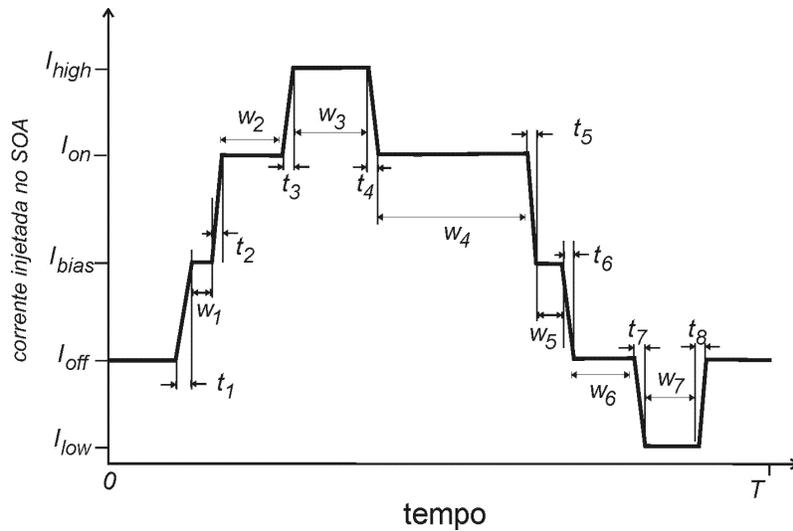


Figura 1.3: Sinal para diminuir o tempo de chaveamento e aumentar a variação do ganho óptico do SOA. Redesenhado de [18].

É importante notar que o impulso de largura W_3 , responsável pela injeção rápida de portadores, está atrasado de um tempo $W_2 = 350$ ps em relação ao degrau de subida. Além disso, faz-se necessária uma elevada variação de corrente (de I_{off} para I_{on}), a qual é obtida pela soma de outros pulsos, ocasionando os pequenos atrasos W_1 e W_5 . Após o período W_4

para a estabilização do SOA na condição *on*, o mesmo acontece para o degrau de descida, com os tempos W_6 e W_7 . Outro fato interessante encontrado é que o valor ótimo do impulso de corrente $W_3 = 450$ ps, necessário para a subida do ganho óptico, não é o mesmo encontrado para a descida, pois $W_7 = 250$ ps. Os valores experimentais para os tempos de subida $t_1=t_2=\dots=t_8$ são da ordem de 60 ps. Outros valores encontrados durante a otimização experimental são: $W_1 = W_5 = 20$ ps; $W_2 = W_6 = 350$ ps; $W_3 = 450$ ps; $W_7 = 250$ ps; $I_{high} = 210$ mA; $I_{on} = 170$ mA; $I_{bias} = 105$ mA; $I_{off} = 40$ mA; e $I_{low} = 0$ mA. O período total de duração do pulso composto da Figura 1.3 foi $T = 20$ ns, com $W_4 = 9$ ns, mas outros valores trazem resultados semelhantes, desde que estes tempos permitam a estabilização do ganho do SOA [18].

O circuito que permitiu a implementação do sinal de corrente é apresentado na Figura 1.4. Nesta montagem, a portadora óptica (1550 nm, 2 mW) foi gerada por um laser sintonizável por cavidade externa (Nanotonic da Photonetic). O sinal do laser foi enviado por fibra óptica, passando por um isolador de 47 dB de isolamento e um controlador de polarização seguido pelo SOA. O SOA (InPhenix-IPSAD1502) é mantido em temperatura controlada e polarizado com uma fonte de corrente DC precisa. O sinal de saída do SOA foi analisado em um osciloscópio rápido com entrada óptica com banda de 30 GHz (HP-83480A/HP-83482A) [18].

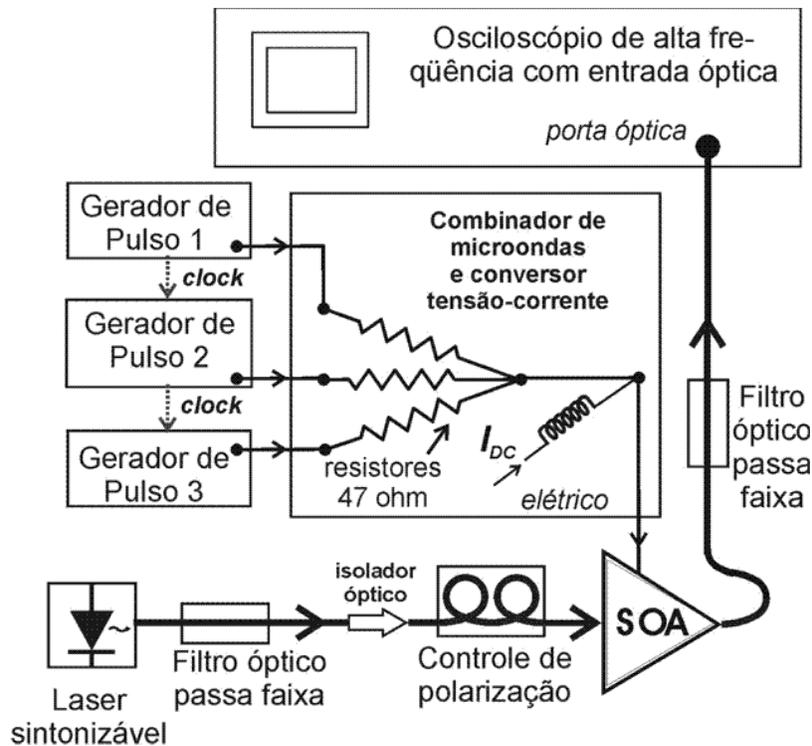


Figura 1.4: Montagem experimental para a injeção de corrente no SOA. Redesenhado de [18].

O sinal apresentado na Figura 1.3 e a ser injetado no SOA, é gerado pela combinação de vários pulsos obtidos pelos geradores de pulsos números 1, 2, e 3 (*pulse/pattern generators*, modelo 81134A da Agilent, com 3,35 GHz e canais com controle de atraso), todos eles sincronizados por um sinal de relógio (*clock*). Os sinais destes geradores são levados por cabos coaxiais semi-rígidos para um circuito combinador de microondas. Este circuito combinador é composto de 3 resistores de baixa indutância terminados justamente na porta de corrente do SOA. Cada um destes resistores possui resistência igual a 47Ω .

O resultado obtido para o chaveamento de ganho do SOA é mostrado na Figura 1.5, com resultados para o chaveamento *off-on* como para o *on-off*. O sinal óptico na saída do SOA variou de $1,5 \mu\text{W}$ (*off*, correspondente ao ganho de -8 dB) para $600 \mu\text{W}$ (*on*, correspondente ao ganho de 18 dB), a partir de um sinal de entrada com $9 \mu\text{W}$. Isto representa uma variação de 400 vezes no ganho. Os tempos de subida e descida do ganho óptico foram respectivamente 650 e 450 ps. Os resultados da Figura 1.5 se repetiram para todos os comprimentos de onda do laser sintonizável, dentro da faixa de ganho do SOA (de 1520 a 1580 nanômetros). Em acréscimo, o sinal do laser com modulação também foi amplificado normalmente até modulação de 6 GHz, que era o limite dos equipamentos disponíveis no laboratório [18].

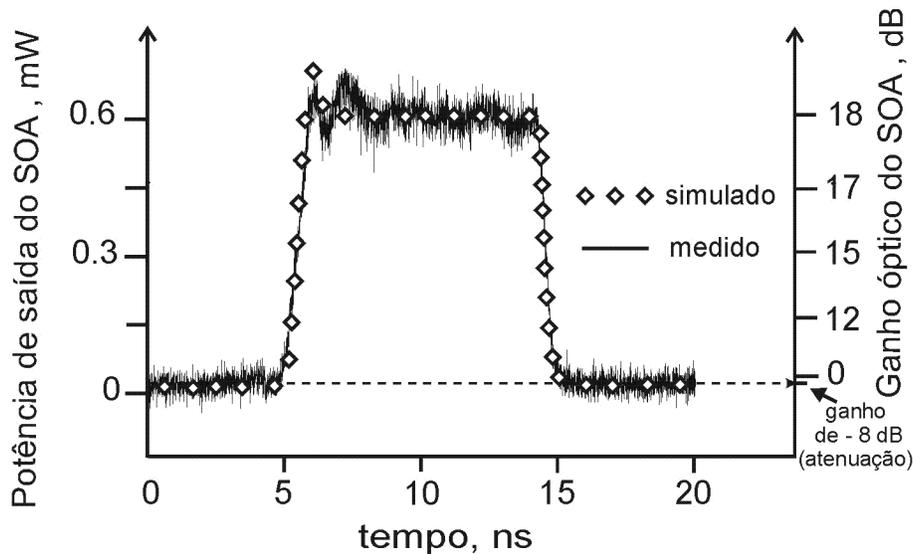


Figura 1.5: Desempenho teórico-experimental do SOA durante o chaveamento, utilizando o combinador de microondas. Redesenhado de [18].

Os valores teóricos apresentados na Figura 1.5 confirmam os resultados experimentais. Eles foram obtidos com o programa Z-SOA [45], especialmente desenvolvido para analisar o chaveamento de SOAs. É interessante notar que os tempos de subida (experimental e teórico iguais a 650 ps) são maiores que os tempos de descida (450 ps). Este menor tempo

de descida é esperado, uma vez que, no início do desligamento, o SOA está muito populado de portadores, e conseqüentemente o tempo de vida dos portadores é menor neste início da descida [41]. Além disso, tanto os valores simulados quanto os valores medidos apresentam um *overshoot* durante a subida do ganho. Notar ainda que, para o caso experimental, existe uma flutuação do ganho não prevista na simulação, pois se deve provavelmente ao descasamento de impedância [18].

Portanto, o comportamento da impedância do SOA é um fator bastante importante para o controle do chaveamento em redes ópticas de última geração. De fato, a partir da impedância do SOA podem-se estimar os tempos de transição, o casamento em banda larga, assim como a influência do encapsulamento do dispositivo, aprimorando o entendimento do seu comportamento e limitações [18]. Devido a essa importância, a medição da impedância dos dispositivos SOA foi a primeira tarefa experimental da tese e está descrita no Capítulo 3.

1.6 Principais contribuições

As principais contribuições desta tese de doutorado são:

1. O estudo da impedância do SOA e os programas desenvolvidos no software Mathematica, que permitiram encontrar as equações do circuito equivalente do SOA e ajustar os parâmetros deste circuito. A comparação da resposta simulada com os dados experimentais de impedância até 20 GHz mostrou boa concordância. Estes programas podem ser facilmente modificados, permitindo simular modelos mais adequados a outras montagens ou a outros SOAs;
2. O programa desenvolvido no software Matlab/Simulink, que permitiu obter o formato do sinal de corrente que chega à região ativa do SOA. Ainda, neste programa é possível construir o pulso de corrente que se deseja injetar no SOA, através da superposição de degraus com amplitude, duração, tempo de subida e descida variáveis, além da corrente de polarização;
3. As simulações computacionais de chaveamento eletro-óptico do SOA, que mostraram como este componente responde às diversas configurações e variações dos pulsos, sejam elas, quanto a amplitude, duração, deslocamento entre degraus, corrente de polarização e potência do laser. Com modificações nos elementos intrínsecos ao SOA, encontrou-se um formato de pulso a ser injetado na região ativa do SOA, com o qual foi possível obter tempos de chaveamento de 125 ps, com contraste óptico de 32 dB e *overshoot* de 24,7% e 141 ps, com contraste óptico de 34 dB e *overshoot* de 13,5%.

1.7 Estrutura da tese

Neste Capítulo 1, foi apresentada uma introdução sobre esta tese envolvendo os objetivos, materiais e métodos, chaveamento óptico e outras aplicações, combinador de microondas e outros trabalhos desenvolvidos pelo grupo, bem como a estrutura da tese. Os demais capítulos da tese encontram-se estruturados da seguinte maneira:

– Capítulo 2: neste capítulo, são apresentados os aspectos teóricos relativos aos principais temas desenvolvidos na tese. Um estudo do Amplificador Óptico a Semicondutor através do processo de ganho, análise estática e análise dinâmica é exposto, seguido da modelagem do laser semicondutor para pequenos e grandes sinais e a resposta deste à modulação. Depois, um estudo resumido sobre linhas de transmissão e suas características é exibido.

– Capítulo 3: este capítulo traz, inicialmente, os resultados da medição de impedância de três SOAs comerciais, para a faixa de frequência de 300 kHz a 20 GHz. Depois, obtém-se os parâmetros do chip do SOA, dos elementos de seu encapsulamento, dos elementos do circuito de acoplamento com a linha de transmissão e do circuito de polarização do SOA. Por fim, baseando-se nos modelos de R. S. Tucker, desenvolveram-se programas utilizando o software Mathematica para simular o comportamento da impedância do SOA e fazer comparações com os resultados medidos.

– Capítulo 4: este capítulo trata dos experimentos realizados com o SOA da InPhenix, modelo IPSAD1503. Nestes experimentos, foi possível gerar diversos tipos de pulsos, variando a amplitude do degrau de tensão, amplitude e duração do pré-impulso baseado na técnica PISIC (*PreImpulse Step Injected Current Technique*), obtendo as respostas ópticas para a calibração das simulações abordadas no capítulo 5.

– Capítulo 5: as simulações feitas a partir dos resultados obtidos na extração de parâmetros e suas comparações com os resultados experimentais foram discutidas neste capítulo. Utilizou-se o simulador construído no software Simulink/Matlab em conjunto com o programa Z-SOA para investigar uma série de variações de pulsos de chaveamento no SOA e os efeitos dos elementos que compõem o circuito equivalente do SOA até encontrar as situações de melhor desempenho de resposta óptica do SOA.

– Capítulo 6: são apresentadas as conclusões sobre o trabalho e as perspectivas para a realização de trabalhos futuros.

Após os capítulos, os artigos publicados durante o período do doutorado são relacionados, e no Apêndice A, está anexado um resumo dos códigos e equações gerados pelo programa feito no software Mathematica para simular o comportamento da impedância do SOA.

Capítulo 2

Revisão teórica

Este capítulo apresenta uma revisão teórica dos principais temas desenvolvidos na tese, fundamentando os capítulos seguintes. Na primeira seção, apresenta-se um estudo do Amplificador Óptico a Semicondutor através do processo de ganho, análise estática e análise dinâmica. Apoiada na análise do SOA, a segunda seção expõe a modelagem do diodo laser semicondutor para pequenos e grandes sinais e a resposta do mesmo à modulação. Na terceira seção, apresenta-se o equacionamento, a propagação de onda e as características de impedância em uma linha de transmissão.

2.1 Amplificador Óptico a Semicondutor

Os termos *Semiconductor Laser Amplifier* (SLA), *Semiconductor Optical Amplifier* (SOA), *Travelling Wave Amplifier* (TWA), *Travelling Wave - SOA* (TW-SOA), *Fabry-Perot Amplifier* (FPA) e *Fabry-Perot - SOA* (FP-SOA) são diferentes nomes usados na literatura para o mesmo tipo básico de dispositivo. Um FP-SOA é um amplificador construído com facetas que agem como espelhos paralelos, refletindo parcialmente a luz para dentro do dispositivo e formando uma cavidade ressonante do tipo Fabry-Perot. Neste dispositivo, o sinal óptico de entrada é amplificado nas diversas passagens pela cavidade ressonante. O TW-SOA, amplificador óptico a semicondutor de onda caminhante, tem suas facetas cobertas por camadas de um material anti-reflexivo. Assim, o sinal é amplificado uma única vez pela cavidade e, para que isso aconteça, a refletividade das facetas deve ser muito pequena, menor que 0,1%. A refletividade residual causa pequenas oscilações nas curvas de ganho, porém, não impede que este amplificador possa ser polarizado com altas correntes [46]-[51].

Um SOA, em sua forma mais básica, é constituído por uma junção p-n feita de materiais semicondutores de maneira similar aos diodos lasers. Historicamente, os SOAs surgiram dos

lasers semicondutores, já que estes funcionam como amplificadores antes de chegar ao limiar de operação. Portanto, os primeiros amplificadores foram justamente lasers polarizados logo abaixo do limiar de operação [48].

Um SOA obtém ganho através de transições entre as bandas de energia, denominadas banda de condução e de valência. A diferença entre as energias destas duas bandas é denominada de energia de banda proibida (*bandgap*). Em um semicondutor, três processos de transição entre bandas podem ocorrer assumindo-se um sistema simples de dois níveis de energia, sejam eles: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada. Ocorre absorção quando o fóton incidente na região ativa é absorvido por um elétron da banda de valência, e este passará para a banda de condução. Isto ocorre se o fóton incidente possuir energia igual ou superior à energia de banda proibida [48].

No processo de emissão espontânea, um elétron da banda de condução se recombina com uma lacuna da banda de valência, dando origem a um fóton de direção, frequência e fase aleatórias. Este tipo de fóton percorre a cavidade e gera um ruído chamado de ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) que é adicionado ao sinal proveniente de emissão estimulada [48].

Na emissão estimulada, conforme está ilustrado na Figura 2.1, a presença de um fóton próximo a um elétron excitado da banda de condução estimula a recombinação deste com uma lacuna da banda de valência. Nesse processo, um novo fóton é gerado com a mesma energia, fase, direção e polarização do fóton incidente na entrada do dispositivo [48][49].

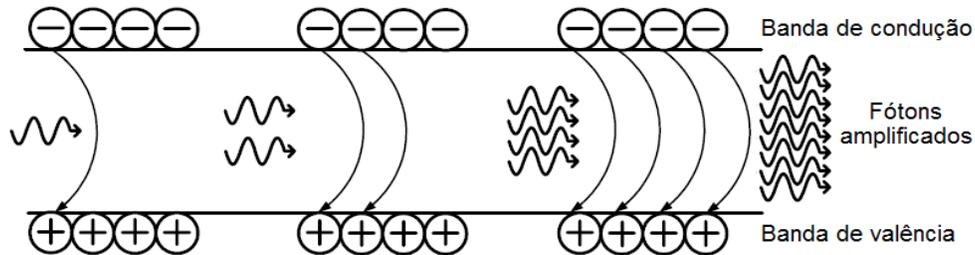


Figura 2.1: Ilustração do processo de emissão estimulada dentro de um SOA. Redesenhado de [49].

A emissão estimulada em SOAs é iniciada com um bombeio elétrico através da corrente de polarização do SOA. À medida que a corrente injetada vai aumentando, o fenômeno de emissão estimulada cresce. Ao se igualar à soma da absorção, emissão espontânea e perdas, o SOA comporta-se como um amplificador de ganho unitário e tem-se a condição chamada de transparência. Quando a corrente injetada faz com que a emissão estimulada domine os efeitos de absorção, de emissão espontânea e das perdas envolvidas, ocorre a condição de inversão de população, possibilitando o ganho óptico no dispositivo. A amplificação óptica

é baseada neste processo de emissão estimulada entre dois níveis de energia que mantêm a inversão de população [48]-[51].

Os amplificadores utilizam o mesmo mecanismo dos lasers. No entanto, a realimentação capaz de criar a cavidade ressonante é suprimida pela existência de uma camada anti-reflexiva, caso do TW-SOA mostrado na Figura 2.2. O elemento que realiza ganho no amplificador é a região ativa, enquanto que o bombeamento de corrente é o responsável por manter a inversão de população entre os níveis de energia envolvidos no processo de amplificação [47][48].

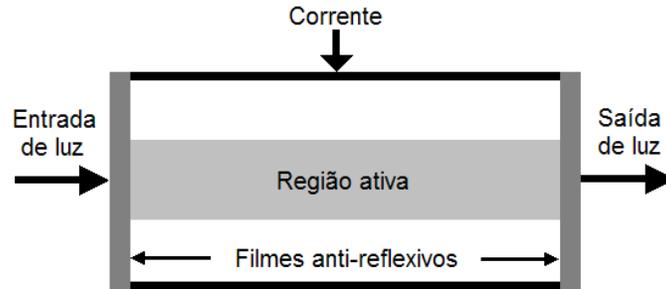


Figura 2.2: Estrutura básica de um TW-SOA. Redesenhado de [47].

Como os dispositivos utilizados nos experimentos e simulações desta tese são do tipo TW-SOA, apenas o termo "SOA" será adotado quando se fizerem referências ao TW-SOA.

2.1.1 Análise estática

Considerando-se um meio semiconductor com banda de energia simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos, o coeficiente de ganho longitudinal deste meio é definido como [51]:

$$g(P, \omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + \frac{P}{P_{sat}}} \quad (2.1)$$

onde:

- g é o coeficiente de ganho longitudinal, no sentido da propagação;
- g_0 é o ganho de pico do amplificador, determinado pela corrente;
- ω_0 é a frequência angular de transição atômica do material da região ativa;
- ω é a frequência angular óptica do sinal incidente;
- P é a potência óptica do sinal incidente;
- P_{sat} é a potência óptica de saturação;
- T_2 é o tempo de relaxação do dipolo.

Ganho do SOA não saturado

Considerando o caso no qual $\frac{P}{P_{sat}} \ll 1$, ou seja, o amplificador está operando na região linear (não saturado) e que esta condição permanece durante a amplificação do sinal, desprezando este termo na equação 2.1, o coeficiente de ganho é dado por

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad (2.2)$$

A largura de banda do ganho $\Delta\omega_g = \frac{2}{T_2}$ e sua equivalente $\Delta\nu_g$ é dada por [47]:

$$\Delta\nu_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (2.3)$$

O fator de amplificação ou mais comumente chamado ganho do amplificador G para onda contínua (CW - *Continuous Wave*) é definido como [51]:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.4)$$

onde:

P_{out} - potência de saída do amplificador;

P_{in} - potência de entrada do amplificador.

Pode-se obter uma expressão para G usando

$$\frac{dP}{dz} = gP \quad (2.5)$$

que representa a variação da potência ao longo da cavidade. A equação 2.5 tem como solução

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \quad (2.6)$$

com z variando de 0 a L_A , onde L_A é definido como o comprimento da região ativa da cavidade. Como $P(L_A) = P_{out}$, a expressão para G fica

$$G(\omega) = \frac{P_{in} \exp[g(\omega)L_A]}{P_{in}} = \exp[g(\omega)L_A] \quad (2.7)$$

onde se pode observar a dependência do ganho G e do coeficiente de ganho g com a frequência angular ω .

Usando a equação 2.7, a largura de banda do amplificador $\Delta\nu_a$ pode ser relacionada com a largura de banda do ganho $\Delta\nu_g$ por [47]:

$$\Delta v_a = \Delta v_g \left(\frac{\ln 2}{g_0 L_A - \ln 2} \right) \quad (2.8)$$

Como se poderia esperar, a largura de banda do amplificador Δv_a é menor que a largura de banda do ganho Δv_g e depende do ganho do amplificador.

Ganho do SOA saturado

Agora, para o caso no qual o amplificador opera em saturação, ou seja, quando P é comparável à P_{sat} e, trabalhando-se com a frequência angular óptica bem próxima da frequência angular de transição atômica ($\omega \approx \omega_0$), a equação 2.1 fica

$$g(P) = \frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_{Sat}}} \quad (2.9)$$

Como a potência dentro da cavidade P varia ao longo de z , que é o sentido de propagação dentro da cavidade, e que o coeficiente de ganho g varia com a potência, conclui-se que g é também função de z . Neste caso, a variação da potência ao longo do amplificador pode ser escrita conforme

$$\frac{dP(z)}{dz} = [g(z) - \alpha_{int}] P(z) \quad (2.10)$$

onde α_{int} é o coeficiente de perdas internas devido às perdas por espalhamento, difração e absorção no interior do dispositivo. Assim, a equação 2.10 pode ser escrita na forma diferencial de potência

$$\frac{dP(z)}{P(z)} = [g(z) - \alpha_{int}] dz \quad (2.11)$$

Integrando a equação 2.11 em todo o comprimento da região ativa L_A , a expressão para a potência fica

$$P(L_A) = P(0) \exp \left[\int_0^{L_A} g(z) dz - L_A \alpha_{int} \right] \quad (2.12)$$

2.1.2 Análise dinâmica

A teoria de propagação de pulsos considera o amplificador óptico como um sistema de dois níveis, banda de valência e banda de condução, sem interação entre si e com energias de transição estendendo-se sobre todo o intervalo das bandas de valência e de condução.

Consideráveis simplificações podem ser feitas assumindo-se a largura dos pulsos como muito maior que o tempo de relaxação intrabandas. Nesta aproximação, a resposta do meio ao campo elétrico \vec{E} é descrita pela equação de taxa da densidade de portadores [51][52]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qv_a} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_{tr})}{\hbar\omega_0} |\vec{E}|^2 \quad (2.13)$$

onde:

N é a densidade de portadores elétricos;

D é o coeficiente de difusão;

I é a corrente de injeção na região ativa;

q é a carga do elétron;

v_a é o volume da região ativa;

τ_c é o tempo de vida dos portadores elétricos;

$\hbar\omega_0$ é a energia do fóton;

a é o coeficiente de ganho da seção transversal;

N_{tr} é a densidade de portadores na transparência.

O tempo de vida dos portadores é definido como:

$$\tau_c = \frac{1}{A_{nr} + BN + C_{Aug}N^2} \quad (2.14)$$

onde A_{nr} é o coeficiente de recombinações não-radiativas, B é o coeficiente de recombinações radiativas e C_{Aug} é o coeficiente de recombinação de Auger. O tempo de vida dos portadores é um parâmetro muito importante, pois está associado ao tempo de resposta do SOA à variações na corrente de polarização. Pode-se observar pela equação 2.14 a dependência do tempo de vida dos portadores com a densidade de portadores N .

A propagação do campo eletromagnético no interior do amplificador é dada pela equação de onda

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\epsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.15)$$

onde:

\vec{E} é o vetor campo elétrico;

c é a velocidade da luz no vácuo.

A constante dielétrica do meio ϵ é dada por

$$\epsilon = n_b^2 + \chi \quad (2.16)$$

sendo que n_b é o índice de refração de fundo, função das coordenadas transversais (x e y) e responsável pelo guiamento no meio. A susceptibilidade χ é função da densidade de portadores e representa a contribuição da carga do portador dentro da região ativa. A relação entre χ e N depende de detalhes da estrutura de banda, sendo bastante complexa. De modo simplificado, esta é assumida como uma função linear de N [52]:

$$\chi(N) = -\frac{n_{ef}c}{\omega_0}(\alpha_{lin} + j)a(N - N_{tr}) \quad (2.17)$$

em que

α_{lin} é o fator de alargamento de linha;

n_{ef} é o índice de refração efetivo.

Considerando um TW-SOA ideal e assumindo que as dimensões da região ativa são tais que apenas um modo de propagação é suportado pelo amplificador e que o sinal de entrada é linearmente polarizado durante a propagação, pode-se escrever o campo elétrico dentro do amplificador como [52]:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} \{F(x, y)A(z, t) \exp[j(k_0 - \omega_0 t)]\} \quad (2.18)$$

em que:

\hat{x} é o vetor unitário de polarização;

$F(x, y)$ é a distribuição modal no guia de onda;

k_0 é o número de onda do modo;

$A(z, t)$ é a envoltória de variação temporal lenta associada ao pulso.

A expressão de k_0 é dada por

$$k_0 = \frac{n_{ef}\omega_0}{c} \quad (2.19)$$

Substituindo a equação 2.18 na equação 2.15, desprezando as derivadas segundas de $A(z, t)$ com relação a z e a t e integrando ao longo das dimensões transversais, tem-se

$$\frac{\partial^2 F}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F}{\partial y^2} + (n_b^2 - n_{ef}^2) \frac{\omega_0^2}{c^2} F = 0 \quad (2.20)$$

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{j\omega_0 \Gamma}{2n_{ef}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{int} A \quad (2.21)$$

onde a velocidade de grupo v_g , o índice de refração de grupo n_g e o fator de confinamento Γ são dados por

$$v_g = \frac{c}{n_g} \quad (2.22)$$

$$n_g = n_{ef} + \omega_0 \frac{\partial n_{ef}}{\partial \omega} \quad (2.23)$$

$$\Gamma = \frac{\int_0^w \int_0^d |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (2.24)$$

sendo w a largura e d a espessura da região ativa.

A solução da equação 2.20 fornece a distribuição transversal $F(x, y)$ e o índice de modo efetivo n_{ef} . A equação 2.21 mostra o comportamento da amplitude do pulso ao longo do comprimento do amplificador. Os efeitos transversais são incluídos pelo fator de confinamento Γ .

A equação 2.13 pode ser simplificada pelo fato da largura w e da espessura d da região ativa serem geralmente menores que o comprimento da difusão, enquanto que o comprimento do amplificador é maior. Levando-se em consideração que a distribuição transversal da densidade de portadores N é aproximadamente uniforme, pode-se usar um valor médio como uma boa aproximação e desconsiderar a perda de portadores por difusão. Assim, tem-se

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_0} |A|^2 \quad (2.25)$$

onde o ganho é definido por

$$g(N) = a\Gamma(N - N_{tr}) \quad (2.26)$$

Combinando as equações e 2.26, obtém-se a equação de taxa para o ganho

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g |A|^2}{E_{sat}} \quad (2.27)$$

onde E_{sat} é a energia de saturação do amplificador

$$E_{sat} = \frac{\hbar\omega_0 w d}{a\Gamma} \quad (2.28)$$

O ganho para pequenos sinais g_0 é dado por [52]:

$$g_0 = a\Gamma N_{tr} \left(\frac{I}{I_{tr} - 1} \right) \quad (2.29)$$

onde I_{tr} é a corrente de transparência

$$I_{tr} = \frac{qv_a N_{tr}}{\tau_c} \quad (2.30)$$

As equações 2.27 e 2.21 representam a propagação do pulso no amplificador. Elas podem ser simplificadas utilizando um sistema de referência que se movimenta em relação ao amplificador com velocidade igual à velocidade do pulso, deste modo

$$\tau = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.31)$$

Separando-se a amplitude e a fase do pulso, tem-se

$$A = \sqrt{P} \exp(j\phi) \quad (2.32)$$

onde $P(z, \tau)$ e $\phi(z, \tau)$ são, respectivamente, a potência e a fase do pulso. Relacionando-se as equações 2.27 e 2.21 com as equações 2.26 e 2.32, encontra-se o seguinte conjunto de equações

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P \quad (2.33)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha_{lin}g \quad (2.34)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}} \quad (2.35)$$

A equação 2.34 modela a auto-modulação de fase (SPM - *Self-Phase Modulation*). O pulso modula sua própria fase como consequência da saturação do ganho. O conjunto de equações acima pode ser resolvido analiticamente para $\alpha_{int} \ll g$, assumindo $\alpha_{int} = 0$. Para esta condição, a integração das equações 2.33 e 2.34 ao longo do comprimento do amplificador fornece

$$P_{out}(\tau) = P_{in}(\tau) \exp[h(\tau)] \quad (2.36)$$

$$\phi_{out}(\tau) = \phi_{in}(\tau) - \frac{1}{2}\alpha_{lin}h(\tau) \quad (2.37)$$

onde $P_{in}(\tau)$ e $\phi_{in}(\tau)$ são a potência e a fase do pulso de entrada. A função $h(\tau)$ é definida por [52]:

$$h(\tau) = \int_0^{L_A} g(z, \tau) dz \quad (2.38)$$

Fisicamente, a equação 2.38 representa o ganho integrado em cada ponto do perfil do pulso. Integrando a equação 2.35 ao longo do comprimento do amplificador e utilizando a equação 2.33 para eliminar o produto gP , $h(\tau)$ é a solução para a seguinte equação diferencial [52]:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{g_0 L_A - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp h(\tau) - 1] \quad (2.39)$$

A equação 2.39 permite analisar o comportamento de $h(\tau)$ para sinais variantes no tempo e, também, determinar o ganho do amplificador.

Portanto, considerando que o TW-SOA assemelha-se a um laser sem reflexões nas faces e, por conseguinte, sem ressonância na cavidade, os aspectos teóricos relativos à modelagem do circuito equivalente e à resposta ao transiente de lasers que serão apresentados na próxima seção, são válidos também para SOAs, com pequenas aproximações [47].

2.2 Modelagem do diodo laser semiconductor

Esta seção apresenta a modelagem do diodo laser semiconductor (*Semiconductor Laser Diode* - SLD) para pequenos e grandes sinais. Esta modelagem baseia-se em dispositivos de heteroestrutura enterrada (*Buried Heterostructure* - BH), a qual é a estrutura mais comumente encontrada em SLDs e SOAs, destacando suas características estruturais e de funcionamento para a obtenção do circuito equivalente. Este estudo está fundamentado em diversos trabalhos realizados por R. S. Tucker, dentre outros que o referenciam [53]-[61]. Apenas o termo "laser" será adotado quando se fizerem referências ao diodo laser semiconductor.

2.2.1 Elementos parasitas

Para ilustrar a dependência estrutural dos elementos parasitas do *chip*, a Figura 2.3 mostra um corte da seção transversal de um laser EMBH (*Etched Mesa Buried Heterostructure*), com a disposição destes elementos formando caminhos parasitas [55].

A caracterização de um laser pode ser aproximada, de maneira simples, por um diodo ideal com um resistor em série. A corrente característica do diodo é expressa pela equação de Shockley [51]:

$$I = I_S \exp \left[\left(\frac{qV_d}{\eta kT} \right) - 1 \right] \quad (2.40)$$

onde I_S é a corrente de saturação da heterojunção, η é o fator de idealidade da heterojunção

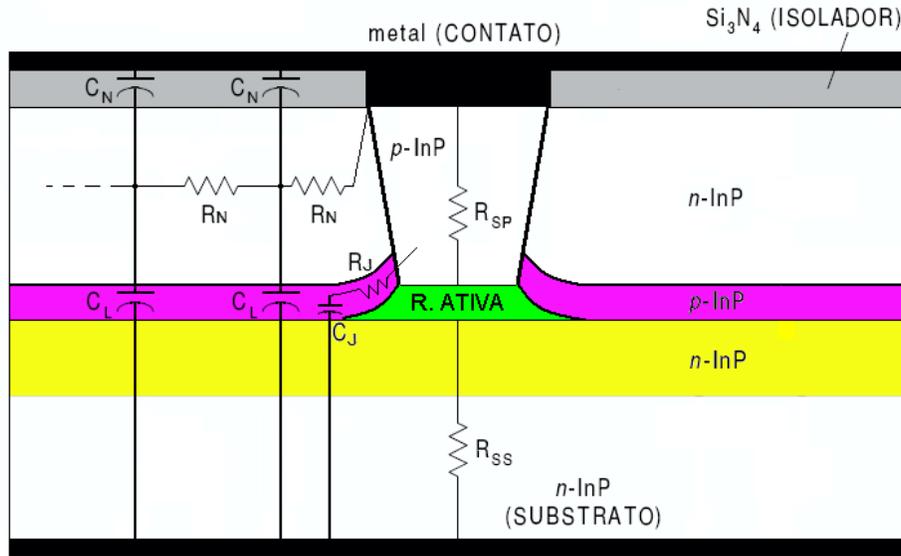


Figura 2.3: Desenho esquemático da seção de um laser de heteroestrutura enterrada com os elementos parasitas. Redesenhado de [61].

(empírico), k é a constante de Boltzmann, V_d é a tensão no diodo (junção) e T é a temperatura.

Na prática, um caminho DC paralelo desvia uma parte da corrente para fora da região ativa e pode ser aproximado por um simples resistor em paralelo com a mesma. Porém, sob modulação em alta frequência, existem caminhos parasitas que são dependentes da frequência e não podem ser aproximados por um simples resistor.

No caminho que passa pela região ativa, a resistência R_{SP} entre o metal de contato e a camada p acima da região ativa do laser, combinada com a resistência R_{SS} da camada n abaixo da região ativa, resulta em uma resistência $R_S = R_{SP} + R_{SS}$ em série com o dispositivo intrínseco.

No entanto, existem três caminhos que podem desviar o sinal de corrente para fora da região ativa em altas frequências, quais sejam, junção de bloqueio de polarização reversa, camada MIS (*Metal-Insulator-Semiconductor*) e junção adjacente à região ativa [56].

1. Junção de Bloqueio em Polarização Reversa: Em condições normais de operação, com o dispositivo diretamente polarizado, a junção p-n entre a camada n superior (cuja resistência é R_N) e a camada p é reversamente polarizada e serve como um bloqueio para a corrente DC. A capacitância de carga espacial (ou de depleção) dessa junção, C_L , se estende através da área inteira do *chip* e pode ser grande, da ordem de 100 pF. Um dos caminhos da corrente de fuga parasita passa por essa junção [56].
2. Camada MIS (*Metal-Insulator-Semiconductor*): A camada de isolamento entre o metal

de contato e o semiconductor atua como uma capacitância C_N distribuída através da superfície do *chip*. A capacitância C_N aparece em série com a capacitância C_L , a qual é muito maior que C_N , sendo assim, a capacitância total entre o contato superior e o inferior (terra) será aproximadamente igual a C_N [56].

3. Junção Adjacente à Região Ativa: O terceiro caminho da corrente parasita segue pela camada p (resistiva) e pela capacitância C_J . A capacitância C_J está associada com a região de polarização direta da junção p-n adjacente à camada ativa do semiconductor. Seu valor pode ser elevado (~ 1000 pF) dependendo da geometria de construção do dispositivo. Em série com C_J aparece a resistência da camada p, denominada R_J [56].

A significância dos três caminhos de corrente dependentes da frequência está ligada aos detalhes da geometria do dispositivo e sua dopagem. Para o laser EMBH e muito outros tipos de laser, considera-se que o efeito dos desvios de corrente causados pela capacitância da junção de bloqueio em polarização reversa C_L , pela capacitância da camada de isolamento entre o metal de contato e o semiconductor C_N e da capacitância associada com a região de junção de polarização direta adjacente à cavidade ativa C_J , estão agrupados em C_S (Figura 2.4) [55].

Quando o *chip* do laser é encapsulado, há a contribuição dos parasitas deste encapsulamento, tais como: capacitância de fuga para o plano de terra C_P , indutância do fio de ligação L_P e resistência R_P . Portanto, o circuito equivalente que representa todos os elementos parasitas é mostrado na Figura 2.4, onde R_{IN} é a resistência da fonte de corrente e I_L é a corrente de fuga [61][62].

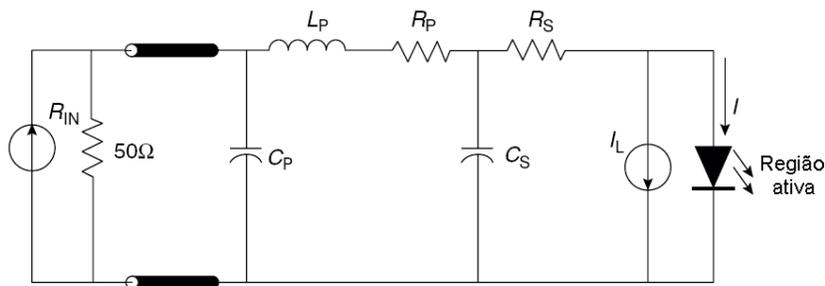


Figura 2.4: Modelo de circuito equivalente para os elementos parasitas. Redesenhado de [61].

Para que o modelo de circuito equivalente fique completo, necessita-se modelar a região ativa do laser. As propriedades dinâmicas da região ativa podem ser estudadas por soluções analíticas ou numéricas das equações de taxa. No entanto, uma solução alternativa é a

transformação das equações de taxa em um circuito equivalente da região ativa, cascadeado com outro circuito que contém os elementos parasitas (Figura 2.4). Esta solução fornece um modelo de circuito de um laser encapsulado, o qual pode ser resolvido utilizando técnicas convencionais de análise de circuitos [53]. Para o estudo do circuito equivalente da região ativa, observou-se o modelo de circuito do laser para grandes sinais e para pequenos sinais.

2.2.2 Modelo de circuito do laser para grandes sinais

O modelo de circuito da região ativa do laser para grandes sinais é derivado das equações de taxa através da associação (correspondência) dos elementos físicos do laser, tais como fótons e portadores, em variáveis de circuito, como correntes e tensões [56]. Este modelo está ilustrado na Figura 2.5.

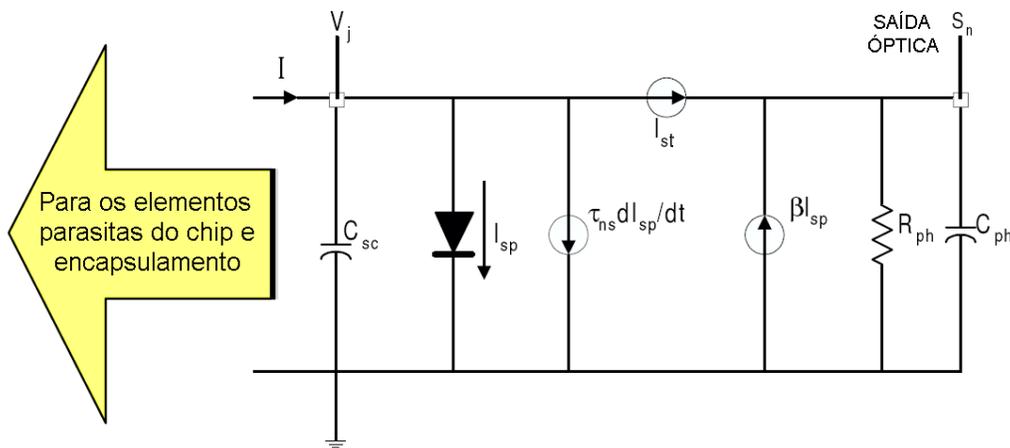


Figura 2.5: Modelo de circuito para grandes sinais. Redesenhado de [61].

Os elementos parasitas do *chip* e os elementos do encapsulamento podem ser combinados com o laser em sua porta de entrada. A corrente injetada, I , é a corrente que efetivamente chega até a região ativa, depois de passar pelos elementos parasitas. O termo C_{sc} é a capacitância de carga espacial, I_{sp} é a corrente de emissão espontânea, I_{st} é a corrente de emissão estimulada e R_{ph} é a resistência de decaimento dos fótons (perdas por espalhamento e absorção). O termo $\tau_{ns} \frac{dI_{sp}}{dt}$ representa o efeito de depleção de portadores, V_j é a tensão na junção e S_n é a densidade de fótons na saída, normalizada (equivalente a intensidade e potência). O capacitor C_{ph} é o elemento de armazenamento de energia que descreve o efeito de decaimento dos fótons.

2.2.3 Modelo de circuito do laser para pequenos sinais

O modelo de circuito da região ativa do laser para pequenos sinais é analisado dividindo-se em duas partes, sejam elas: abaixo do limiar e acima do limiar.

Modelo de circuito abaixo do limiar

A equação da taxa de portadores abaixo da corrente de limiar incluindo a capacitância de carga espacial C_{sc} pode ser expressa como [61]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qv_a} - \frac{N}{\tau_n} - \frac{C_{sc}}{qv_a} \frac{dV_j}{dt} \quad (2.41)$$

onde:

N é a densidade de portadores elétricos;

I é a corrente de injeção na região ativa;

q é a carga do elétron;

v_a é o volume da região ativa;

V_j é a tensão de junção;

τ_n é o tempo de vida dos portadores.

Assumindo que a corrente de injeção consiste de um termo de sinal DC (I_0) e um pequeno termo de sinal AC (i), tem-se (ver Figura 2.6):

$$\begin{aligned} I &= I_0 + ie^{j\omega t} \\ N &= N_0 + ne^{j\omega t} \\ V_j &= V_{j0} + v_j e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.42)$$

onde ω é a frequência angular em radianos.

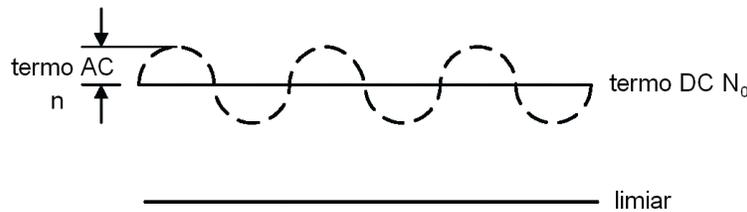


Figura 2.6: Definição dos termos AC e DC da densidade de portadores. Redesenhado de [61].

Substituindo as expressões de 2.42 em 2.41 e desprezando o produto dos dois pequenos termos de sinal AC, chega-se a equação linearizada:

$$i = \frac{n\alpha}{\tau_n} + j\omega(n\alpha + v_j C_{sc}) \quad (2.43)$$

onde $\alpha = qv_a$.

Usando a equação de Shockley [53][54] para um diodo, tem-se:

$$n = \frac{v_j q N_0}{2kT} \quad (2.44)$$

Substituindo a equação 2.44 na equação 2.43, tem-se a seguinte equação de circuito:

$$i = v_j \left(\frac{1}{R_d} + j\omega(C_d + C_{sc}) \right) \quad (2.45)$$

onde R_d e C_d são, respectivamente, a resistência de junção do diodo e a capacitância de difusão da camada ativa [61]

$$R_d = \frac{2\tau_n kT}{q\alpha N_0} \quad (2.46)$$

$$C_d = \frac{\tau_n}{R_d}$$

e o circuito que representa a equação 2.45 é mostrado na Figura 2.7.

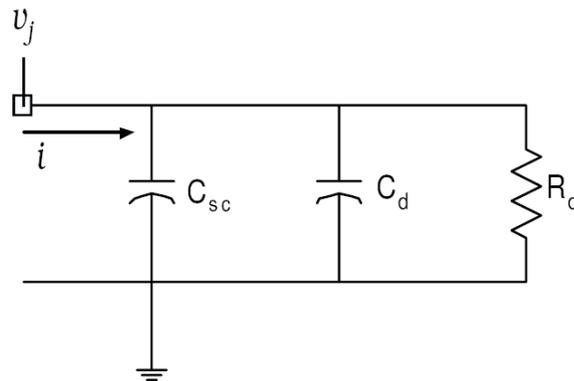


Figura 2.7: Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser abaixo do limiar. Redesenhado de [61].

Modelo de circuito acima do limiar

As equações da taxa acima da corrente de limiar incluindo a capacitância de carga espacial C_{sc} são dadas como [61]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qv_a} - \frac{N}{\tau_n} - GS - \frac{C_{sc}}{qv_a} \frac{dV_j}{dt} \quad (2.47)$$

$$\frac{dS}{dt} = GS - \frac{S}{\tau_p} + \beta \frac{N}{\tau_n} \quad (2.48)$$

onde:

G é a taxa de emissão estimulada;

S é densidade de fótons;

τ_p é o tempo de vida dos fótons;

β é o fator de acoplamento de emissão espontânea.

Como visto anteriormente, as equações de taxa são divididas em componentes DC e AC, e assume-se que ambas têm forma de onda senoidal, sendo [61]:

$$S = S_0 + se^{j\omega t} \quad (2.49)$$

$$G = G_0 + g_{ac}e^{j\omega t}$$

onde $g_{ac} = \gamma n$ e $\gamma = a_d \Gamma v_g$, com a_d sendo o coeficiente de ganho diferencial, Γ é o fator de confinamento óptico e v_g é a velocidade de grupo. Em estado estacionário, tem-se [61]:

$$\frac{I_0}{\alpha} - \frac{N_0}{\tau_n} - G_0 S_0 = 0 \quad (2.50)$$

$$S_0 = \left(\frac{I_0 \tau_n - \alpha N_0}{G_0 \alpha \tau_n} \right)$$

Substituindo as equações 2.42, 2.49 e 2.50 na equação 2.47 e desprezando os produtos dos termos AC, tem-se:

$$i = \frac{j\omega \alpha N_0 q v_j}{2kT} + C_{sc} j\omega v_j + \frac{\alpha N_0 q v_j}{2kT \tau_n} + \alpha G_0 s + \gamma \frac{\alpha N_0 q v_j}{2kT} \left(\frac{I_0 \tau_n - \alpha N_0}{G_0 \alpha \tau_n} \right) \quad (2.51)$$

Rearranjando a equação 2.51,

$$i = v_j \left(j\omega \left[\frac{\alpha N_0 q}{2kT} + C_{sc} \right] + \frac{\alpha N_0 q}{2kT\tau_n} \left[1 + \frac{\gamma(I_0\tau_n - \alpha N_0)}{G_0\alpha} \right] \right) + \alpha G_0 s \quad (2.52)$$

Substituindo as expressões em 2.46 na equação 2.52, tem-se:

$$i = v_j \left(j\omega [C_d + C_{sc}] + \left[\frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_4} \right] \right) + i_s \quad (2.53)$$

onde a corrente de emissão estimulada é dada por:

$$i_s = \alpha G_0 s \quad (2.54)$$

e a nova resistência, R_4 , é definida como:

$$R_4 = R_d \frac{G_0\alpha}{\gamma(I_0\tau_n - \alpha N_0)} = \frac{R_d}{\gamma\tau_n S_0} \quad (2.55)$$

O circuito que representa a equação 2.53 é mostrado na Figura 2.8. Vale a pena apontar que, abaixo do limiar, $I_0\tau_n = \alpha N_0$ e R_4 torna-se muito grande, praticamente equivalente a um circuito aberto. Neste caso, a corrente i_s desaparece e o circuito é reduzido ao mostrado na Figura 2.7, ou seja, sem a existência da emissão estimulada.

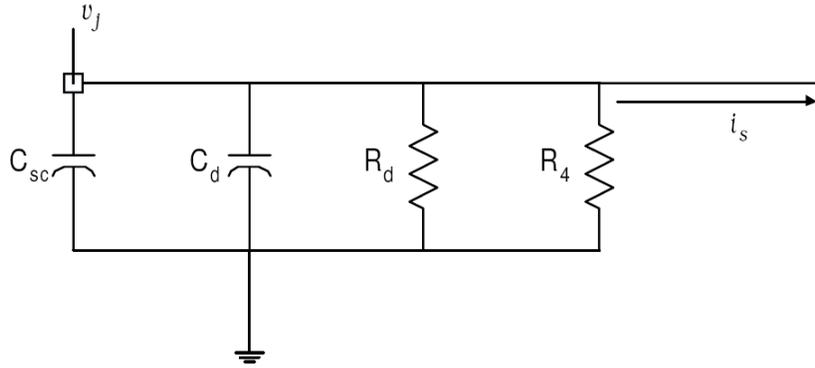


Figura 2.8: Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser acima do limiar. Redesenhado de [61].

Usando as equações 2.42 e 2.49 em 2.48 e linearizando o resultado, obtém-se [61]:

$$j\omega s = \gamma n S_0 + G_0 s - \frac{s}{\tau_p} + \beta \frac{n}{\tau_n} \quad (2.56)$$

Substituindo as equações 2.44 e 2.50 na equação 2.56 tem-se:

$$s \left(j\omega + \left[\frac{1}{\tau_p} - G_0 \right] \right) = \gamma \left(\frac{N_0 q v_j}{2kT} \right) \left(\frac{I_0 \tau_n - \alpha N_0}{G_0 \alpha \tau_n} \right) + \left(\frac{N_0 q v_j}{2kT} \right) \frac{\beta}{\tau_n} \quad (2.57)$$

Da equação de taxa de fótons em estado estacionário, equação 2.48 tem-se [61]:

$$\frac{1}{\tau_p} = G_0 + \beta \frac{N_0}{\tau_n S_0} \quad (2.58)$$

Então, substituindo 2.58 em 2.57 fica:

$$\alpha s (G_3 + j\omega) = v_j G_2 \quad (2.59)$$

onde

$$G_2 = \left(\frac{\beta}{R_d} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{\beta + \gamma \tau_n S_0}{R_d} \quad (2.60)$$

$$G_3 = \frac{\alpha \beta G_0 N_0}{(I_0 \tau_n - \alpha N_0)} = \frac{\beta N_0}{\tau_n S_0}$$

Das expressões em 2.60, a corrente i_s da equação 2.54 também pode ser expressa como [61]:

$$i_s = \alpha G_0 s = \frac{v_j G_0 G_2}{(G_3 + j\omega)} \quad (2.61)$$

Portanto, a corrente i_s flui pelo circuito através de um resistor em série com um indutor, sejam eles:

$$i_s = \frac{v_j}{(R_x + j\omega L_x)} \quad (2.62)$$

onde

$$R_x = \frac{G_3}{G_0 G_2}$$

$$L_x = \frac{1}{G_0 G_2} \quad (2.63)$$

Finalmente, o modelo completo do circuito para pequenos sinais de um laser acima do limiar é mostrado na Figura 2.9. Note a existência do indutor L_x e do resistor R_x formando um circuito ressonante.

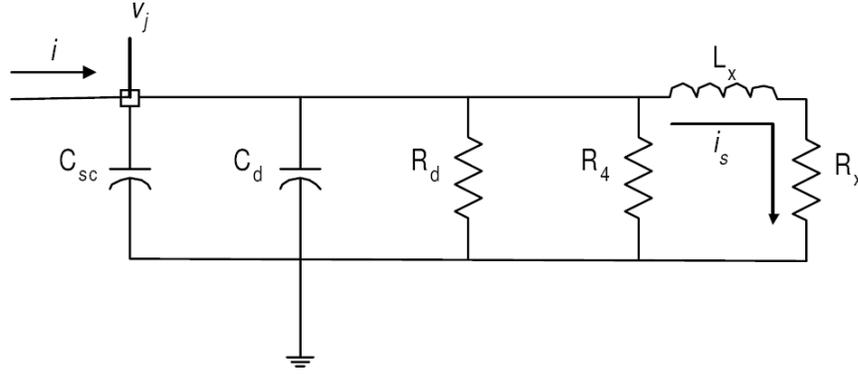


Figura 2.9: Modelo do circuito para pequenos sinais de um diodo laser acima do limiar. Redesenhado de [61].

Modelo de circuito acima do limiar incluindo o efeito de difusão de portadores

A equação de taxa de portadores acima da corrente de limiar, incluindo o termo de compressão de ganho (ε) devido a difusão lateral de portadores, é expressa como [61]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - G(N) [1 - \varepsilon S] S - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_j}{dt} \quad (2.64)$$

Substituindo as equações 2.42 e 2.49 na equação 2.64 tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (N_0 + ne^{j\omega t}) &= \frac{(I_0 + ie^{j\omega t})}{\alpha} - \frac{(N_0 + ne^{j\omega t})}{\tau_n} \\ &- (G_0 + g_{ac}e^{j\omega t}) [1 - \varepsilon (S_0 + se^{j\omega t})] (S_0 + se^{j\omega t}) - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{d}{dt} (V_{j0} + v_j e^{j\omega t}) \end{aligned} \quad (2.65)$$

Rearranjando a equação 2.65,

$$\begin{aligned} j\omega ne^{j\omega t} &= \left\{ \frac{I_0}{\alpha} - \frac{N_0}{\tau_n} - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_{j0}}{dt} - G_0 S_0 (1 - \varepsilon S_0) \right\} + \frac{ie^{j\omega t}}{\alpha} - \frac{ne^{j\omega t}}{\tau_n} \\ &- (G_0 se^{j\omega t} - 2\varepsilon S_0 G_0 se^{j\omega t} + g_{ac} S_0 e^{j\omega t} - \varepsilon g_{ac} S_0^2 e^{j\omega t}) - \frac{C_{sc}}{\alpha} j\omega v_j e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (2.66)$$

Em estado estacionário, a parte da equação 2.66 que está entre chaves pode ser escrita assim [61]:

$$\frac{dN_0}{dt} = \frac{I_0}{\alpha} - \frac{N_0}{\tau_n} - G(N_0) [1 - \varepsilon S_0] S_0 - \frac{C_{sc}}{\alpha} \frac{dV_{j0}}{dt} = 0 \quad (2.67)$$

Reduzindo a equação 2.66 para:

$$\frac{i}{\alpha} = n \left(j\omega + \frac{1}{\tau_n} \right) + sG_0 (1 - 2\varepsilon S_0) + \gamma n S_0 (1 - \varepsilon S_0) + j \frac{C_{sc}}{\alpha} \omega v_j \quad (2.68)$$

E substituindo a equação em 2.68 obtém-se:

$$i = \frac{\alpha v_j N_0 q}{2kT} \left(j\omega + \frac{1}{\tau_n} \right) + \gamma \frac{\alpha v_j N_0 q}{2kT} S_0 (1 - \varepsilon S_0) + j C_{sc} \omega v_j + i_s \quad (2.69)$$

Admitindo que a corrente de emissão estimulada, i_s , já incluindo a compressão de ganho, é quase igual ao que foi definido em 2.54, aproxima-se [61]:

$$i_s = [\alpha G_0 s (1 - 2\varepsilon S_0)] \approx \alpha G_0 s \quad (2.70)$$

Novamente, usando as expressões da equação 2.46, pode-se reescrever a equação 2.69 assim:

$$i = v_j \left[\left(\frac{1 + \tau_n \gamma (1 - \varepsilon S_0) S_0}{R_d} \right) + j\omega (C_d + C_{sc}) \right] + i_s \quad (2.71)$$

Agora, pode-se definir R_1 como a resistência efetiva (combinação de R_d em paralelo com R_A) e $C_t = C_d + C_{sc}$ como a capacitância efetiva (combinação de C_d em paralelo com C_{sc}) [61]:

$$R_1 = \frac{R_d}{1 + \tau_n \gamma (1 - \varepsilon S_0) S_0} \approx \frac{R_d}{1 + \tau_n \gamma S_0} \quad (2.72)$$

Portanto, a equação do circuito equivalente para a equação 2.64 pode ser escrita dessa forma:

$$i = v_j \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_t \right) + i_s \quad (2.73)$$

a qual pode ser representada pelo circuito da Figura 2.10. Até aqui, esse circuito é o mesmo da Figura 2.8, exceto pela combinação dos resistores e capacitores em valores efetivos.

Agora, procede-se com a segunda parte do circuito, a qual descreve a dinâmica dos fótons. A equação de taxa de fótons acima da corrente de limiar, incluindo o termo de compressão de ganho devido a difusão lateral de portadores, é expressa como [61]:

$$\frac{dS}{dt} = GS (1 - \varepsilon S) - \frac{S}{\tau_p} + \beta \frac{N}{\tau_n} \quad (2.74)$$

Substituindo as equações 2.42 e 2.49 na equação 2.74 fica:

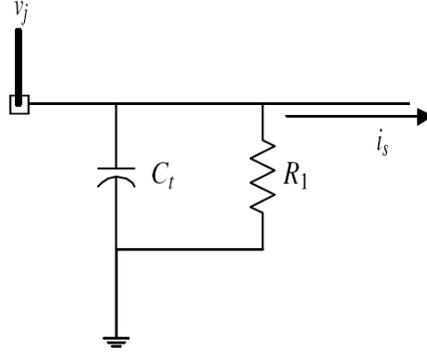


Figura 2.10: Modelo do circuito para pequenos sinais incluindo difusão de portadores. Redesenhado de [61].

$$\frac{d}{dt} (S_0 + se^{j\omega t}) = (G_0 + g_{ac}e^{j\omega t}) (S_0 + se^{j\omega t}) [1 - \varepsilon (S_0 + se^{j\omega t})] - \frac{(S_0 + se^{j\omega t})}{\tau_p} + \beta \left(\frac{N_0 + ne^{j\omega t}}{\tau_n} \right) \quad (2.75)$$

Rearranjando a equação 2.75 tem-se:

$$j\omega se^{j\omega t} = \left\{ \left[G_0 (1 - \varepsilon S_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] S_0 + \beta \frac{N_0}{\tau_n} \right\} + g_{ac} S_0 e^{j\omega t} + G_0 s e^{j\omega t} - g_{ac} \varepsilon S_0^2 e^{j\omega t} - 2\varepsilon G_0 S_0 s e^{j\omega t} - \frac{se^{j\omega t}}{\tau_p} + \beta \frac{ne^{j\omega t}}{\tau_n} \quad (2.76)$$

Reconhecendo que os termos dentro das chaves na equação 2.76 satisfazem a seguinte equação de taxa em estado estacionário [61]:

$$\frac{dS_0}{dt} = \left[G_0 (1 - \varepsilon S_0) - \frac{1}{\tau_p} \right] S_0 + \beta \frac{N_0}{\tau_n} = 0 \quad (2.77)$$

A equação 2.76 pode ser simplificada, ficando assim:

$$j\omega s = g_{ac} S_0 + G_0 s - g_{ac} \varepsilon S_0^2 - \frac{s}{\tau_p} + \beta \frac{n}{\tau_n} - 2\varepsilon G_0 S_0 s \quad (2.78)$$

Substituindo a equação 2.44 na equação 2.78 tem-se:

$$v_j \frac{N_0 q}{2\tau_n kT} [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)] = \left(j\omega + 2\varepsilon S_0 G_0 - G_0 + \frac{1}{\tau_p} \right) s \quad (2.79)$$

Para a condição de estado estacionário da equação 2.77, a expressão para o tempo de vida do fóton é definida por [61]:

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0 \quad (2.80)$$

Então, fazendo a substituição da equação 2.80 na equação 2.79 obtém-se:

$$v_j = \frac{2\tau_n kT}{N_0 q} \left(j\omega + 2\varepsilon G_0 S_0 - G_0 + \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0 \right) \frac{s}{[\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \quad (2.81)$$

e finalmente:

$$v_j = \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \left(j\omega + \varepsilon G_0 S_0 + \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} \right) i_s \quad (2.82)$$

Agora, definindo os elementos de circuito para a equação 2.82 como [61]:

$$\begin{aligned} L_s &= \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \\ R_{s1} &= \varepsilon G_0 S_0 L_s \\ R_{s2} &= \frac{\beta N_0 L_s}{S_0 \tau_n} \end{aligned} \quad (2.83)$$

pode-se chegar a equação do circuito:

$$v_j = (j\omega L_s + R_{s1} + R_{s2}) i_s \quad (2.84)$$

Finalmente, o modelo completo do circuito para pequenos sinais incluindo o efeito da difusão de portadores é mostrado na Figura 2.11 [61].

Outras aproximações para os elementos do circuito

Como a densidade de portadores tem um valor máximo devido à saturação, a resistência de difusão definida na equação 2.46 pode ser aproximada por [55][61]:

$$R_d \approx \frac{2kT}{qI_{thA}} \quad (2.85)$$

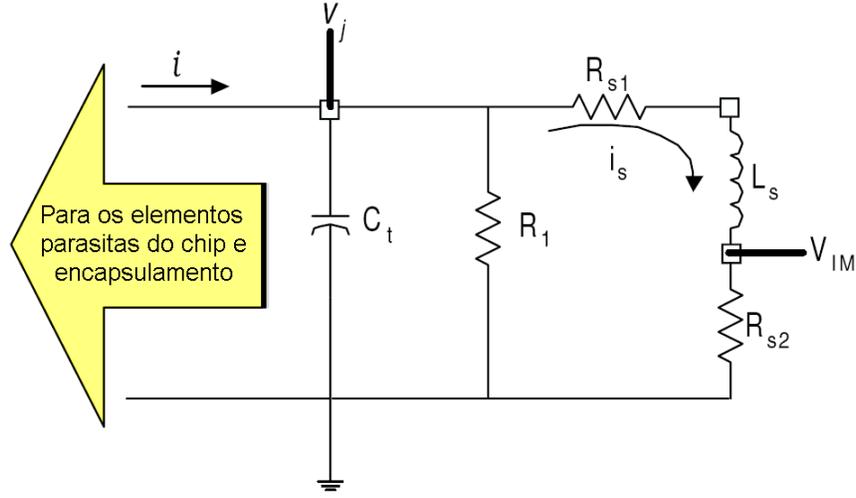


Figura 2.11: Modelo do circuito equivalente para pequenos sinais de um diodo laser. Redesenhado de [61].

onde

$$I_{thA} = \frac{\alpha N_{th}}{\tau_n} \approx \frac{\alpha \left(\frac{1}{\tau_p \gamma} + N_{tr} \right)}{\tau_n} \quad (2.86)$$

O termo I_{thA} é a corrente de limiar na camada ativa, ou seja, é a corrente interna, excluindo a corrente de fuga. O indutor L_s , também, pode ser aproximado por [55]:

$$L_s = \frac{R_d}{G_0 (1 - 2\varepsilon S_0) [\beta + \gamma \tau_n S_0 (1 - \varepsilon S_0)]} \approx \frac{R_d \tau_p}{\gamma \tau_n S_0} \quad (2.87)$$

Aplicando essas aproximações na equação 2.80:

$$\frac{1}{\tau_p} = \frac{\beta N_0}{S_0 \tau_n} - G_0 \varepsilon S_0 + G_0 \approx G_0 \quad (2.88)$$

O componente R_{s1} foi adicionado ao circuito equivalente em [54] para levar em consideração a compressão do ganho associada à difusão de portadores. Finalmente, usando a equação 2.87, os resistores R_{s1} e R_{s2} podem ser aproximados por [55]:

$$R_{s1} = \varepsilon G_0 S_0 L_s \approx \frac{\varepsilon R_d}{\gamma \tau_n} \quad (2.89)$$

$$R_{s2} = \frac{\beta N_0 L_s}{S_0 \tau_n} \approx \frac{\beta R_d \tau_p I_{thA}}{\alpha \gamma \tau_n S_0^2} \quad (2.90)$$

e a densidade de fótons no estado estacionário (acima de o limiar) é dada por [54]:

$$S_0 \simeq \frac{\Gamma\tau_p}{\alpha} (I_0 - I_{th}) \quad (2.91)$$

onde a corrente de limiar interna do laser é I_{thA} , a corrente de limiar externa (incluindo a corrente de fuga) é dada por $I_{th} = I_{thA} + I_L$ e a componente DC da corrente de polarização total é I_0 .

A partir destas expressões, a frequência de oscilação de relaxação pode ser aproximada por [55]:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} [L_s (C_d + C_{sc})]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.92)$$

Se a capacitância de carga espacial C_{sc} é pequena quando comparada com C_d , utilizando as equações 2.46 e 2.92, tem-se:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt[2]{\frac{\gamma S_0}{\tau_p}} \quad (2.93)$$

Substituindo a equação 2.91 na equação 2.93, a frequência das oscilações de relaxação pode ser expressa como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt[2]{\frac{\Gamma\gamma}{\alpha} (I_0 - I_{th})} \quad (2.94)$$

A constante de amortecimento associada às oscilações de relaxação é aproximada por:

$$\tau_1 \approx \frac{L_s}{R_{s1} + R_{s2}} \quad (2.95)$$

Como $R_{s1} \gg R_{s2}$, substituindo as equações 2.87 e 2.89 na equação 2.95, a constante de amortecimento τ_1 fica:

$$\tau_1 \approx \frac{\tau_p}{\varepsilon S_0} \quad (2.96)$$

Os parâmetros da região ativa do laser foram estimados utilizando valores da literatura. Com estes valores, R. S. Tucker realizou a comparação da resposta em frequência da impedância obtida a partir do modelo do circuito equivalente com o experimental, obtendo-se bons resultados, validando o modelo e as equações citadas.

2.2.4 Resposta ao transiente

As características da modulação de lasers foram intensamente estudadas [57]-[71]. Os fenômenos de transiente em lasers são modelados pelas equações de taxa, as quais descrevem a dinâmica de interação entre fótons e portadores. As características dinâmicas do laser afetam a taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - BER) dos sistemas ópticos de comunicação que empregam modulação por codificação de pulso (*Pulse Code Modulation* - PCM) em altas frequências, acima de Gb/s. O tempo de ativação t_{on} “*turn-on delay*” e desativação t_{off} “*turn-off delay*” dos pulsos, as flutuações e os efeitos de armazenamento de carga entre pulsos consecutivos são as principais considerações quando se deseja otimizar as condições de operação para o mínimo BER. A Figura 2.12 ilustra o efeito na saída óptica de um laser ocasionado pela injeção de um degrau de corrente, explicitando os tempos de atraso para ativação e desativação do laser [61].

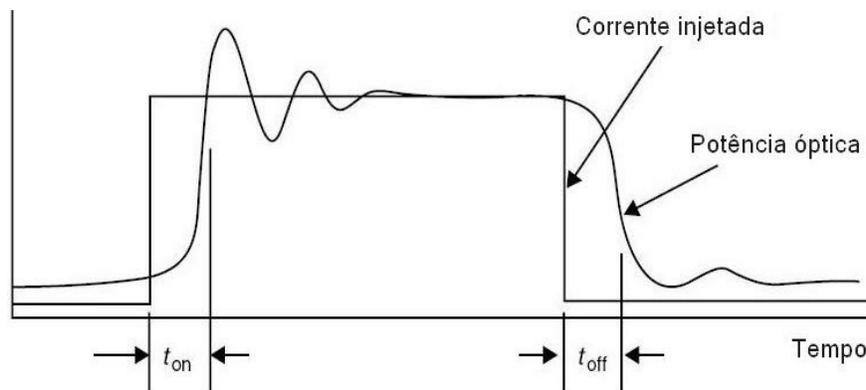


Figura 2.12: Pulso óptico produzido pela injeção de um degrau de corrente. Redesenhado de [61].

Oscilações de relaxação

As oscilações de relaxação são observadas quando se injeta um degrau de corrente no circuito e se observa a saída óptica e ou a tensão de junção V_j , conforme mostra a Figura 2.13. O aparecimento da ressonância eletroóptica (oscilações de relaxação) resulta da interação das populações de fótons com os portadores injetados (elétrons/lacunas). A resposta do laser a um instantâneo acréscimo da corrente é um imediato acréscimo na recombinação elétron/lacuna. Logo, o aumento da densidade de fótons contribui rapidamente para a redução na distribuição dos portadores da região ativa do laser (por recombinação estimulada), o que por sua vez irá acarretar uma redução na intensidade óptica até que a distribuição de portadores seja reposta pela corrente de injeção. Assim, existe uma determinada frequên-

cia em que tanto a intensidade do sinal óptico produzido quanto a densidade de portadores oscilam, num fenômeno análogo à ressonância convencional em circuitos elétricos [69].

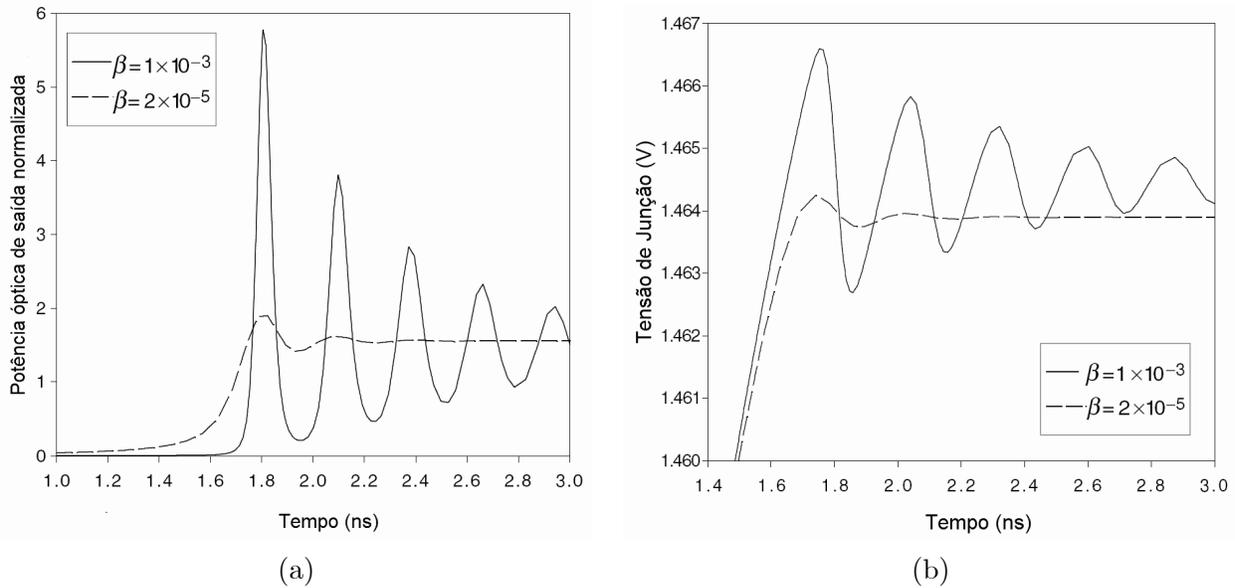


Figura 2.13: Resposta ao degrau de corrente para diferentes valores de fator de acoplamento de emissão espontânea: (a) saída óptica e (b) tensão de junção V_j . Redesenhado de [61].

A influência da corrente de polarização na resposta ao transiente é mostrada na Figura 2.14(a).

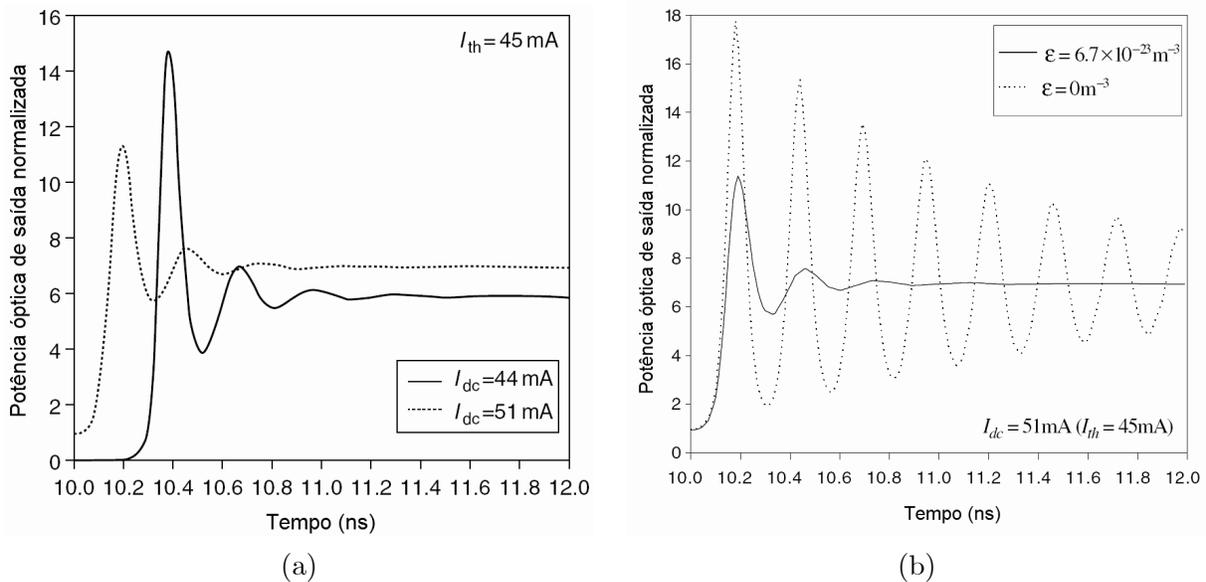


Figura 2.14: Resposta óptica ao degrau de corrente para diferentes valores de corrente de polarização (a) e para diferentes valores de fator de compressão de ganho (b). Redesenhado de [61].

Injetando um degrau de corrente ($I_{step} = 40$ mA) com um tempo de subida de 100 ps, observa-se que a maior corrente de polarização ($I_{DC} = 51$ mA) proporciona uma redução no tempo de ativação do laser. O efeito de um valor não nulo para o fator de compressão de ganho (ε) nas oscilações de relaxação é mostrado na Figura 2.14(b), na qual é possível notar o amortecimento do *overshoot* e das flutuações, porém, a potência de saída média permanece inalterada durante o estado estacionário [61].

Em outro exemplo, a influência da capacitância efetiva série (C_S) na resposta à modulação de um laser é mostrada na Figura 2.15. O laser é polarizado acima do limiar ($\frac{I_{DC}}{I_{th}} = 1,07$) e um degrau de corrente ($I_{step} = 35$ mA) com 100 ps de tempo de subida foi injetado nele. A presença de C_S aumenta o *turn-on delay* e reduz o *overshoot* durante a subida do pulso. Durante a descida do pulso, a presença de C_S produz um decaimento exponencial suave da potência óptica. Com a presença dos elementos parasitas, a resposta total ao transiente é o resultado da convolução entre a resposta do laser e a resposta dos elementos parasitas. Isto demonstra que os componentes parasitas tem forte efeito nos transientes provocados por modificações na corrente de polarização.

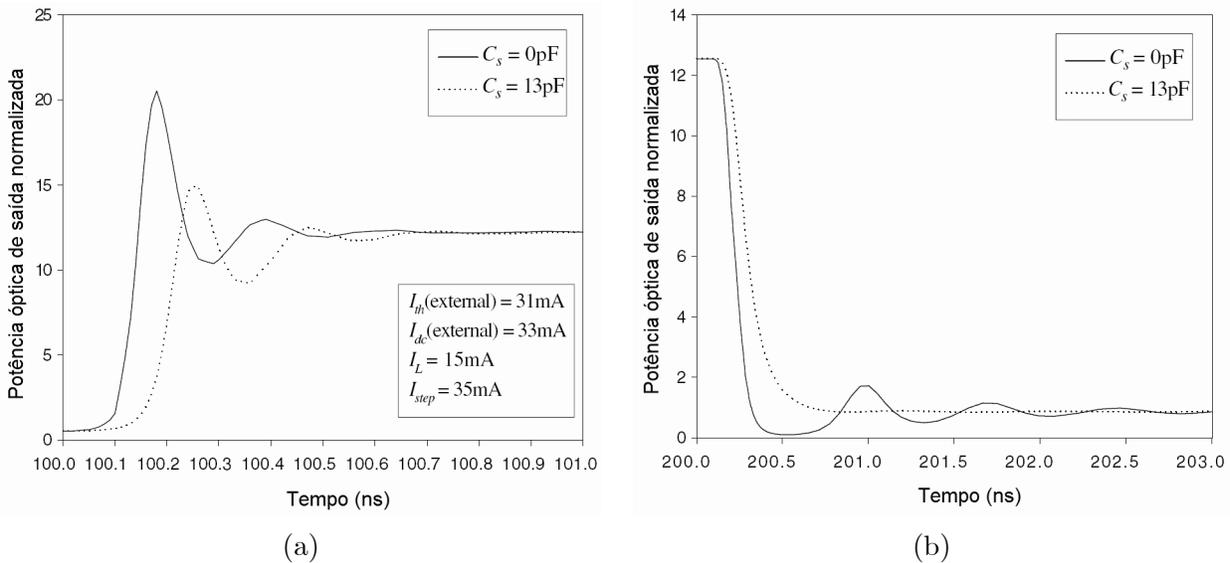


Figura 2.15: Efeito da capacitância série C_S à modulação: (a) ao ligar e (b) ao desligar. Redesenhado de [61].

Assim sendo, observados os modelos de circuito equivalente usados para a análise de pequenos e grandes sinais apresentados nesta seção, empregou-se o circuito equivalente para pequenos sinais, com as devidas modificações para implementação em SOAs, como o modelo de circuito equivalente para realização das simulações nesta tese.

2.3 Linhas de transmissão

Em cada uma das montagens experimentais construídas para avaliar os SOAs (ver Figura 3.1), os pulsos de chaveamento injetados na entrada de RF destas montagens passam por um pequeno cabo coaxial semi-rígido antes de chegarem à porta elétrica do SOA. Como estes pulsos de chaveamento são da ordem de GHz e os cabos coaxiais têm comprimento que variam entre 5,4 e 7,6 cm, os mesmos comportam-se como linhas de transmissão uniformes e sem perdas. Por isso, nesta seção, faz-se uma análise do comportamento de ondas eletromagnéticas guiadas por linhas de transmissão, assim como das características destas linhas.

Uma linha de transmissão (LT) é um dispositivo empregado para guiar uma onda eletromagnética de um ponto a outro do espaço. Existem diversas geometrias de linha de transmissão em aplicações de alta frequência. As mais comuns são: coaxial, par de fios, par de fios trançados, fita e microfita. Além disso, as linhas de transmissão podem ser classificadas como uniforme e não uniforme, com perdas e sem perdas. As linhas uniformes mantêm a geometria da seção transversal e as características elétricas e magnéticas ao longo do seu comprimento, enquanto as linhas sem perdas são aquelas onde as ondas eletromagnéticas não sofrem qualquer tipo de atenuação ao longo da direção de propagação [72] [73].

2.3.1 Equação de uma linha de transmissão

Apresenta-se aqui o comportamento das ondas de tensão e corrente que estão associadas às ondas eletromagnéticas guiadas por linhas de transmissão uniformes, utilizando a abordagem de circuitos elétricos.

Sabe-se que um cabo coaxial, assim como qualquer linha de transmissão, apresenta certa capacitância e indutância distribuídas dependendo de sua geometria e das características elétricas e magnéticas dos materiais que os compõem. A capacitância medida entre os condutores de uma LT depende do comprimento, dos diâmetros de seus condutores e da permissividade do material dielétrico. A indutância depende, além das dimensões da LT, da permeabilidade. Uma LT pode ser representada esquematicamente como uma linha de dois condutores, como mostrado na Figura 2.16(a), onde um trecho muito pequeno desta LT, de comprimento Δz , pode ser modelado como um circuito de elementos concentrados, como se mostra na Figura 2.16(b) [73].

A indutância série L representa a indutância própria dos dois condutores e a capacitância paralela C representa a capacitância entre os dois condutores. A resistência série R representa o efeito da condutividade finita dos dois condutores e a condutância paralela G

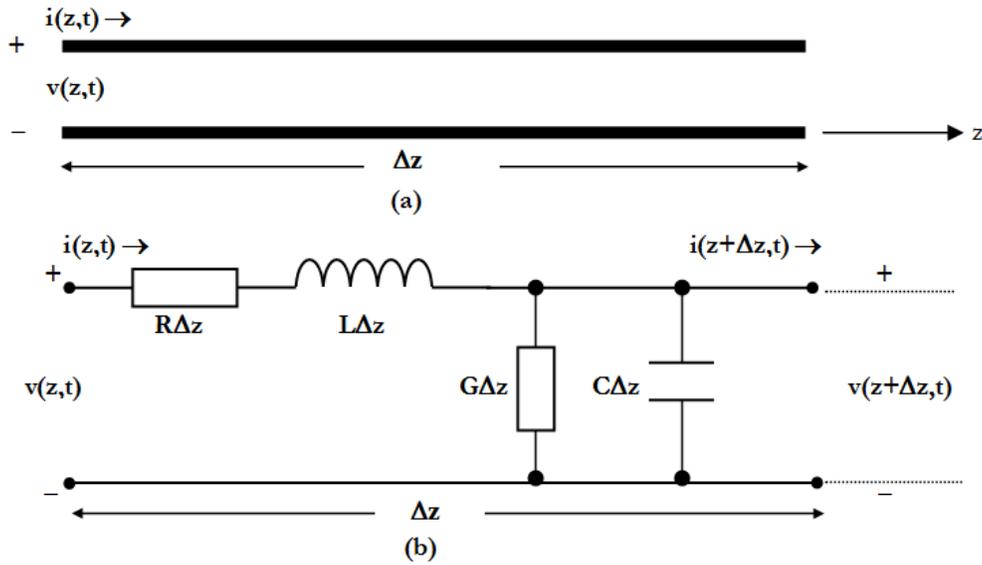


Figura 2.16: Definições de tensão e corrente e circuito equivalente de um trecho incremental de linha de transmissão. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito equivalente com elementos concentrados.

representa as perdas dielétricas no material entre os condutores. Assim, os termos R e G representam perdas. Um comprimento finito de linha de transmissão pode ser visto como um cascadeamento de seções da forma da Figura 2.16(b). As correntes e tensões mostradas nesta figura correspondem a valores instantâneos no tempo e no espaço, já que a dimensão da linha implica a existência de um retardo ao longo do circuito devido à velocidade finita do fenômeno de propagação [73].

A partir do circuito da Figura 2.16(b), aplicando a lei de Kirchhoff de tensões pode-se escrever [73]:

$$v(z, t) - R \Delta z i(z, t) - L \Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.97)$$

e aplicando a lei de Kirchhoff de correntes

$$i(z, t) - G \Delta z v(z + \Delta z, t) - C \Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.98)$$

Dividindo-se as equações 2.97 e 2.98 por Δz e tomando o limite para $\Delta z \rightarrow 0$, obtém-se o seguinte par de equações diferenciais parciais, as quais são conhecidas como as equações da linha de transmissão no domínio do tempo ou equação dos telegrafistas [73]:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} - R i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.99)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} - G v(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.100)$$

Para uma situação de estado estacionário senoidal, com fasores de tipo cosseno, a tensão em um trecho infinitesimal de um dos condutores de uma LT com perdas é dada por [73][74]:

$$dV(z) = -(R + j\omega L)I(z)dz \quad (2.101)$$

ou

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) = -ZI(z) \quad (2.102)$$

A corrente que atravessa um trecho de espessura infinitesimal de dielétrico é fornecida por [73][74]:

$$dI(z) = -(G + j\omega C)V(z)dz \quad (2.103)$$

ou

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) = -YV(z) \quad (2.104)$$

onde

$$Z = R + j\omega L \quad (2.105)$$

é a impedância por unidade de comprimento de linha e [75]

$$Y = G + j\omega C \quad (2.106)$$

é a admitância, sendo L , C , R e G , respectivamente, a indutância, a capacitância, a resistência do condutor e a condutância do dielétrico por unidade de comprimento.

2.3.2 Propagação de onda na linha de transmissão

Derivando-se as equações 2.102 e 2.104 em relação a z , podem-se obter as equações de onda para $V(z)$ e $I(z)$ [75]:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \frac{dZ}{dz}I(z) + Z\frac{dI(z)}{dz} \quad (2.107)$$

e

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \frac{dY}{dz} V(z) + Y \frac{dV(z)}{dz} \quad (2.108)$$

Para linhas uniformes, Z e Y não variam com z , logo [75]

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} = Z \frac{dI(z)}{dz} \quad (2.109)$$

ou

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} = ZYV(z) \quad (2.110)$$

e

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = Y \frac{dV(z)}{dz} \quad (2.111)$$

ou

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = ZYI(z) \quad (2.112)$$

Reescrevendo-se as equações 2.110 e 2.112, têm-se

$$\frac{d^2 V(z)}{dz^2} - ZYV(z) = \frac{d^2 V(z)}{dz^2} - \gamma_{lt}^2 V(z) = 0 \quad (2.113)$$

e

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} - ZYI(z) = \frac{d^2 I(z)}{dz^2} - \gamma_{lt}^2 I(z) = 0 \quad (2.114)$$

onde a constante complexa de propagação em função da frequência $\gamma_{lt}(\omega)$ é dada por [73][74]:

$$\gamma_{lt}(\omega) = \alpha_{lt}(\omega) + j\beta_{lt}(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{ZY} \quad (2.115)$$

sendo que a parte real $\alpha_{lt}(\omega)$ representa as perdas e é chamada de constante de atenuação e o termo $\beta_{lt}(\omega)$ é a constante de fase.

Então, a solução da onda caminante da equação 2.113 é do tipo [73]

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma_{lt}z} + V_0^- e^{\gamma_{lt}z} \quad (2.116)$$

enquanto para a equação 2.114, tem-se

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma_{lt}z} + I_0^- e^{\gamma_{lt}z} \quad (2.117)$$

ou

$$I(z) = \frac{1}{Z} \frac{dV}{dz} = \frac{\gamma_{lt}}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma_{lt}z} - V_0^- e^{\gamma_{lt}z}] \quad (2.118)$$

onde o termo $e^{-\gamma_{lt}z}$ representa a propagação de onda no sentido $+z$, e o termo $e^{\gamma_{lt}z}$ representa a propagação de onda no sentido $-z$ [73].

2.3.3 Impedância característica

A impedância característica de uma linha de transmissão é a razão entre a tensão e a corrente obtida num determinado plano z , isto é [73]:

$$Z_o(\omega) = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.119)$$

Para linhas uniformes, a impedância característica não varia ao longo do seu comprimento. Se houver perdas, a impedância é complexa, com valor fornecido pela equação 2.119.

Para uma LT sem perdas, tem-se $R = G = 0$, o que leva a [73]-[75]

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.120)$$

a constante de atenuação é

$$\alpha_{lt} = 0 \quad (2.121)$$

a constante de propagação é

$$\gamma_{lt} = j\beta_{lt} = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.122)$$

a velocidade de fase é

$$v_f = \frac{\omega}{\beta_{lt}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.123)$$

e o comprimento de onda é

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta_{lt}} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{f\sqrt{LC}} \quad (2.124)$$

2.3.4 Linha com terminação

A Figura 2.17 mostra uma linha de transmissão com impedância característica Z_o , terminada por uma impedância de carga Z_L . A equação de uma LT fornece como solução geral um par de ondas de tensão ou corrente, propagando-se ao longo da linha em sentidos contrários. Assume-se que a onda incidente é da forma $V_0^+ e^{-\gamma u z}$ e que é gerada em uma fonte colocada em $z < 0$. [73]

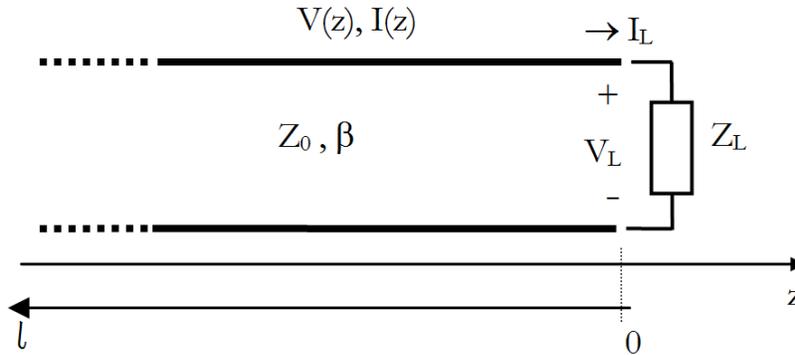


Figura 2.17: Linha de transmissão terminada por uma impedância de carga Z_L .

A razão entre tensão e corrente para a onda propagante é a impedância característica Z_o . Entretanto, quando a linha está terminada em uma impedância arbitrária $Z_L \neq Z_o$, a razão de tensão e corrente na carga deve ser Z_L . Assim, uma onda de amplitude apropriada deve ser refletida a partir deste ponto para satisfazer esta última condição.

A tensão total na linha, de acordo com a equação 2.116, é a soma de duas ondas, que, neste caso, são as ondas incidente e refletida [73]:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma u z} + V_0^- e^{\gamma u z} \quad (2.125)$$

Similarmente, a corrente total na linha, de acordo com a equação 2.117 deve ser

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_o} e^{-\gamma u z} - \frac{V_0^-}{Z_o} e^{\gamma u z} \quad (2.126)$$

A tensão total e a corrente total no ponto onde está localizada a carga ($z = 0$) estão relacionadas pela própria impedância de carga. Assim, devemos ter em $z = 0$ [73]:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_o \quad (2.127)$$

Resolvendo para V_0^- fica:

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} V_0^+ \quad (2.128)$$

Este valor representa a amplitude da tensão da onda refletida que deverá existir para cumprir com a condição na carga, i.e., em $z = 0$. Normalizando esta amplitude em relação à amplitude da onda incidente, obtém-se o coeficiente de reflexão de tensão Γ , dado por [73]:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.129)$$

Este coeficiente Γ é complexo quando a carga Z_L é complexa. Assim, $V_0^- = \Gamma V_0^+$ e a tensão total e a corrente total na linha podem ser escritas como [73]:

$$V(z) = V_0^+ [e^{-\gamma u z} + \Gamma e^{\gamma u z}] \quad (2.130)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_o} [e^{-\gamma u z} - \Gamma e^{\gamma u z}] \quad (2.131)$$

O coeficiente de reflexão definido pela equação 2.129 é determinado na posição da carga ($l = 0$), porém, esta quantidade pode ser generalizada para qualquer ponto l da linha, como segue.

Da equação 2.116 com $z = -l$, a razão da componente refletida à componente incidente é [73]:

$$\Gamma(l) = \frac{V_0^- e^{-\gamma u l}}{V_0^+ e^{\gamma u l}} = \Gamma(0) e^{-2\gamma u l} \quad (2.132)$$

onde $\Gamma(0)$ é o coeficiente de reflexão de tensão em $z = 0$, como visto na equação 2.129.

2.3.5 Impedância de entrada

A potência real que flui na linha é constante, porém a amplitude da tensão, para uma linha descasada, é oscilatória ao longo da linha. Isto significa que a impedância que se observa em cada ponto da linha deve variar com a posição. Em uma distância $l = -z$ desde a carga, a impedância de entrada observada na direção da carga é [73]:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ [e^{-\gamma u l} + \Gamma e^{\gamma u l}]}{V_0^+ [e^{-\gamma u l} - \Gamma e^{\gamma u l}]} Z_o = \frac{1 + \Gamma e^{-2\gamma u l}}{1 - \Gamma e^{-2\gamma u l}} Z_o \quad (2.133)$$

Substituindo-se a equação 2.132 na equação 2.133 e levando-se em consideração a equação 2.129, tem-se [75]:

$$Z_{in} = Z_o \frac{1 + \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} e^{-2\gamma_{it}l}}{1 - \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} e^{-2\gamma_{it}l}} = Z_o \frac{Z_L + Z_o \tanh \gamma_{it}l}{Z_o + Z_L \tanh \gamma_{it}l} \quad (2.134)$$

Esta equação permite determinar a impedância de entrada de um trecho de linha de transmissão de impedância característica Z_o e terminada em uma impedância de carga arbitrária Z_L . Em outras palavras, é a impedância equivalente à impedância de carga mais o trecho de linha com comprimento l .

Por fim, se não existirem perdas na linha de transmissão, então a constante de atenuação $\alpha_{it} = 0$, $\tanh \gamma_{it}l = j \tan \beta_{it}l$ e [73][75]

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan \beta_{it}l}{Z_o + jZ_L \tan \beta_{it}l} \quad (2.135)$$

Sendo assim, a equação 2.135 foi utilizada para se encontrar a impedância do circuito equivalente total da montagem, conforme pode se verificar no Capítulo 3 e no Apêndice A deste trabalho.

Capítulo 3

Medição de impedância e extração de parâmetros do SOA

Na primeira parte deste capítulo apresentam-se os resultados experimentais da medição de impedância de três SOAs comerciais. Para que eles fossem testados em uma ampla faixa de frequências, as medições foram realizadas com dois equipamentos e em dois laboratórios da FEEC - Unicamp. Primeiramente, para frequências de 300 kHz até 1 GHz utilizou-se um analisador de redes da Hewlett Packard modelo 8714ET, disponível no LAPCOM. Depois, as medições de 1 GHz até 20 GHz foram feitas no Laboratório Rui Fragassi Souza, utilizando-se o *Vector Network Analyzer* modelo 37369 da Wiltron. Ainda, as medições foram divididas em três partes, com 1600 pontos cada, sendo elas: de 300 kHz a 1 GHz, de 1 GHz a 10 GHz e de 10 GHz a 20 GHz.

Na segunda parte apresentam-se os passos executados para a obtenção dos parâmetros do SOA e da linha de transmissão em microondas acoplada ao mesmo. Partiu-se do circuito equivalente do SOA mais seu encapsulamento e, depois, passou-se para circuito total, no qual se adicionou o circuito de acoplamento com a linha de transmissão do sinal de microondas e o circuito de alimentação de corrente do SOA [76].

Fundamentando-se nos modelos de circuito equivalente propostos em [53] e [54], criaram-se alguns programas utilizando o software Mathematica para simular o comportamento da impedância do SOA. Com esses programas e variando-se os valores dos elementos capacitivos, indutivos e resistivos obtiveram-se as respostas teóricas de impedância para cada SOA. Assim, neste processo iterativo, procurou-se o comportamento teórico mais próximo da realidade para cada SOA estudado, através de suas comparações com os resultados obtidos experimentalmente.

3.1 Montagem experimental

Para viabilizar as medições de impedância nos SOAs, o prof. Evandro Conforti construiu uma montagem experimental como ilustrado na Figura 3.1.

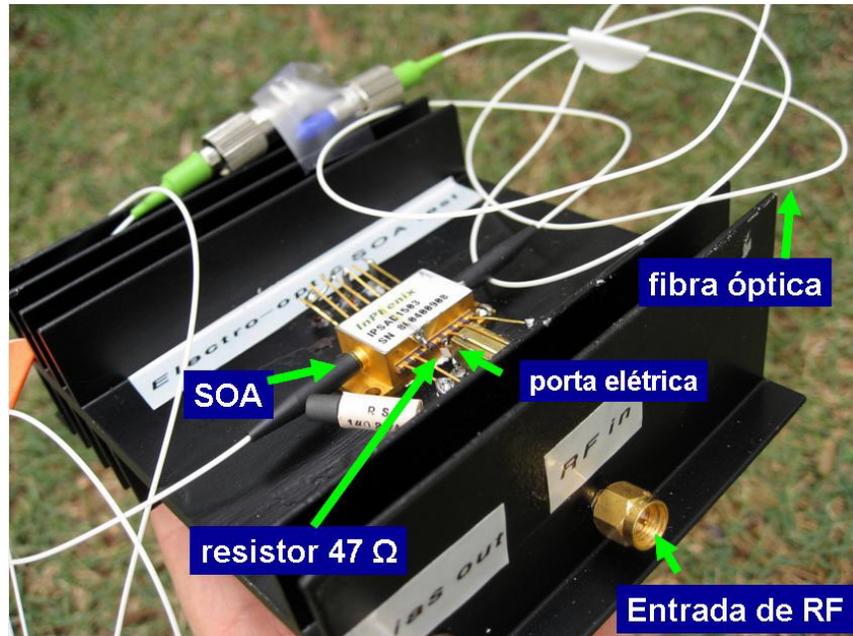


Figura 3.1: Foto da montagem experimental do SOA usada nos experimentos.

Esta montagem consiste em um dissipador de calor que serve como plano de terra e, também, como uma base sobre o qual o encapsulamento metálico do SOA está montado. Ela possui uma entrada de polarização elétrica e uma entrada de rádio frequência (RF) que foi usada para o teste da impedância. Essa entrada de RF é acoplada ao SOA através de um resistor de 47Ω e um cabo coaxial semi-rígido. A parte óptica é composta por dois cordões de fibra óptica acoplados ao encapsulamento do SOA.

A Figura 3.2(a) apresenta uma foto ampliada do interior do encapsulamento do SOA, onde se observa os pontos de entrada e saída da luz do laser através dos cilindro de fixação da fibra óptica, a porta elétrica de RF com suas ligações formando as indutâncias e capacitâncias parasitas. Ao lado, a Figura 3.2(b) mostra uma foto ainda mais ampliada do SOA, na qual se pode ver o caminho da luz do laser e os pólos positivo e negativo onde a corrente de polarização e o degrau de corrente são injetados para chavear o SOA.

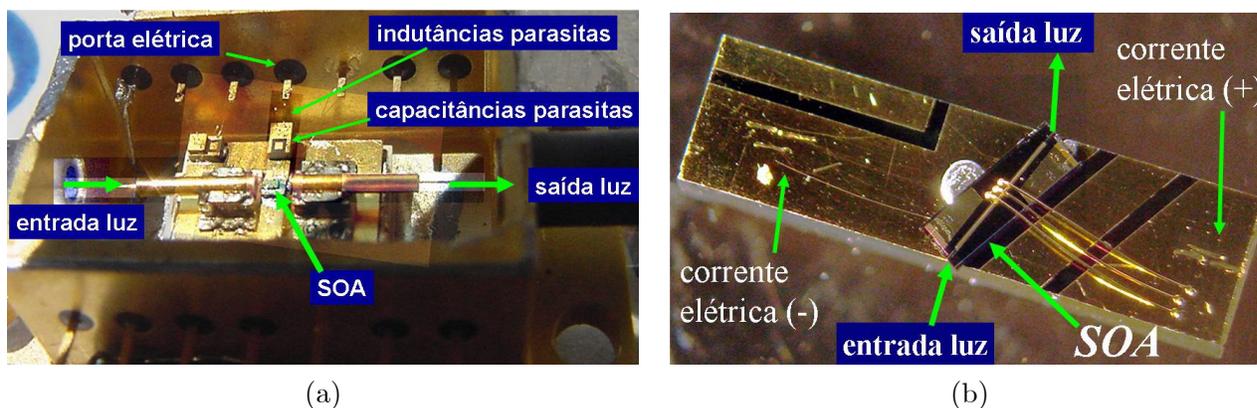


Figura 3.2: Foto de um SOA com encapsulamento (a) e sem encapsulamento (b).

3.2 Bancada de testes

A bancada de testes utilizada para as medições de impedância é mostrada na Figura 3.3.

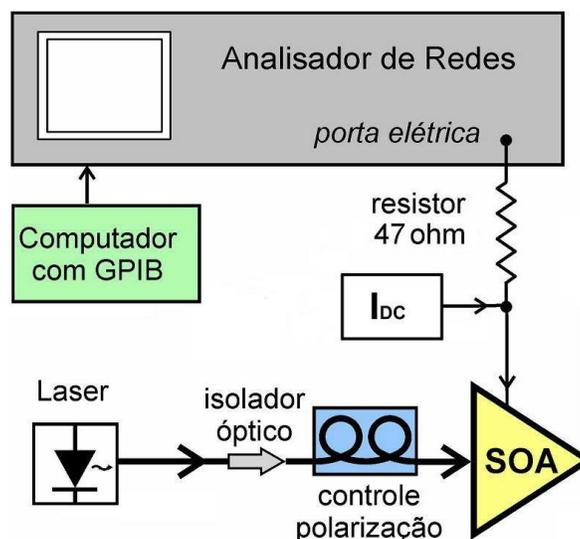


Figura 3.3: Diagrama da montagem experimental, mostrando os instrumentos e componentes utilizados na medição de impedância.

Como fonte de luz utilizou-se um laser sintonizável da Santec, modelo TSL 210. O sinal desse laser passa por um isolador óptico e pelo controlador de polarização da luz antes de entrar no SOA. O bloco I_{DC} representa o controle de polarização elétrica do SOA e o resistor de 47Ω , além de limitar a corrente na entrada do SOA, faz o casamento de impedância entre o Analisador de Redes e o SOA. Por fim, um computador com um programa que controla o Analisador de Redes através da interface GPIB, armazena as medidas coletadas pelo mesmo.

As medições de impedância foram feitas considerando diversas situações, sejam elas: com e sem polarização elétrica; com e sem curto-circuito na entrada do SOA e para três dispositivos de fabricantes diferentes. Os SOAs utilizados nas medições de impedância foram: SOA modelo NL-OEC-1550 da CIP - Inglaterra (SOA-CIP); SOA modelo HSOA2000014333 da ETEK - EUA(SOA_ETEK) e SOA modelo IPSAD1503 da InPhenix - EUA(SOA-InPhenix).

3.3 Medição da impedância do SOA

Através dessas medições, conseguiu-se verificar o comportamento da impedância para todo o circuito, ou seja, envolvendo a linha de transmissão e os elementos de acoplamento mais o SOA e seu encapsulamento, conforme já mostrado na Figura 3.1. Também, curto-circuitando-se a entrada do dispositivo SOA é possível isolá-lo das medições juntamente com seu encapsulamento e, portanto, descobrir o comportamento da impedância apenas do circuito de acoplamento com a linha de transmissão. Os resultados das medições apresentados a seguir, mostram a variação da impedância para os três SOAs e para quatro valores de potência de sinal de RF (-5 dB, 0 dB, 5 dB e 10 dB). Também, subdividiram-se as medições em função da polarização elétrica do SOA para valores entre 0 mA e 50 mA.

As medições da impedância para o SOA sem a presença de corrente de polarização foram realizadas para os quatro valores de potência de sinal de RF já mencionados. As Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 apresentam a variação da impedância para os três tipos de SOAs na faixa de 1 MHz a 20 GHz. Nas medições com o circuito completo, o comportamento da impedância para valores de frequência abaixo de 200 MHz mostrou-se muito similar para todos os SOAs. Nas curvas das Figuras 3.4(a), 3.5(a) e 3.6(a) observa-se um alto valor de impedância que decresce até aproximadamente 50Ω , voltando a subir lentamente formando um pico de aproximadamente 100Ω entre 600 e 700 MHz e, na sequência, um vale de aproximadamente 10Ω em 1,5 GHz. A partir de 2 GHz, a impedância tem um comportamento oscilatório que demonstra a maior influência da linha de transmissão nesta resposta. Inclusive, pode-se observar na comparação entre essas curvas de impedância, uma maior quantidade de picos e vales para a montagem com o SOA ETEK em relação as outras montagens, haja vista que a linha de transmissão da montagem com o SOA ETEK tem comprimento físico de 7,6 cm, enquanto a montagem com o SOA CIP tem uma linha de transmissão de 5,4 cm e a montagem com o SOA InPhenix tem uma linha de transmissão com 5,55 cm de comprimento.

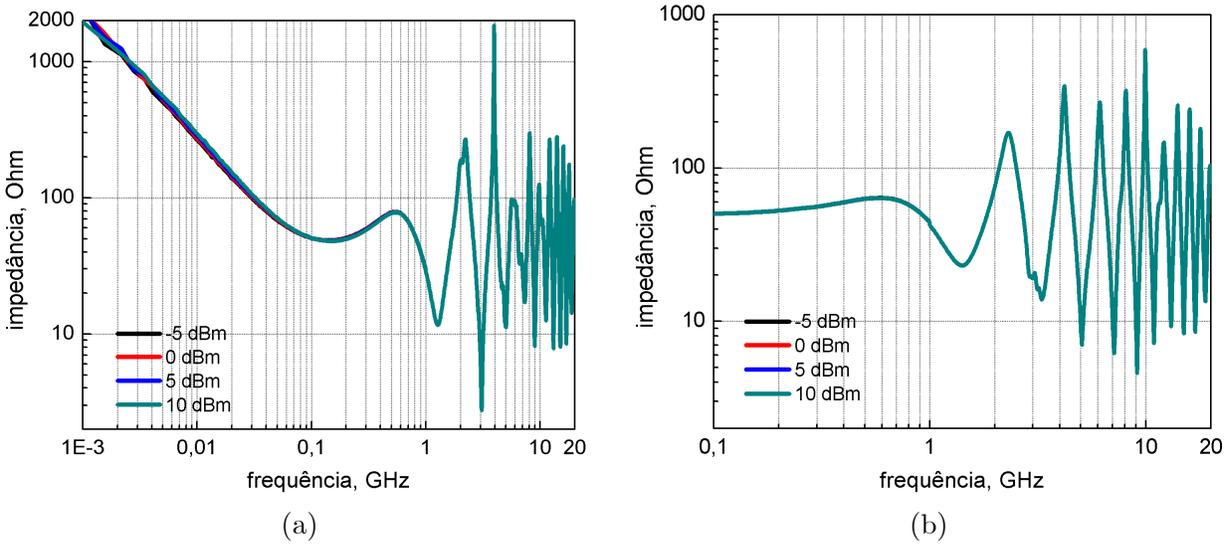


Figura 3.4: Comportamento da impedância do SOA ETEK, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).

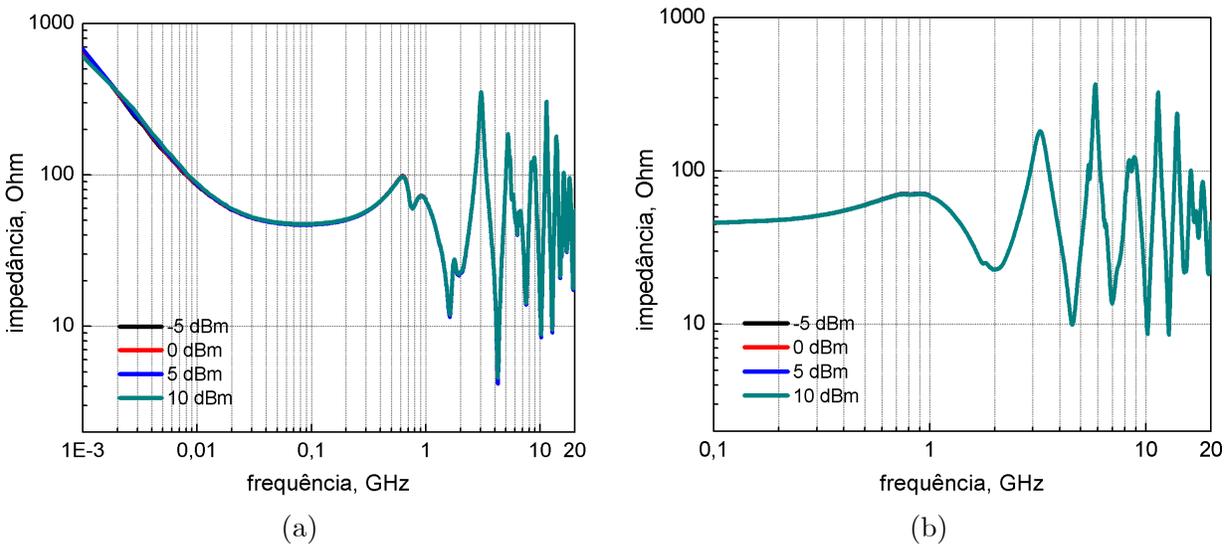


Figura 3.5: Comportamento da impedância do SOA CIP, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).

Nas medições com o curto-circuito na entrada de sinal elétrico do SOA, as curvas de resposta de impedância também foram semelhantes para os três SOAs. Conforme está ilustrado nas Figuras 3.4(b), 3.5(b) e 3.6(b), para baixas frequências, ao contrário das respostas para o circuito completo, o valor da impedância permanece estável em torno de 50Ω até aproximadamente 1 GHz. A partir desta frequência aparecem as oscilações devido a influência da linha de transmissão, assim como visto nas respostas com a montagem completa.

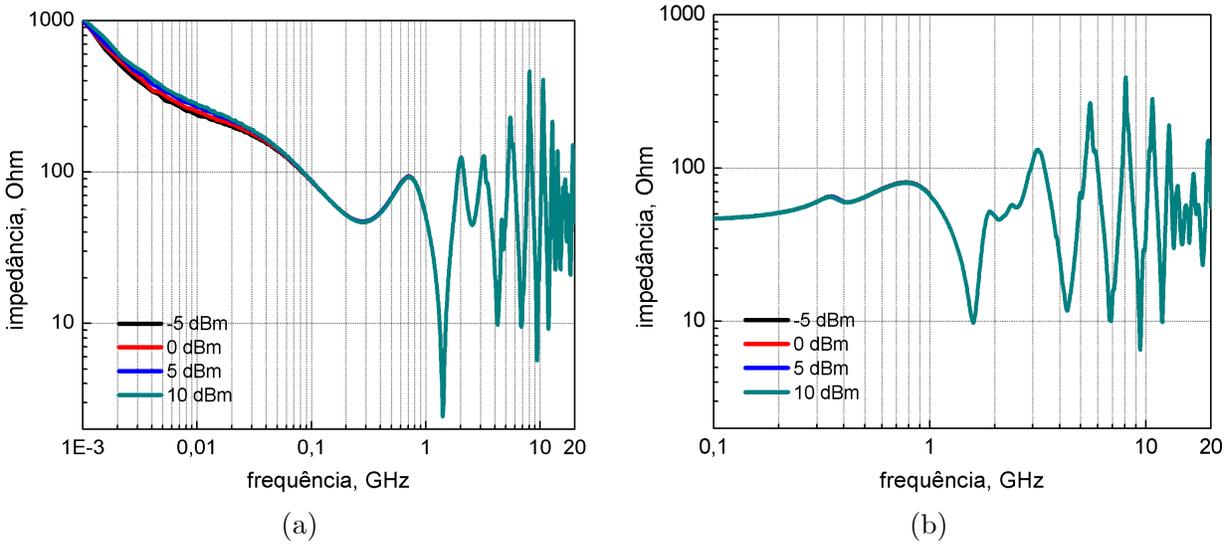


Figura 3.6: Comportamento da impedância do SOA InPhenix, não polarizado, para montagem completa (a) e apenas para o circuito de acoplamento com a LT(b).

As medições da impedância para o SOA polarizado foram realizadas para os mesmos valores de potência de sinal de RF do caso não polarizado, porém, variou-se a corrente de polarização para 10 mA, 20 mA, 30 mA, 40 mA e 50 mA. A única diferença entre as respostas de impedância com e sem polarização, se dá em relação ao valor constante de aproximadamente 50Ω para o caso polarizado (desde 10 mA até 50 mA) e ao alto valor da resposta sem a presença da polarização elétrica para frequências de 300 kHz a 100 MHz. Como descrito em [53] e [54], este comportamento da resposta de impedância do SOA se deve ao efeito “diodo semiconductor” do SOA, semelhante a um diodo com polarização reversa, o qual possui uma alta impedância, ou um com polarização direta, com uma baixa impedância. A partir da frequência de 100 MHz, verifica-se que as respostas para o SOA polarizado e não polarizado são extremamente aproximadas, ou seja, a impedância é independente da polarização elétrica do dispositivo. O mesmo comportamento da impedância do SOA, polarizado com diversos valores de intensidade de corrente, foi verificado experimentalmente em outros trabalhos [77]-[79].

De posse das curvas experimentais que descrevem o comportamento da impedância da montagem do SOA e da impedância da linha de transmissão com o circuito de acoplamento, foi possível passar para outra etapa da tese. Nesta etapa, encontraram-se os circuitos equivalentes do SOA encapsulado, da linha de transmissão acoplada ao SOA e, seus respectivos parâmetros.

3.4 Circuito equivalente do SOA

Muitos amplificadores ópticos estão baseados no fenômeno da emissão estimulada, o mesmo mecanismo que está presente nos lasers. Em particular, um amplificador óptico a semiconductor de ondas caminchantes pode ser aproximado por um laser sem realimentação [47]. O SOA é construído como um laser semiconductor com a refletividade de seus espelhos de face extremamente reduzida. Devido a essa semelhança com o laser, os estudos desenvolvidos foram baseados em um modelo de circuito de microondas para laser semiconductor desenvolvido por Tucker e Pope [53]. Neste modelo, como visualizado na Figura 3.7, além das ressonâncias eletro-ópticas provocadas por elementos resistivos, indutivos e capacitivos do *chip*, a impedância do SOA também é influenciada por elementos parasitas presentes no encapsulamento.

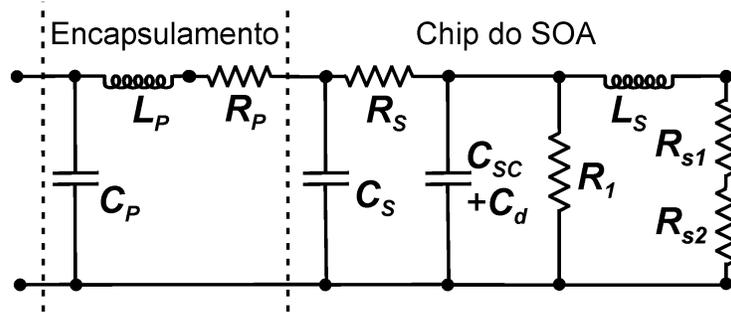


Figura 3.7: Circuito equivalente do SOA com encapsulamento. Redesenhado de [53].

Tomando como base o circuito da Figura 3.7, fez-se a associação em série e paralelo dos elementos resistivos, indutivos e capacitivos do circuito equivalente, seguindo esta ordem:

$$Z_1 = R_{s1} + R_{s2} + sL_s \quad (3.1)$$

$$Y_2 = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{Z_1} + sC_d + sC_{sc} \quad (3.2)$$

$$Z_3 = R_s + \frac{1}{Y_2} \quad (3.3)$$

$$Y_4 = sC_s + \frac{1}{Z_3} \quad (3.4)$$

$$Z_5 = \frac{1}{Y_4} + sL_p + R_p \quad (3.5)$$

$$Y_6 = sC_p + \frac{1}{Z_5} \quad (3.6)$$

$$Z_{soa} = \frac{1}{Y_6} \quad (3.7)$$

Então, chegou-se ao equacionamento de Z_{soa} , que é impedância do SOA encapsulado,

$$Z_{soa} = \frac{1}{sC_p + \frac{1}{R_p + sL_p + \frac{1}{sC_s + \frac{1}{R_s + \frac{1}{\frac{1}{R_1} + sC_{sc} + sC_d + \frac{1}{R_{s1} + R_{s2} + sL_s}}}}}}}} \quad (3.8)$$

Substituiu-se s por $j\omega$ e utilizou-se o software Mathematica para simplificar e separar a equação 3.8 em parte real e imaginária e, também, encontrar o módulo de Z_{soa} . A equação resultante é muito grande e não será apresentada aqui, podendo ser consultada no Apêndice A.

3.5 Circuito equivalente do SOA completo

Adicionando-se ao circuito equivalente do SOA os elementos que representam o circuito de acoplamento com a linha de transmissão e após exaustivas tentativas, procurando um modelo cujas curvas simuladas mais se assemelhassem às experimentais, mostradas anteriormente, encontrou-se o circuito equivalente total da montagem, apresentado na Figura 3.8.

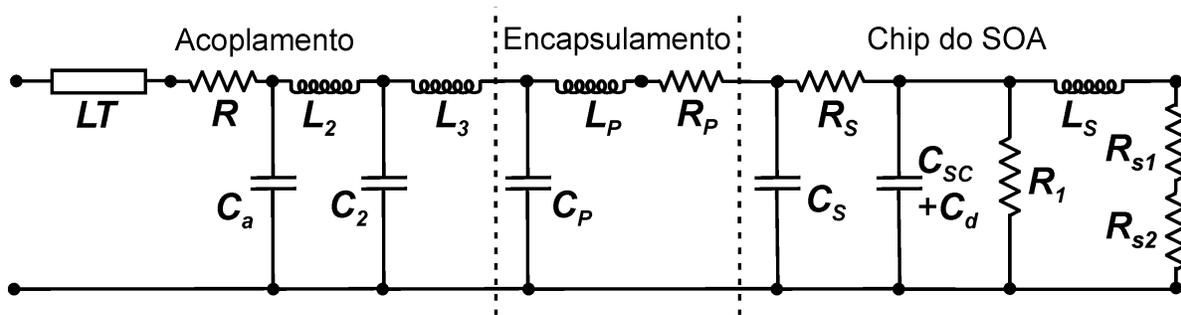


Figura 3.8: Circuito equivalente do SOA encapsulado mais o acoplamento e a linha de transmissão LT.

É importante mencionar, que o programa desenvolvido no Mathematica para encontrar a equação da impedância do circuito da Figura 3.8, calculava por horas sem que se tivesse uma resposta. De fato, as rotinas de simplificação do Mathematica tentam várias transformações antes de apresentarem a resposta mais simples, tomando por completo o processamento do computador. Evidenciado o problema, era necessário mudar o método de associação de elementos para que o Mathematica pudesse responder mais fácil e rapidamente. Nesta situação, decidiu-se utilizar o método de matriz de transmissão.

3.5.1 Matriz de transmissão

No estudo de circuitos é bastante comum existir um acoplamento entre uma fonte, colocada em um par de terminais, e uma carga, num outro par de terminais, muitas vezes ligados por uma estrutura complexa, como por exemplo, no estudo de filtros e de linhas de transmissão. Essas estruturas, genericamente chamadas de quadripolos, podem ser modeladas matricialmente, facilitando o estudo de seu comportamento para diferentes cargas. A Figura 3.9 ilustra a configuração e os elementos de uma matriz de transmissão.

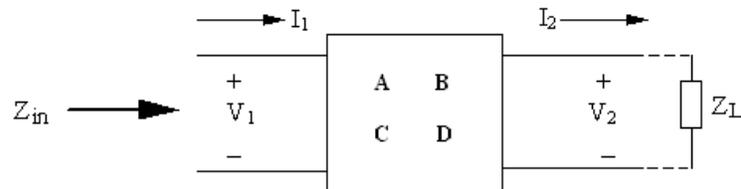


Figura 3.9: Matriz de Transmissão ou Matriz ABCD.

Então, utilizando esse método, considerou-se a impedância do SOA encapsulado (Z_{soa}) como carga Z_L da matriz e cada elemento do circuito de acoplamento do SOA foi representado por uma matriz, sendo:

$$mat_1 = \begin{bmatrix} 1 & R \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$mat_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_a & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$mat_3 = \begin{bmatrix} 1 & sL_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$mat_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ sC_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$mat_5 = \begin{bmatrix} 1 & sL_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Utilizando a propriedade da associação em cascata, no qual a matriz de transmissão da associação em cascata de dois quadripolos é igual ao produto de suas matrizes de transmissão, tem-se que:

$$M_{total} = mat_1 \cdot mat_2 \cdot mat_3 \cdot mat_4 \cdot mat_5 \quad (3.14)$$

Resultando, em formato de matriz,

$$M_{total} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Assim, tem-se como impedância de entrada Z_{in} , tensão de entrada V_1 , corrente de entrada I_1 , tensão e corrente na carga Z_L , V_2 e I_2 , respectivamente.

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (3.16)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (3.17)$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} \quad (3.18)$$

Considerando Z_{soa} como a carga Z_L da matriz, tem-se:

$$Z_{soa} = Z_L = \frac{V_2}{I_2} \quad (3.19)$$

Multiplicando o numerador e o denominador da equação 3.18 por $\frac{1}{I_2}$,

$$Z_{in} = \frac{\frac{AV_2}{I_2} + B}{\frac{CV_2}{I_2} + D} \quad (3.20)$$

Então, substituindo $\frac{V_2}{I_2}$ por Z_{soa} na equação 3.20 encontra-se a impedância do SOA encapsulado mais o circuito de acoplamento.

$$Z_{in} = \frac{AZ_{soa} + B}{CZ_{soa} + D} \quad (3.21)$$

Para se obter a impedância do circuito equivalente total da montagem Z_{inT} , considera-se Z_{in} como uma carga vista pela LT representada pelo cabo coaxial, observando a equação 2.135. Portanto, tem-se:

$$Z_{inT} = Z_o \frac{Z_{in} + jZ_o \tan \beta_{lt} l}{Z_o + jZ_{in} \tan \beta_{lt} l} \quad (3.22)$$

Novamente, utilizou-se o software Mathematica para simplificar e separar a equação 3.22 em parte real e imaginária e, também, encontrar o módulo da impedância total da montagem. Esta equação também é muito grande e não será apresentada aqui, podendo ser consultada no Apêndice A.

O circuito equivalente total da montagem do SOA foi usado em conjunto com as respostas experimentais na comparação teórico-experimental, relatada a seguir.

3.6 Comparação teórico-experimental

Tendo as curvas experimentais e os equacionamentos dos circuitos equivalentes abordados neste capítulo já desenvolvidos no Mathematica, passou-se à comparação dessas curvas experimentais com as curvas simuladas. O processo é repetitivo e envolve, além da variação dos valores dos parâmetros do SOA, a modificação dos circuitos equivalentes. É importante mencionar que várias configurações de circuitos foram testadas e aquelas apresentadas aqui são as que possibilitaram a resposta teórica mais aproximada da resposta experimental.

A Figura 3.10 mostra a interface de um programa desenvolvido no Mathematica, o qual permite controlar dinamicamente os valores dos parâmetros do circuito equivalente. Para isto, movem-se as barras deslizantes à esquerda da figura e observa-se a influência de cada um deles através das mudanças na curva de resposta teórica de impedância. Os elementos que não influenciavam na resposta teórica de impedância foram omitidos deste programa. Nesta figura, a curva em azul corresponde à resposta experimental de impedância para um determinado SOA e a curva em vermelho é a resposta teórica aos valores dos elementos do circuito equivalente.

A Figura 3.11 mostra a comparação teórico-experimental da impedância do SOA da CIP, modelo NL-OEC-1550. A Figura 3.12 mostra a comparação teórico-experimental da impedância do SOA da ETEK, modelo HSOA2000014333. A Figura 3.13 mostra a comparação teórico-experimental da impedância do SOA da InPhenix, modelo IPSAD1503.

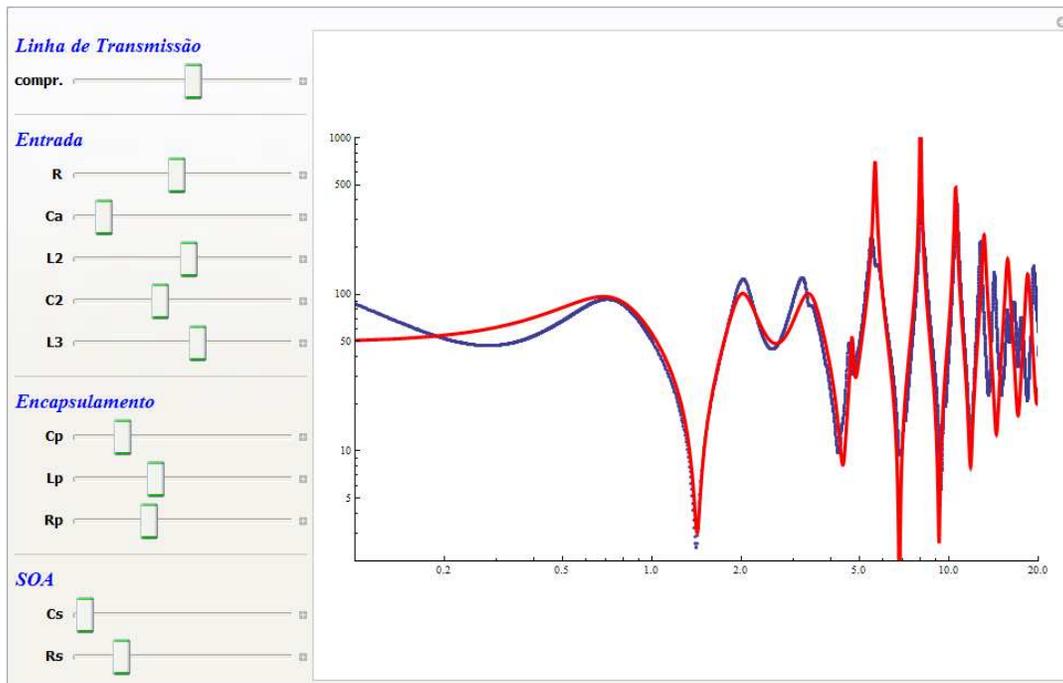


Figura 3.10: Interface construída no Mathematica para controle dinâmico dos parâmetros do circuito equivalente do SOA.

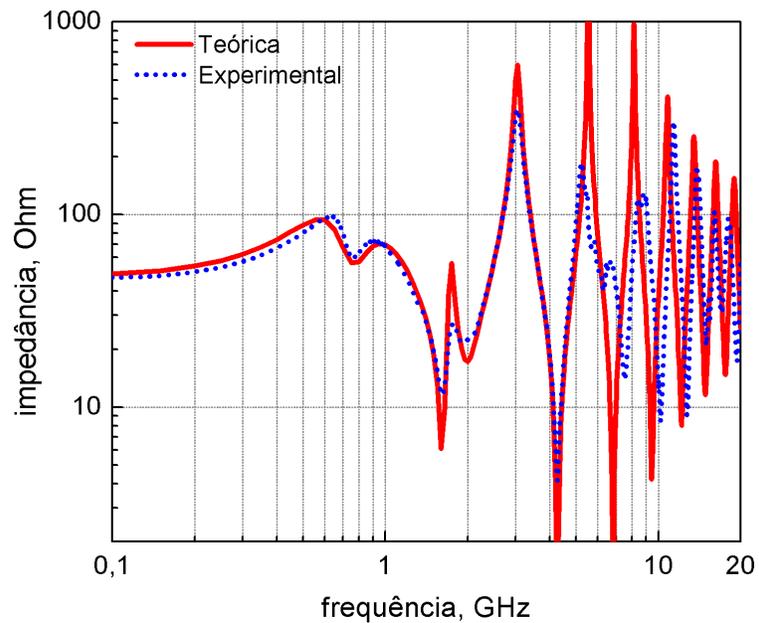


Figura 3.11: Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da CIP.

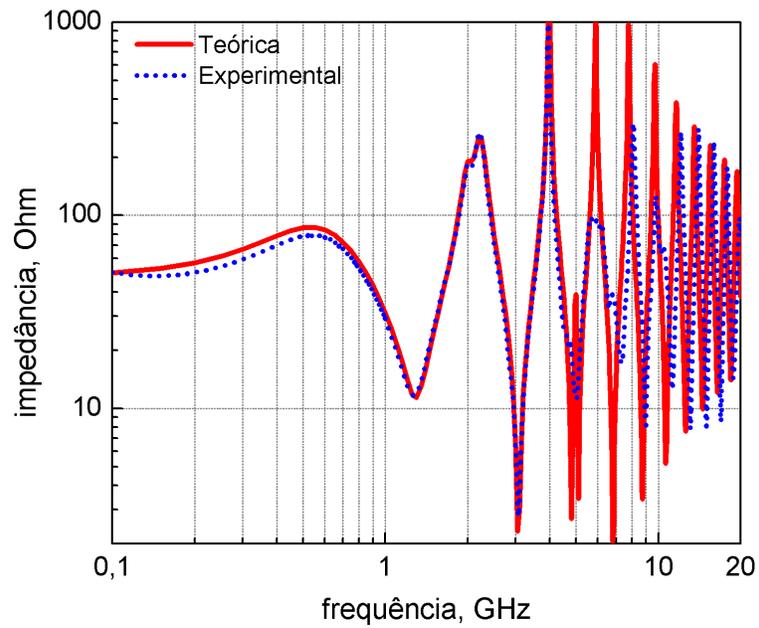


Figura 3.12: Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da ETEK.

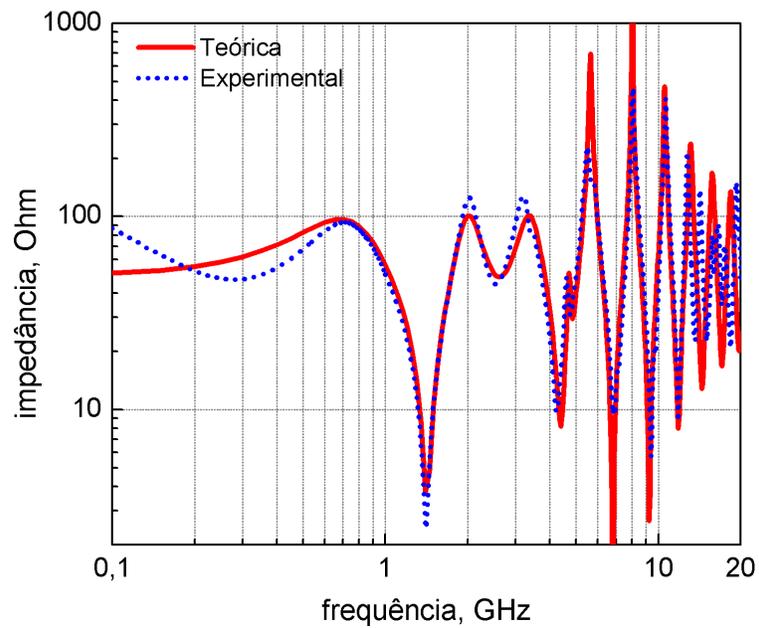


Figura 3.13: Gráfico de comparação entre a curva experimental (azul) e a curva teórica (vermelho) para o SOA da InPhenix.

Após várias tentativas de configurações de circuitos e de valores de parâmetros, devido ao comportamento muito próximo das respostas teóricas e experimentais, os parâmetros resistivos, indutivos e capacitivos utilizados para a obtenção das respostas de impedância mostradas nas Figura 3.11, 3.12 e 3.13 foram extraídos e estão listados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros dos SOAs, extraídos da comparação entre as curvas experimentais e teóricas.

Parâmetro	SOA CIP	SOA Etek	SOA InPhenix
<i>Linha</i>	5,4 cm	7,6 cm	5,55 cm
R	46 Ω	47 Ω	46 Ω
C_a	0,16 pF	0,14 pF	0,2 pF
L_2	5,8 nH	7,8 nH	2,7 nH
C_2	10 pF	1,8 pF	2 pF
L_3	1,3 nH	0,7 nH	2,9 nH
C_p	30 pF	14 pF	1,9 pF
L_p	1,23 nH	0,4 nH	1,0 nH
R_p	0,6 Ω	0,2 Ω	0,5 Ω
C_s	1 pF	1 pF	1 pF
R_s	0,5 Ω	0,5 Ω	0,5 Ω
C_{sc}	200 pF	200 pF	200 pF
C_d	400 pF	400 pF	400 pF
R_1	9 Ω	9 Ω	9 Ω
L_s	0,11 nH	0,11 nH	0,11 nH
R_{s1}	0,45 Ω	0,45 Ω	0,45 Ω
R_{s2}	6 $\mu\Omega$	6 $\mu\Omega$	6 $\mu\Omega$

Esses parâmetros foram usados nos programas de simulação desenvolvidos no Simulink e descritos no Capítulo 5, nos quais o que interessa ver é o efeito causado no SOA por diferentes tipos de sinais de corrente, quando submetidos à entrada de polarização elétrica do SOA.

Capítulo 4

Resultados experimentais

Este capítulo relata os experimentos realizados com o SOA modelo IPSAD1503 da In-Phenix, utilizando a potencialidade dos equipamentos do LAPCOM para gerar diversas configurações de pulsos, alguns se valendo da técnica PISIC já mencionada, e obtendo as respostas ópticas de fundamental importância para a calibração das simulações a serem abordadas no Capítulo 5.

4.1 Montagem experimental e equipamentos

A partir dos estudos iniciais desenvolvidos em [45], observou-se que as velocidades de processamento eletro-óptico estão limitadas pelo tempo de vida finito dos portadores eletrônicos no interior da região ativa do SOA. Ainda, constatou-se que este tempo depende dos níveis de potência óptica e da densidade de portadores, o que motivou as simulações injetando diferentes níveis de intensidade de corrente na região ativa do SOA.

Então, partindo dos resultados teóricos, idealizou-se uma montagem experimental para avaliar a resposta óptica do SOA à modulação de corrente injetada, conforme está ilustrado na Figura 4.1 e na Figura 4.2. Nesta configuração, o laser sintonizável fornece o sinal óptico a ser modulado, o qual passa pelo isolador óptico e pelo controlador de polarização antes de ser injetado no SOA. Na saída do SOA, o sinal óptico modulado passa por outro isolador e vai até a porta óptica do Analisador de Comunicação Digital, onde é amostrado e armazenado. Os isoladores são utilizados para prevenir que possíveis reflexões na conexão entre os dispositivos possam degradar o laser ou o SOA. O polarizador otimiza o ganho do SOA através do controle de polarização óptica do sinal do laser. A parte elétrica da montagem inclui o gerador de pulso (um ou dois geradores, conforme o tipo de sinal a ser experimentado), um combinador de microondas que atua como conversor corrente-tensão para os sinais vindos do gerador de

pulsos e ainda combina esta corrente pulsada com a corrente de polarização do SOA (I_{DC}). A corrente combinada é aplicada na porta elétrica do SOA, onde passa pelos elementos que representam o encapsulamento e *chip* do SOA.



Figura 4.1: Foto da montagem experimental usada para testar diversos tipos de sinais de chaveamento no SOA InPhenix.

A Tabela 4.1 lista as principais especificações dos equipamentos utilizados na montagem experimental.

Tabela 4.1: Lista de equipamentos utilizados nos experimentos.

Equipamentos	Marca/Modelo	Especificações
Laser	Santec TSL - 210V	Sintonizável:1510-1630 nm
Polarizador Óptico	Photonetics 3688-PR15	
Gerador de Pulsos I	Agilent 81134A	2 canais, 7 GHz, $t_s=70$ ps
Gerador de Pulsos II	HP 8131A	500 MHz, $t_s=150$ ps
Isolador Óptico	JDSU	
SOA	InPhenix IPSAD 1503	Convencional
Combinador de Microondas I	HP 11667B	DC – 26,5 GHz
Combinador de Microondas II	Picosecond 2201	DC – 40 GHz
Analizador de Comunicação Digital	HP DCA 83480A	30 GHz ópt. / 40 GHz elétr.
Analizador de Espectro Óptico	Agilent 86146B	600 – 1700 nm
Medidor de Potência Óptica	Anritsu ML9002A	850 / 1300 / 1550 nm
Cordão de Fibra		FC-PC/APC SC-PC/APC
Cabo de Microondas	Huber-Suhner	Até 18 GHz

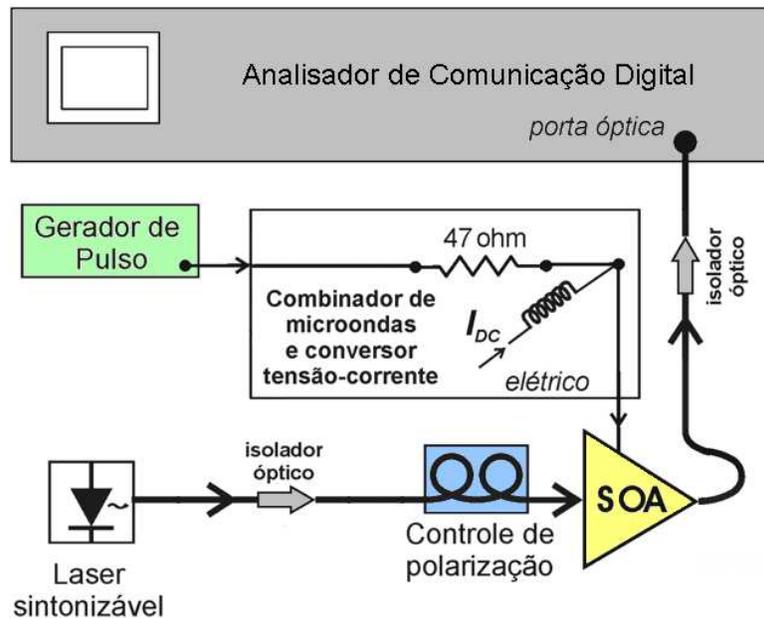


Figura 4.2: Diagrama esquemático da montagem com os instrumentos utilizados nos experimentos com chaveamento do SOA.

4.1.1 Caracterização do SOA

A corrente de polarização para a transparência é o valor a partir do qual o ganho óptico passa a assumir valores positivos, ou seja, é a corrente na qual o ganho se iguala às perdas. Pelo gráfico da Figura 4.3 observa-se que a corrente de polarização para transparência desse SOA é de, aproximadamente, 80 mA.

Na verdade, o valor real da corrente de polarização para transparência é menor do que este valor devido às perdas existentes no dispositivo, já que neste caso a potência do sinal de saída do laser não é a mesma que é injetada no *chip* do SOA [80]. Assim, utilizou-se o SOA polarizado com uma corrente de 75 mA em todos os experimentos.

Na Tabela 4.2 encontram-se os principais parâmetros dos SOA modelo IPSAD1503 da InPhenix.

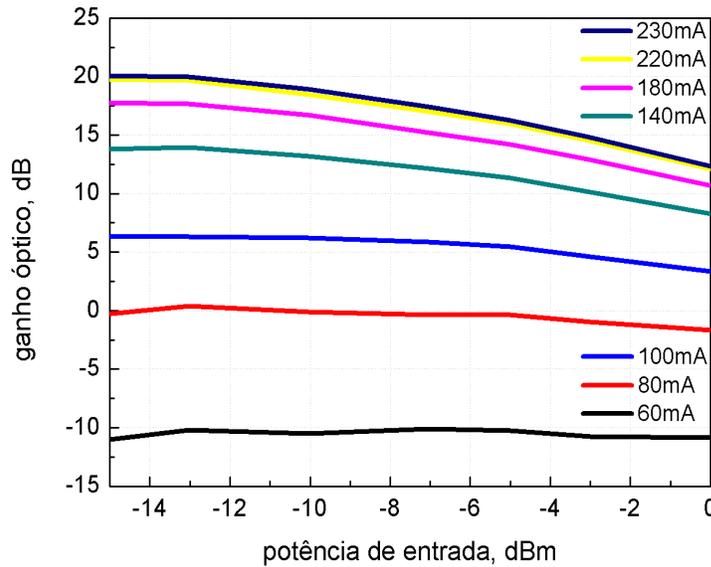


Figura 4.3: Gráfico de ganho óptico versus potência de entrada, mostrando a correntes de polarização do SOA InPhenix.

Tabela 4.2: Lista de parâmetros do SOA da InPhenix modelo IPSAD1503.

Parâmetros	Especificações
Corrente máxima	250 mA
Comprimento de onda de operação	1510-1570 nm
Largura de banda óptica	50 nm
Potência de saturação de saída	3 dBm
Figura de ruído	10,5 dB
Comprimento da cavidade ativa	0,653 mm
Corrente de limiar	75 mA

4.2 Experimentos realizados

Utilizando os dispositivos, recursos e equipamentos descritos no item anterior, alguns experimentos foram realizados no intuito de comprovar os resultados simulados e investigar o comportamento do SOA em resposta à modulação. Estes experimentos consistem na injeção de um rápido degrau de corrente na entrada elétrica do SOA, de modo a ligá-lo (*off-on*) ou desligá-lo (*on-off*). O degrau de corrente é usado para aumentar rapidamente a população de portadores na região ativa, o que faz aumentar a potência óptica de saída, diminuir o tempo

de vida destes portadores e reduzir o tempo de chaveamento do SOA. Assim, os experimentos estão divididos de acordo com o tipo de sinal de modulação injetado no SOA, sejam eles, degrau simples, degrau simples mais pré-impulso e degrau duplo mais pré-impulso. A Figura 4.4 ilustra o formato do sinal de corrente injetado, indicando os tempos de subida, descida, atraso de aplicação e largura dos degraus, sejam eles:

- t_1 - tempo de subida do primeiro degrau;
- t_2 - tempo de subida do segundo degrau;
- t_3 - tempo de subida do pré-impulso;
- t_4 - tempo de descida do pré-impulso;
- W_1 - tempo de atraso entre a aplicação do primeiro degrau e o segundo degrau;
- W_2 - tempo de atraso entre a aplicação do segundo degrau e o pré-impulso;
- W_3 - largura do pré-impulso.

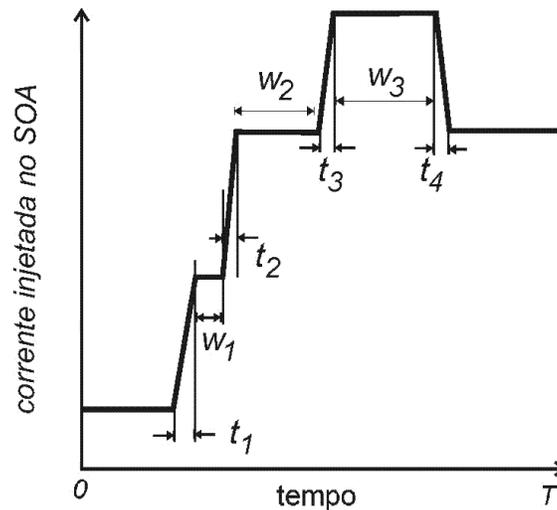


Figura 4.4: Formato do sinal de corrente injetado, ilustrando os tempos de subida, descida, atraso e largura dos degraus.

4.2.1 Degrau simples

O primeiro experimento realizado consistiu da injeção de um degrau de tensão com amplitude variável (0,7 V; 1,4 V; 2,1 V; 2,8 V e 3,5V), convertido para corrente pelo combinador de microondas (14 mA, 28 mA, 42 mA, 56 mA e 70mA) e somado à corrente de polarização, sendo esta fixada em 75 mA. O laser, sintonizado em um comprimento de onda de 1568 nm, produziu um sinal CW de -8dBm, que ao passar pelos cordões de fibra óptica, isolador óptico e pelo polarizador óptico foi atenuado em 2 dB, resultando em um sinal de -10 dBm

na entrada óptica do SOA. A resposta do SOA a estes pulsos pode ser visualizada na Figura 4.5, onde se apresentam a potência óptica de saída em função do tempo para cada degrau, no gráfico (a), e no gráfico (b) a evolução do tempo de subida e da potência óptica de saída em função da amplitude do degrau de tensão aplicado na entrada do SOA. Como previsto, aumentando-se a amplitude do degrau de tensão ocorre um aumento na potência óptica de saída (0,16 para 1,7 mW) acompanhada de um aumento nas oscilações em torno deste valor de potência e uma redução no tempo de subida do pulso óptico (1360 ps para 470 ps).

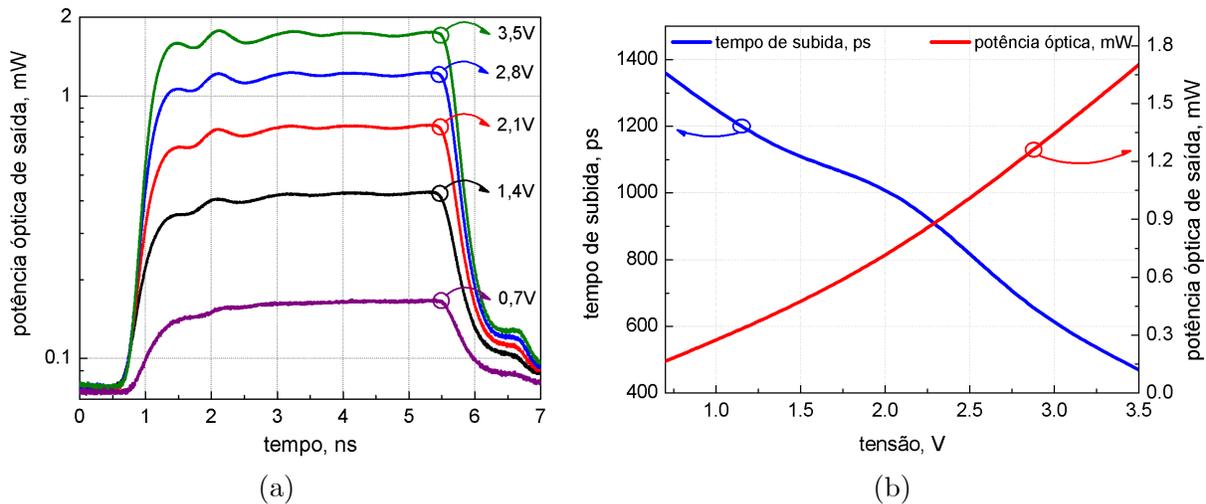


Figura 4.5: Resposta óptica do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a). No gráfico (b), o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e a potência óptica da resposta do SOA.

4.2.2 Degrau simples e pré-impulso com um gerador

O segundo experimento teve o objetivo de comparar as respostas ópticas produzidas por um degrau simples e por um degrau adicionado de um pré-impulso (PISIC) [15]. Nesse sentido, utilizou-se o gerador de pulsos da Agilent modelo 81134A para fornecer ambos os pulsos, sejam eles: degrau de 700 mV de amplitude com 5 ns de duração e pré-impulso de 230 mV com 460 ps de duração. A Figura 4.6 mostra o sinal que realmente chegou à entrada elétrica do SOA, no gráfico (a), um degrau de tensão de 670 mV com 100 ps de tempo de subida e a respectiva resposta óptica, e no gráfico (b), além do degrau mencionado, um pré-impulso de 170 mV com 50 ps de tempo de subida e a resposta óptica.

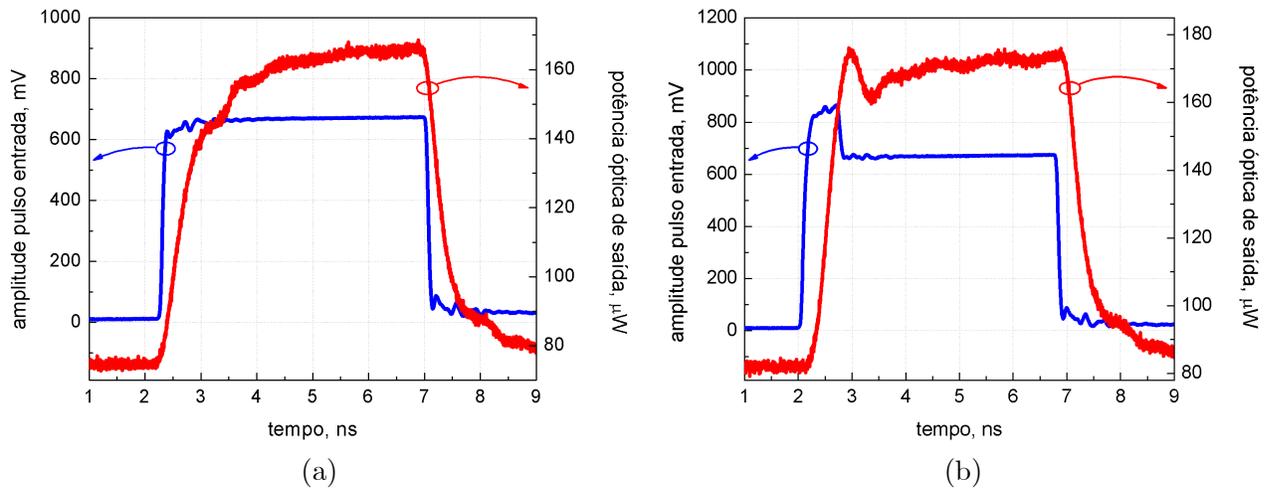


Figura 4.6: Comparação entre os pulsos de entrada e potência óptica de saída para os casos sem pré-impulso (a) e com pré-impulso (b).

A Figura 4.7(a) ilustra comparativamente as respostas ópticas com e sem pré-impulso e o gráfico (b) mostra, em detalhe, o tempo de subida das respostas experimentais, tomado no intervalo de 10% a 90% de seu valor de potência.

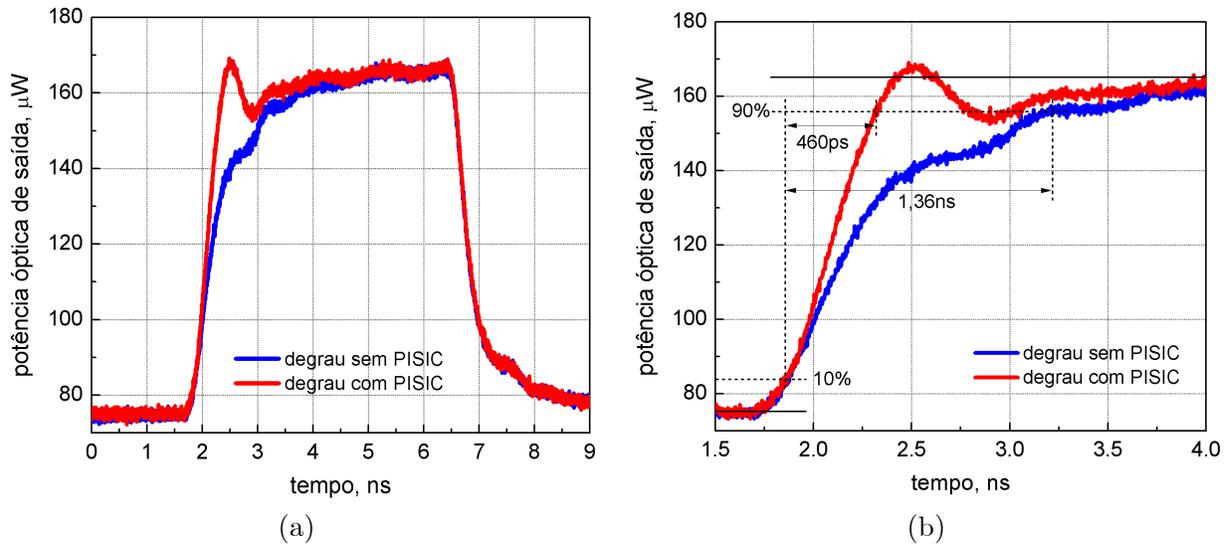


Figura 4.7: Potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (PISIC) (a) e tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 700 mV e pré-impulso de 230 mV.

Por esse gráfico é possível observar a grande diferença entre as respostas com e sem pré-impulso e que o mesmo causa uma redução do tempo de subida de 1,36 ns para 460 ps. Cabe salientar, que apenas foi registrado em gráfico a melhor relação entre pulso de entrada e potência óptica com menor tempo de subida, porém, diversas configurações de pulso foram

experimentadas, valendo-se de variação de amplitude e ou duração do pulso de entrada e, também, deslocando no tempo a injeção do pré-impulso em relação ao degrau simples. Com esse experimento foi possível chegar até uma potência de saída em torno de $160 \mu\text{W}$, no entanto, utilizando um segundo gerador como fonte do degrau simples foi possível aumentar o sinal de entrada, o que fez aumentar a potência óptica do pulso de saída e reduzir o tempo de subida do mesmo.

4.2.3 Degrau simples e pré-impulso com dois geradores

Nesse experimento utilizou-se o gerador de pulsos HP 8131A como fonte do degrau simples e um canal do gerador de pulsos Agilent 81134A como fonte do pré-impulso. Novamente, variou-se a amplitude, a duração e o atraso do pré-impulso em relação ao degrau simples até se encontrar a melhor resposta de potência óptica na saída do SOA. Nessa situação, somando-se os sinais dos geradores, na saída do *splitter*, observou-se um degrau de 2,5 V com 5 ns de duração, sobreposto por um pré-impulso de 0,3 V com duração de 600 ps. A Figura 4.8(a) mostra a resposta óptica do SOA à modulação com o degrau simples e com o degrau mais o pré-impulso.

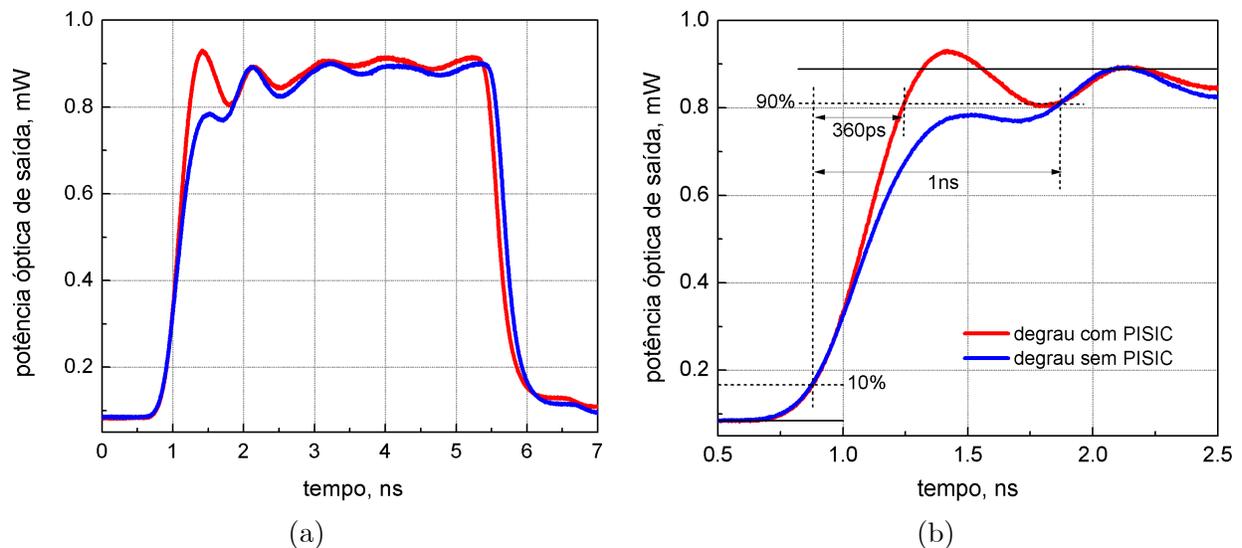


Figura 4.8: Potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (a) e tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 2,5 V e pré-impulso de 300 mV.

A Figura 4.8(b) ilustra a diferença entre o tempo de subida da resposta óptica para ambos os casos. Observando estes gráficos e os anteriores, nota-se um grande aumento na potência óptica de saída em relação ao experimento anterior ($160 \mu\text{W}$ para $900 \mu\text{W}$) por ocasião do aumento da tensão do degrau simples e por conseqüência, do aumento de portadores

injetados no SOA. Observa-se, também, uma redução significativa no tempo de subida da resposta óptica, de 1,36 ns para 1 ns no caso do degrau simples e de 460 ps para 360 ps no caso do degrau simples mais o pré-impulso. O acréscimo de portadores provocado pelo aumento do pré-impulso e do degrau ocasionou a redução do tempo de subida da resposta óptica, penalizada pelo aumento das oscilações da mesma.

4.2.4 Degrau duplo e pré-impulso

Para esse experimento, os geradores foram utilizados de modo que o *setup* proporcionasse um degrau de tensão com a maior amplitude possível, gerando as melhores respostas experimentais da tese, conforme mostra a Figura 4.9.

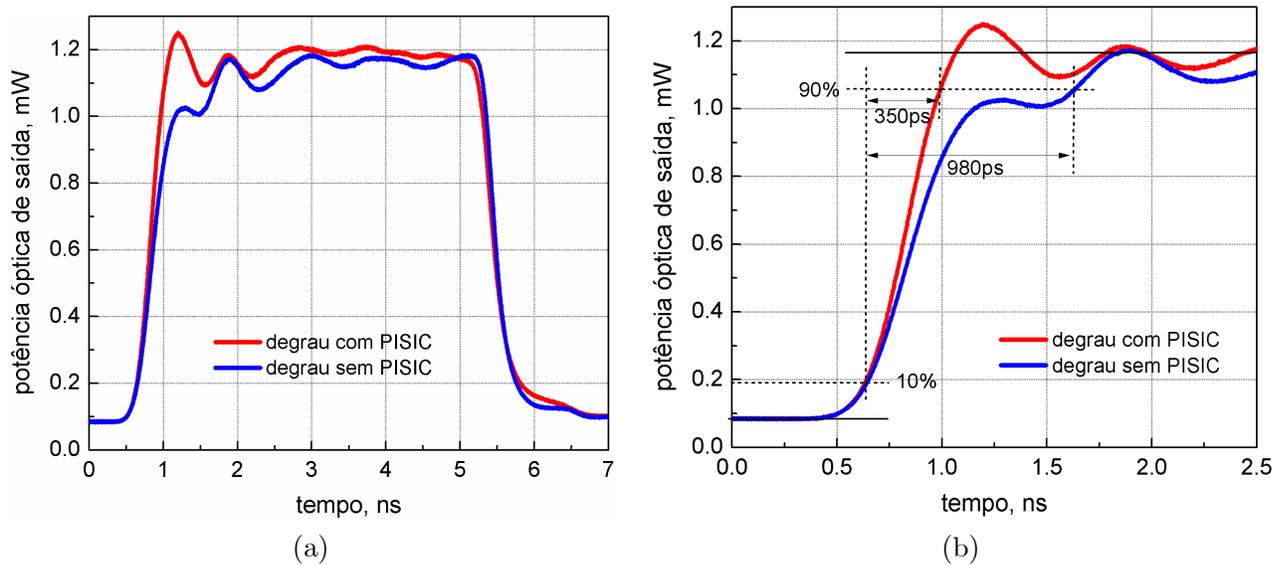


Figura 4.9: Comparação entre a potência óptica de saída para os casos com e sem pré-impulso (a) e detalhe do tempo de subida (b), considerando como sinal de entrada um degrau de 3,0 V e pré-impulso de 350 mV.

Deste modo, utilizou-se o gerador de pulsos HP 8131A como fonte do degrau simples ou primeiro degrau. Dos dois canais do gerador de pulsos Agilent 81134A, um deles foi utilizado para gerar um segundo degrau com a mesma duração do degrau simples (5 ns), formando o degrau duplo e o outro canal foi utilizado como fonte do pré-impulso. Desta vez, variou-se o atraso do segundo degrau em relação ao primeiro e a amplitude, a duração e o atraso do pré-impulso em relação ao segundo degrau até se encontrar a melhor resposta de potência óptica na saída do SOA. Agora, somando-se os sinais dos geradores, na saída do segundo *splitter*, observou-se um pulso de 3,0 V de amplitude e 5 ns de duração, sobreposto por um pré-impulso de 0,35 V com duração de 600 ps. A Figura 4.9 ilustra comparativamente a saída

óptica do SOA excitado pelo degrau duplo com e sem pré-impulso no gráfico (a) e mostra a diferença entre o tempo de subida da resposta óptica para os dois casos no gráfico (b). Como se esperava, aumentando o degrau de tensão (2,5 V para 3 V) somado ao pré-impulso, a potência óptica de saída também aumenta (900 μW para 1150 μW), proporcionando uma diferença de potência óptica entre os níveis considerados ligado (1150 μW) e desligado (80 μW) da chave óptica, ao qual se denomina ganho óptico ou contraste óptico, de quase 12 dB. Também, nota-se uma grande redução no tempo de subida da resposta óptica, de 980 ps no caso do degrau sem pré-impulso para 350 ps no caso do degrau mais o pré-impulso.

Capítulo 5

Simulações do circuito equivalente do SOA

Neste capítulo abordam-se as simulações feitas a partir dos resultados obtidos na extração de parâmetros e suas comparações com os resultados experimentais. Utilizam-se os simuladores para investigar as variações de pulsos de chaveamento no SOA, impossíveis de serem obtidas experimentalmente (no presente momento) e seu comportamento. Assim, simulam-se os efeitos dos elementos que compõem o circuito equivalente do SOA no chaveamento do mesmo em duas partes, na primeira, obtendo-se a resposta elétrica e, na segunda, a resposta óptica. As simulações dos pulsos elétricos de corrente que chegam na região ativa do SOA foram desenvolvidas no Simulink, que é uma ferramenta auxiliar do programa Matlab, neste caso, versão 7.1[81]. Depois, com a resposta elétrica obtida, as simulações da resposta óptica do SOA a esses pulsos elétricos foram desenvolvidas no programa Z-SOA [45].

A calibração da resposta elétrica foi realizada através da comparação da resposta de impedância do circuito equivalente por aproximação da resposta experimental, de onde extraiu-se os valores dos componentes do circuito equivalente calibrados, já apresentados na Tabela 3.1 no Capítulo 3. O ajuste dinâmico dos parâmetros do Z-SOA, necessário para a resposta óptica, será apresentado em detalhes na seção 5.4 deste capítulo.

5.1 O programa Matlab/Simulink

O Simulink é uma ferramenta auxiliar do programa Matlab especialmente desenvolvida para a simulação de processos. Dentre vários blocos, o Simulink possui alguns que permitem fazer simulações com circuitos elétricos. Assim, utilizou-se o circuito equivalente completo da montagem do SOA (Figura 3.8) com os parâmetros extraídos para cada tipo de SOA

mostrado na Tabela 3.1 para desenvolver as simulações. Na Figura 5.1, além dos elementos resistivos, indutivos e capacitivos do circuito, aparecem os blocos "Gerador de sinais", "Linha de transmissão", "Osciloscópio" e "Corrente". O bloco Gerador de sinais é onde se pode construir os pulsos que formarão o sinal de entrada do circuito a ser simulado. O bloco Corrente serve para acoplar o bloco Osciloscópio, o qual funciona como um amperímetro que mede e armazena a corrente que efetivamente chaveia o SOA. O bloco Linha de transmissão (*PI Section Line*) será explicado na sequência.

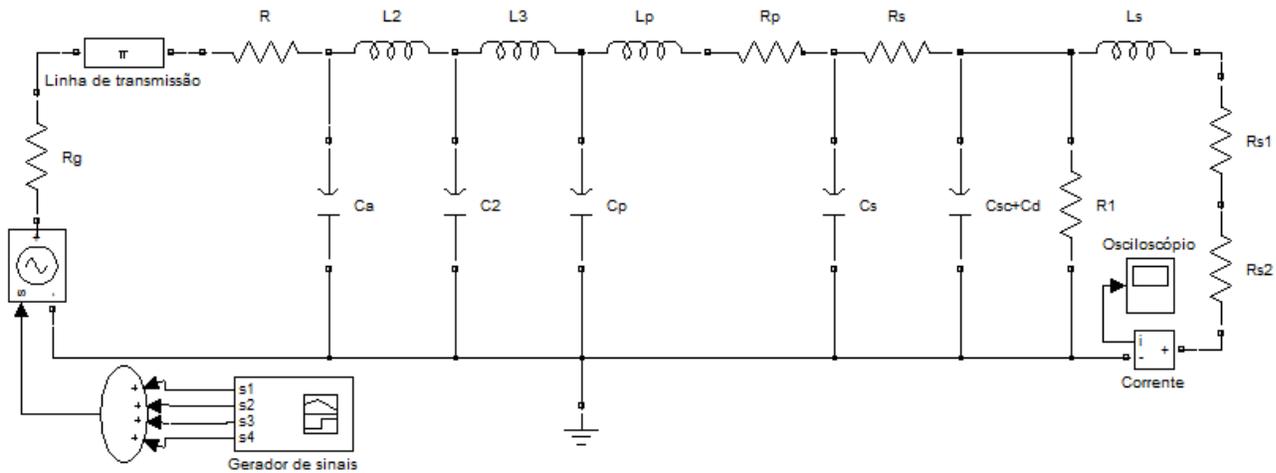


Figura 5.1: Representação dos elementos do circuito equivalente do SOA testados no Simulink.

5.1.1 Bloco Linha de transmissão (*PI Section Line*)

Esse bloco implementa uma linha de transmissão com parâmetros concentrados na configuração PI, considerando que a resistência, a indutância e a capacitância são uniformemente distribuídas ao longo da linha. Uma aproximação do modelo de linha de transmissão por parâmetros distribuídos é obtida cascadeando-se vários circuitos PI idênticos. A quantidade de circuitos PI a ser usada depende da frequência dos sinais que se deseja simular e uma boa aproximação é conseguida observando a equação 5.1 [81].

$$N_{PI} = \frac{f_{\max} 8l}{v} \quad (5.1)$$

como a velocidade de propagação é $v = \frac{1}{\sqrt{LC}}$,

$$N_{PI} = f_{\max} 8l \sqrt{LC} \quad (5.2)$$

onde:

N_{PI} é a quantidade de circuitos PI cascadeados;

f_{\max} é a máxima frequência a ser simulada;

l é comprimento da linha de transmissão;

L é a indutância por unidade de comprimento;

C é a capacitância por unidade de comprimento.

Para $f_{\max} = 20 \times 10^9$ Hz, $l = 5,55 \times 10^{-2}$ m, $L = 2,7 \times 10^{-7}$ H/m e $C = 9,8 \times 10^{-11}$ F/m, obtém-se:

$$N_{PI} \approx 46$$

A linha de transmissão usada na montagem experimental (ver Figura 3.1) é um trecho de cabo coaxial semi-rígido conforme mostra a Figura 5.2, com os condutores externo e interno de cobre isolados por um dielétrico de PTFE (politetrafluoretileno), mais conhecido como teflon. As principais características deste cabo são:

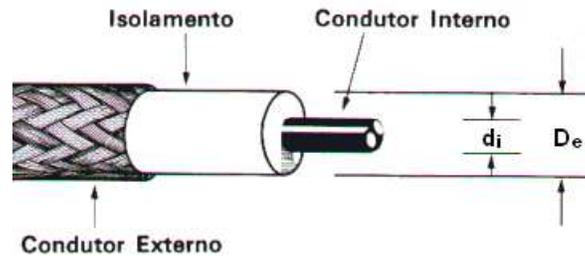


Figura 5.2: Desenho de um cabo coaxial mostrando suas partes constituintes.

Capacitância por unidade de comprimento

A capacitância por unidade de comprimento C_{cc} de um cabo coaxial é dada pela equação 5.3 [72]

$$C_{cc} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{D_e}{d_i}} \quad (5.3)$$

onde:

ϵ_0 é a constante de permissividade do vácuo;

ϵ_r é a permissividade relativa do dielétrico;

D_e é o diâmetro do condutor externo;

d_i é o diâmetro do condutor interno.

Para $\varepsilon_0 = 8,854187817 \times 10^{-12}$ F/m, $\varepsilon_r = 2,4$, $D_e = 3,58 \times 10^{-3}$ m e $d_i = 0,92 \times 10^{-3}$ m, obtém-se:

$$C_{cc} \approx 9,8 \times 10^{-11} \text{ F/m}$$

Indutância por unidade de comprimento

A indutância por unidade de comprimento L_{cc} de um cabo coaxial é dada pela equação 5.4 [72]

$$L_{cc} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D_e}{d_i} \quad (5.4)$$

onde:

μ é a permeabilidade magnética do material do elemento condutor;

μ_0 é a permeabilidade do vácuo.

Para $\mu = \mu_0 = 1,25663706 \times 10^{-6}$ H/m, $D_e = 3,58 \times 10^{-3}$ m e $d_i = 0,92 \times 10^{-3}$ m, obtém-se:

$$L_{cc} \approx 2,7 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

Resistência por unidade de comprimento

A resistência por unidade de comprimento R_{cc} de um cabo coaxial é dada pela equação 5.5 [72]

$$R_{cc} = \frac{1}{\sigma \delta \pi} \left(\frac{1}{d_i} + \frac{1}{D_e} \right) \quad (5.5)$$

onde:

σ é a condutividade elétrica do material do elemento condutor;

δ é a profundidade de penetração.

A profundidade de penetração δ de um cabo coaxial é dada por

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (5.6)$$

Supondo sinais de 1 GHz, para $\sigma = 5,8 \times 10^7$ S/m (cobre), $\mu = \mu_0 = 1,25663706 \times 10^{-6}$ H/m, $D_e = 3,58 \times 10^{-3}$ m e $d_i = 0,92 \times 10^{-3}$ m, obtém-se:

$$\delta = 2,09 \times 10^{-6} \text{ m}$$

$$R_{cc} \approx 3,6 \Omega/\text{m}$$

Os valores de capacitância C_{cc} , indutância L_{cc} e resistência R_{cc} por unidade de comprimento e da quantidade de circuitos Pi N_{PI} , calculados nesta seção, foram inseridos no Bloco *PI Section Line*, como parâmetros de configuração da linha de transmissão.

5.2 O programa Z-SOA

Para simular o comportamento óptico do SOA utilizou-se o programa Z-SOA, cuja tela inicial é apresentada na Figura 5.3.

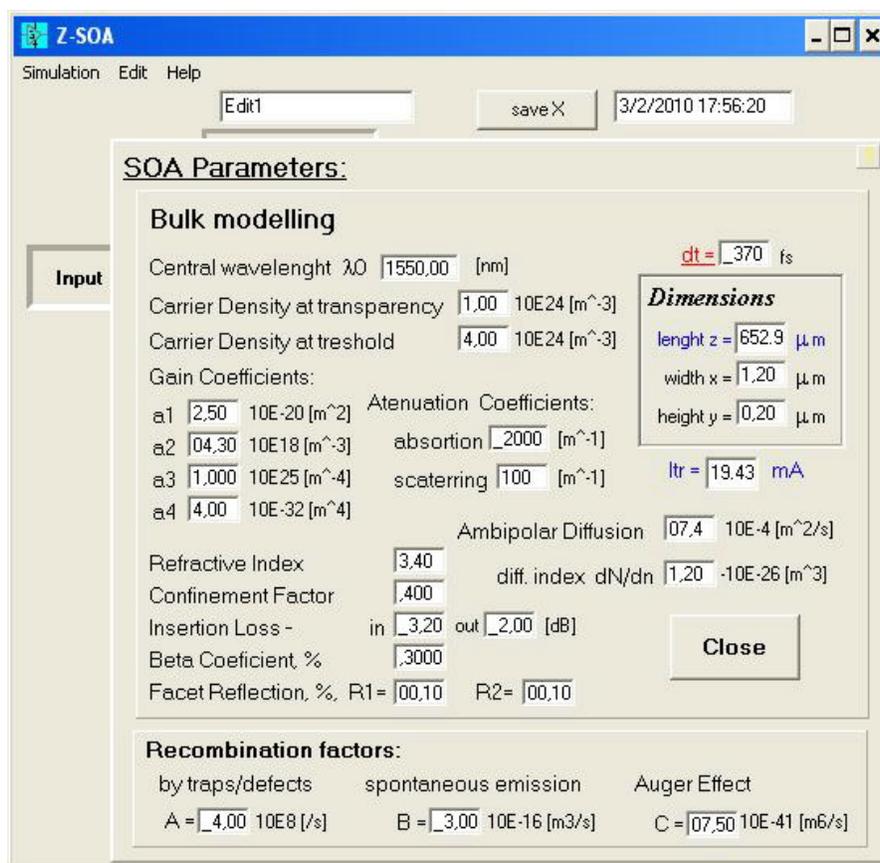


Figura 5.3: Tela inicial do Z-SOA e janela de configuração dos parâmetros do SOA. Redesenhado de [45].

O Z-SOA foi desenvolvido por Cristiano M. Gallep para auxiliar em seus estudos de doutorado [45]. Esse programa foi escrito em linguagem C e usa o método de matriz de transferência (TMM) para simular a propagação de portadores ópticos nos modos co-propagante

e contra-propagante e da potência de ASE total dentro da cavidade do SOA. Alguns trabalhos relacionados à conversão em comprimento de onda e ao chaveamento eletro-óptico ultrarrápido usaram o Z-SOA para produzir os sinais simulados para as comparações com os sinais experimentais. Os testes realizados nestes trabalhos mostraram boa concordância com os dados experimentais [15][18][80]-[83]. A barra de ferramentas do Z-SOA apresenta três opções: "Simulation", "Edit" e "Help". Na primeira opção, há apenas as possibilidades para uma nova simulação e para sair do software. Na opção Edit, está disponível a configuração de alguns parâmetros do SOA, dentre eles: corrente de entrada, sinal de entrada, opções de saída e outros. O Help apresenta textos de ajuda para as configurações, tais como, quantidade de pontos das curvas, diretórios e caminhos onde colocá-las, dentre outros. Na tela principal o usuário pode modificar os parâmetros de configuração do SOA e calibrá-lo para fazer as simulações.

5.3 Usando o Simulink e o Z-SOA

As simulações feitas no programa Z-SOA antes deste trabalho utilizavam o sinal de tensão do gerador como base para a obtenção da corrente injetada no SOA, apenas dividindo seu valor por 50Ω . Como mostra a Figura 5.4, os sinais de corrente injetada e a resposta óptica obtida não levavam em conta todos os elementos que compõem o circuito equivalente do SOA.

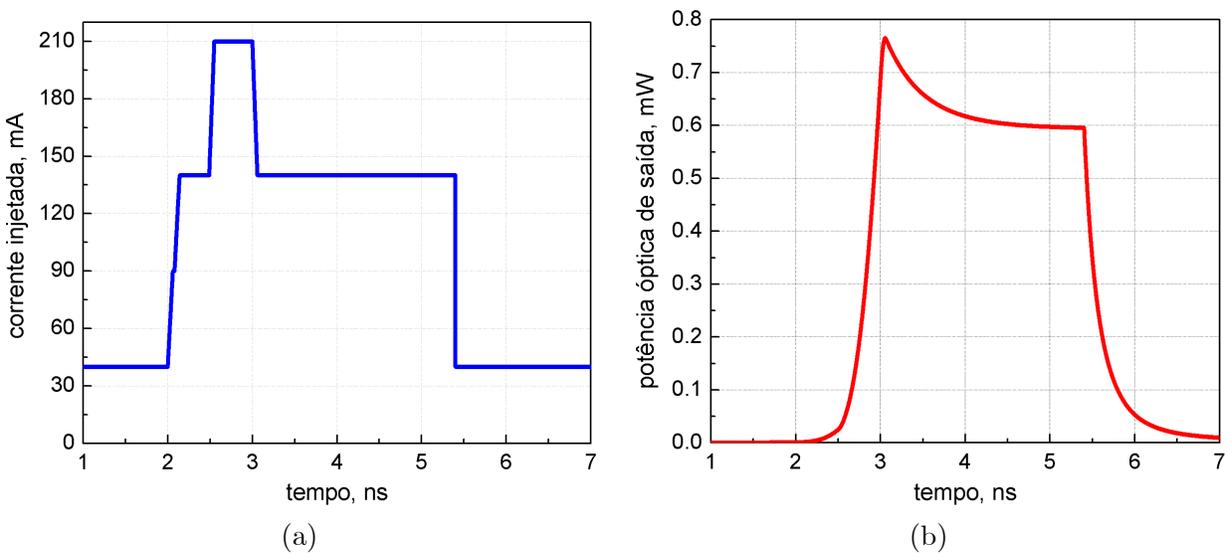


Figura 5.4: Pulso de entrada (a) e a respectiva resposta simulada pelo ZSOA (b).

A Figura 5.4(a) apresenta o sinal de corrente de entrada a ser simulado no Z-SOA e o

o sinal da Figura 5.4(b) é a saída óptica simulada do SOA obtida pelas equações que regem seu comportamento como dispositivo semiconductor, não levando em consideração as ligações dos componentes eletrônicos necessários à sua polarização elétrica e ao casamento de impedância, os elementos parasitas, o encapsulamento e o circuito de acoplamento com a linha de transmissão, utilizada para a injeção do sinal de chaveamento.

Com a utilização do circuito equivalente, foi possível estimar o sinal real de corrente que chega ao interior do dispositivo. A Figura 5.5 mostra a comparação entre o sinal de entrada (degrau de 5 V de amplitude, com tempo de subida e descida de 50 ps e 5 ns de duração) e a corrente real percebida pelo SOA em seu elemento R_{s2} para os três diferentes SOAs simulados. Percebe-se a existência de oscilações, com destaque para o gráfico do SOA da CIP (Figura 5.5(a)).

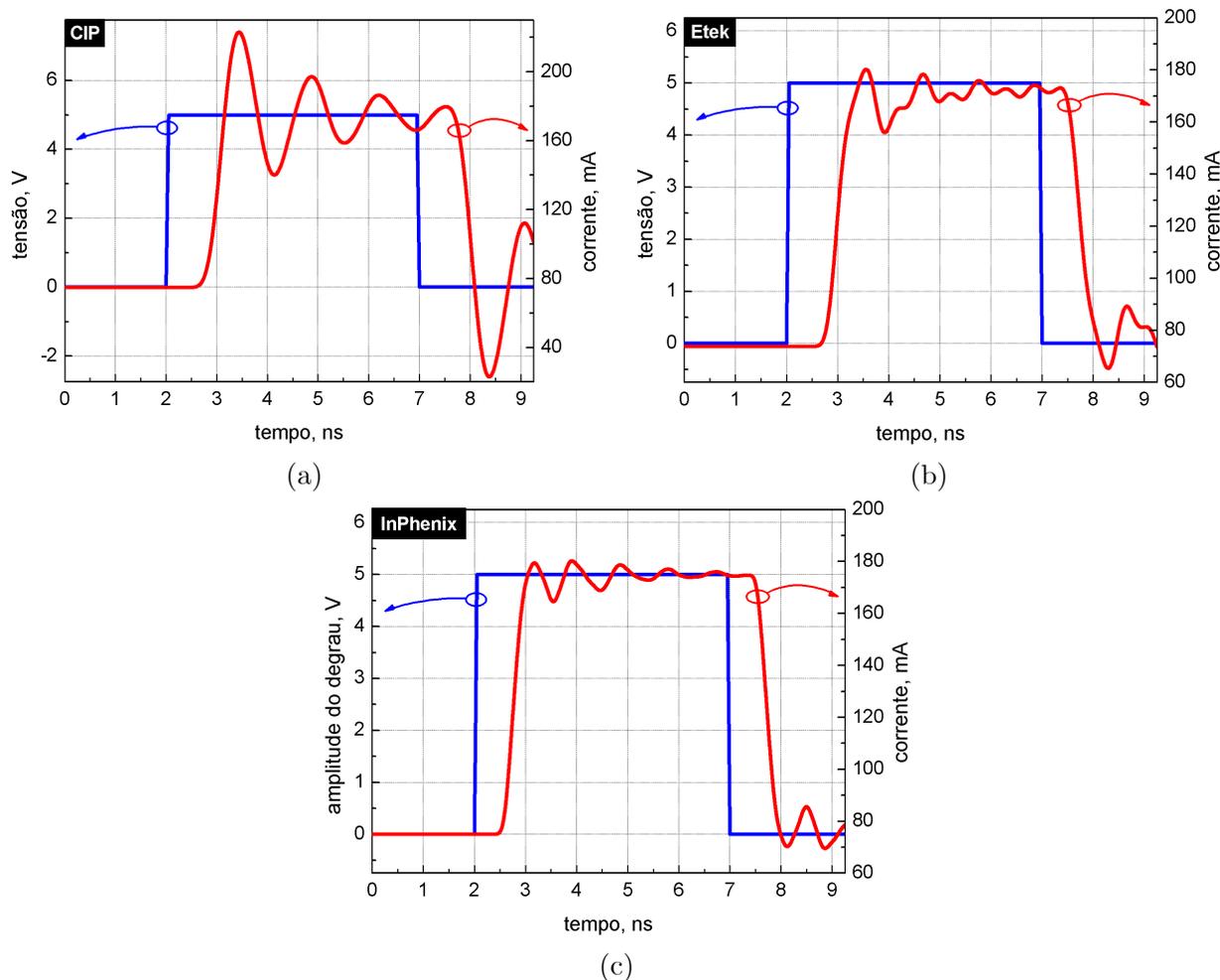


Figura 5.5: Gráfico do comportamento dos SOAs da CIP (a), ETEK (b) e InPhenix (c) simulados com o circuito equivalente.

5.4 Ajuste dinâmico de parâmetros do Z-SOA

Inicialmente, a calibração dos parâmetros do simulador Z-SOA foi realizada a partir de valores encontrados na literatura e dos dados experimentais da ASE, da potência de saturação e da corrente de polarização para a transparência do SOA e do comprimento da cavidade do SOA em estudo. Os resultados experimentais obtidos pela aplicação do degrau simples e degrau (simples e duplo) mais pré-impulso foram utilizados como elementos de comparação para encontrar os valores dos outros parâmetros do programa Z-SOA. As curvas de potência óptica experimentais apresentadas no Capítulo 4 foram comparadas com as curvas simuladas, obtidas de dois modos, sejam eles: aplicação dos pulsos elétricos diretamente no programa Z-SOA; aplicação dos pulsos elétricos no modelo de circuito equivalente do SOA, no software Simulink, e depois no Z-SOA. Desta forma, efetuou-se o ajuste dinâmico dos parâmetros do Z-SOA para todas as simulações, utilizando-se:

- Corrente de polarização de 75 mA;
- Laser tipo CW com C.O. de 1568 nm e potência de -10dBm.

5.4.1 Degrau simples

As características dos sinais simulados diretamente no Z-SOA são:

- Pulso elétrico: Tipo: degrau de corrente; Duração: 5 ns; Amplitude: 14 a 70 mA;

As características dos sinais simulados no circuito equivalente do SOA no Simulink e depois no Z-SOA são:

- Pulso elétrico: Tipo: degrau de tensão; Duração: 5 ns; Amplitude: 0,7 a 3,5 V;
- Resposta ao pulso elétrico: sinal de corrente que passa por R_{S2} (ver Figura 5.1);

A Figura 5.6 apresenta os gráficos de comparação dos resultados experimentais com os resultados simulados para os pulsos mencionados. No gráfico (a) para a injeção de um degrau de 14 mA de amplitude, aparece a curva experimental em azul, a resposta óptica simulada quando da injeção deste degrau apenas no Z-SOA, a qual foi chamada de "pulso ideal simulado" e a curva vermelha, que passa pelo circuito equivalente antes de ser simulada no Z-SOA e foi denominada de "modelo simulado". No gráfico (b), apresentam-se os resultados experimentais e simulados para as mesmas situações descritas anteriormente, porém, para a inserção de um degrau de 70 mA de amplitude.

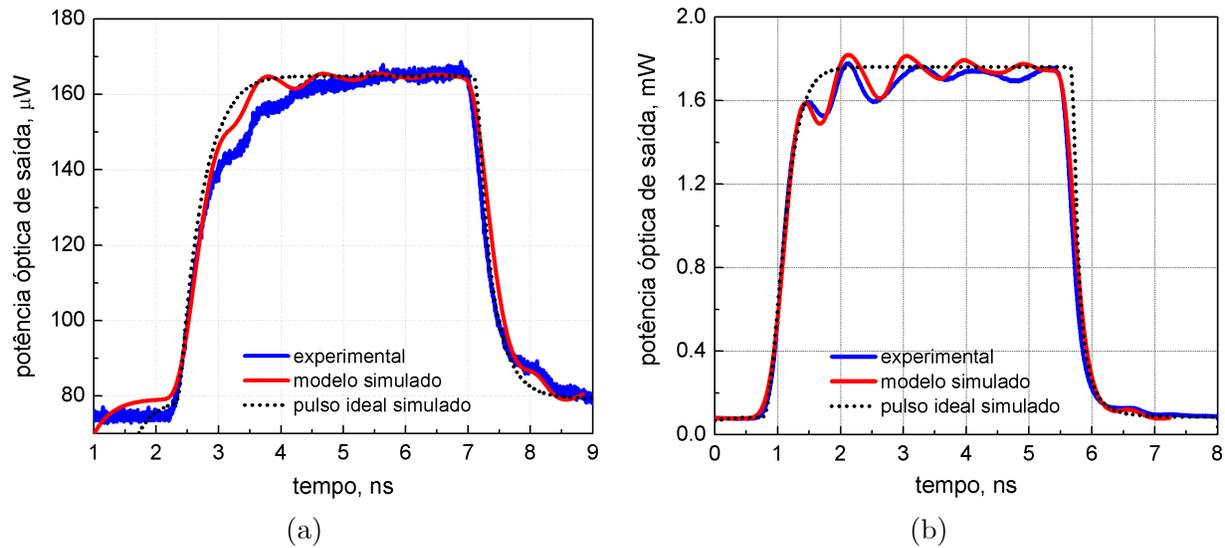


Figura 5.6: Comparação entre a resposta experimental do SOA, a simulação de um degrau no Z-SOA e a simulação de um degrau passando pelo circuito equivalente antes do Z-SOA, para um degrau de 700 mV em (a) e para um degrau de 3,5 V em (b).

5.4.2 Degrau mais pré-impulso

As características dos sinais simulados diretamente no Z-SOA são:

- Pulso elétrico: Tipo: degrau de corrente; Duração: 5 ns; Amplitude: 14 a 60 mA;
- Pré-impulso: Duração: 460 a 600 ps; Amplitude: 3,4 a 7 mA;

As características dos sinais simulados no circuito equivalente do SOA no Simulink e depois no Z-SOA são:

- Pulso elétrico: Tipo: degrau de tensão; Duração: 5 ns; Amplitude: 0,7 a 3 V;
- Pré-impulso: Duração: 460 a 600 ps; Amplitude: 3,4 a 7 mA;
- Resposta ao pulso elétrico: sinal de corrente que passa por R_{S2} (ver Figura 5.1)

Na Figura 5.7(a) aparece a comparação teórico-experimental para a introdução de um pulso composto de um degrau de 14 mA mais pré-impulso de 3,4 mA de amplitude. No gráfico (b), ilustram-se as respostas ópticas ao estímulo de um pulso composto de um degrau de 50 mA mais pré-impulso de 7 mA de amplitude e no gráfico (c), mostram-se as respostas ópticas para de um pulso composto de um degrau de 60 mA mais pré-impulso de 7 mA de amplitude.

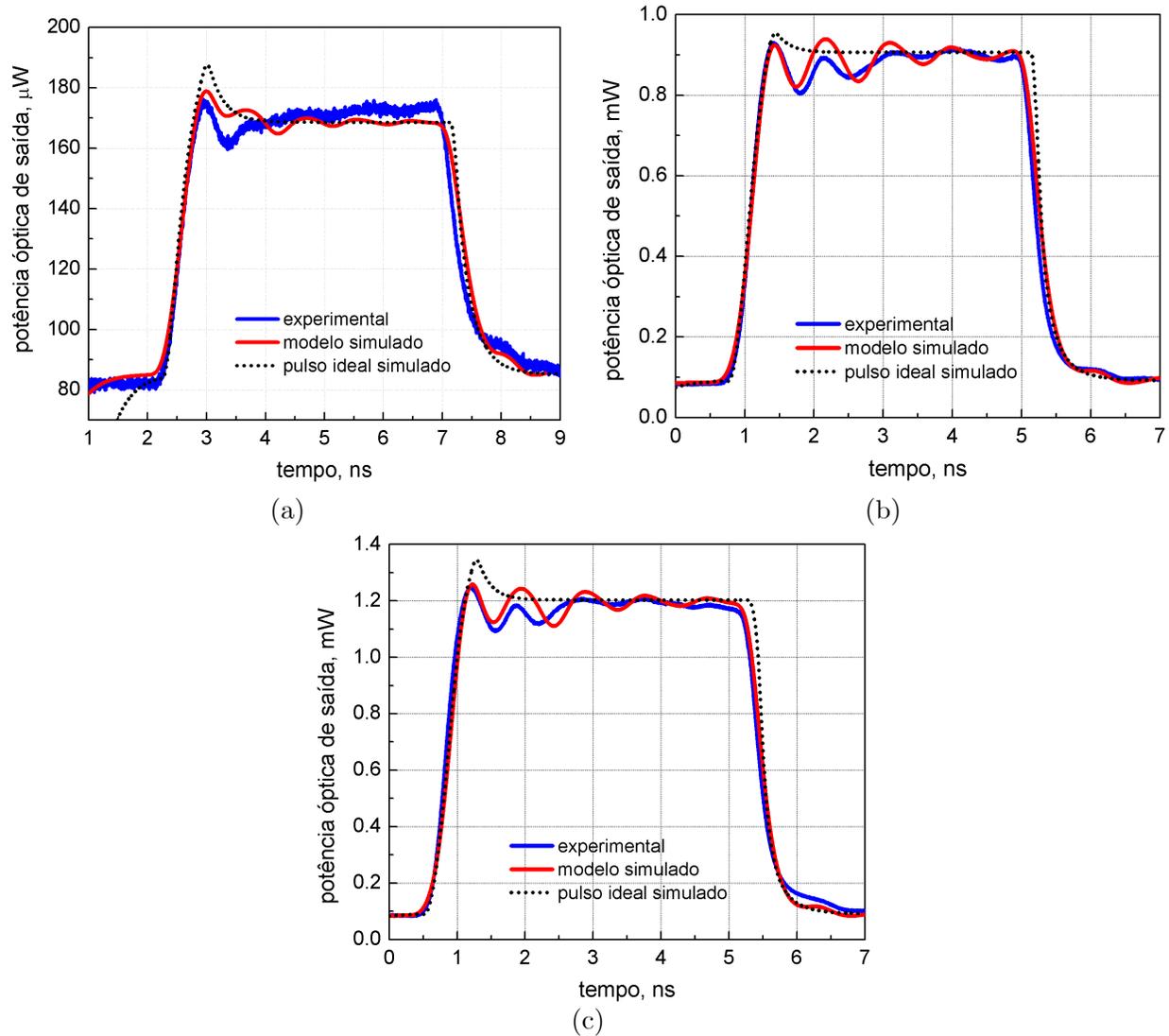


Figura 5.7: Comparação entre a resposta experimental do SOA, a simulação de um degrau mais pré-impulso no Z-SOA e a simulação de um degrau mais pré-impulso passando pelo circuito equivalente antes do Z-SOA, para um degrau de 700 mV e pré-impulso de 170 mV em (a), para um degrau de 2,5 V e pré-impulso de 350 mV em (b) e para um degrau de 3 V e pré-impulso de 350 mV em (c).

Como os resultados simulados tanto para o degrau simples como para o degrau mais o pré-impulso apresentaram boa concordância com os resultados experimentais, os parâmetros do SOA utilizados na configuração do Z-SOA (Tabela 5.1) também foram usados para as demais simulações, mostradas na próxima seção. Além disso, vários outros valores intermediários de amplitude de degrau e/ou pré-impulso, não apresentados neste trabalho, foram testados e tiveram suas respostas ópticas experimentais e simuladas comparadas, apresentando boa concordância entre experimento e simulação.

Tabela 5.1: Parâmetros de Simulação do ZSOA.

Parâmetro	Definição	Valor
dt	discretização temporal	$370 fs$
L_x	largura cavidade óptica ativa	$0,50 \mu m$
L_y	altura cavidade óptica ativa	$0,35 \mu m$
L_z	comprimento cavidade óptica ativa	$652,94 \mu m$
N_{tr}	densidade de portadores na transparência	$2,03 \cdot 10^{24} m^{-3}$
\tilde{N}_{tr}	densidade de portadores no limiar	$4 \cdot 10^{24} m^{-3}$
β	fator de acoplamento de emissão espontânea	$0,02\%$
a_1	coeficiente de ganho	$2,5 \cdot 10^{-20} m^2$
a_2	coeficiente de ganho	$4,3 \cdot 10^{18} m^{-3}$
a_3	coeficiente de ganho	$3 \cdot 10^{25} m^{-4}$
a_4	coeficiente de ganho	$3 \cdot 10^{25} m^{-4}$
Γ	fator de confinamento óptico	$0,4$
λ_0	comprimento de onda central	$1568 nm$
λ_1, λ_2	comprimento de onda das portadoras	$1550, 1570 nm$
α_{abs}	coeficiente de atenuação por absorção	$2000 m^{-1}$
α_{scat}	coeficiente de atenuação por espalhamento	$100 m^{-1}$
n_{ef}	índice de refração efetivo	$3,4$
dn/dN	índice de refração diferencial	$1,20 \cdot 10^{-26} m^3$
α_{ins}	perda por inserção, em cada face	$2 dB$
R_1, R_2	reflexão nas faces	$0,1\%$
D	coeficiente de difusão ambipolar	$7,4 \cdot 10^{-4} m^2/s$
A	fator de recombinação por defeitos	$5 \cdot 10^8/s$
B	fator de recombinação radiativa	$4 \cdot 10^{-16} m^3/s$
C	fator de recombinação Auger	$7 \cdot 10^{-41} m^6/s$

5.5 Simulações variando o sinal injetado

As limitações dos equipamentos disponíveis não permitiram que se pudesse testar experimentalmente outros valores de sinais com amplitude ainda maior. Porém, com as ferramentas de simulação desenvolvidas no software Simulink em conjunto com o programa Z-SOA, é possível simular o comportamento da modulação do SOA para quaisquer formatos de sinal.

5.5.1 Pulso elétrico de referência

Para que se pudesse implementar as devidas análises e variar apenas um elemento de investigação por vez, adotou-se utilizar um sinal elétrico de referência, cujo formato é a superposição da corrente de polarização do SOA e de dois degraus, conforme mostra a Figura 5.8, com as seguintes características:

- corrente de polarização de 75 mA ;
- um degrau de 5 V de amplitude (100 mA), com 5 ns de duração e tempo de subida $t_1=250$ ps;
- um pré-impulso de 350 mV de amplitude (7 mA), com 500 ps de duração (W_3), tempo de subida e descida $t_3=t_4=50$ ps e sem atraso entre o degrau e o pré-impulso ($W_2=0$).

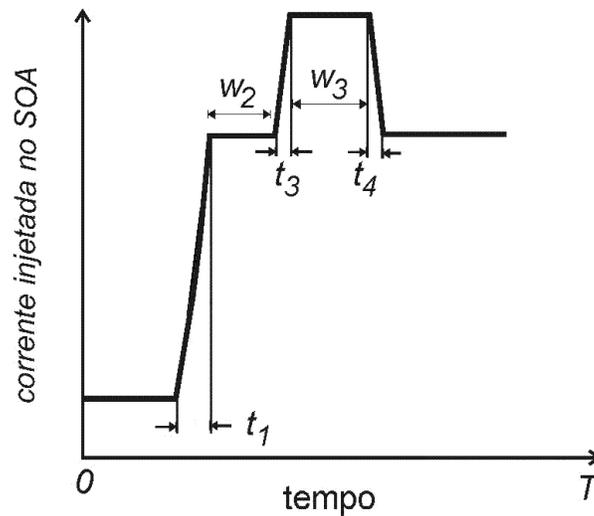


Figura 5.8: Formato do pulso elétrico de referência usado nas simulações, ilustrando os tempos de subida, atraso e largura dos degraus.

A Figura 5.9(a) mostra o pulso elétrico de referência adotado e a respectiva resposta óptica do SOA. A adoção deste sinal elétrico de referência levou em consideração os seguintes aspectos: a corrente real de polarização do SOA é de 75 mA, a corrente máxima do SOA é de 250 mA; a melhor resposta óptica experimental com o degrau duplo e pré-impulso foi conseguida quando não existia atraso entre o primeiro degrau e o segundo degrau (W_1 da Figura 4.4), portanto, um único degrau com maior amplitude tem o mesmo efeito; não houve redução significativa no tempo de subida da resposta óptica do SOA (t_1 da Figura 5.8, com aproximadamente 350 ps) quando da injeção de pulsos elétricos com tempo de subida de 250 ps ou 0 ps (considerado ideal, mas com 70 fs medido), conforme mostra a Figura 5.9(b).

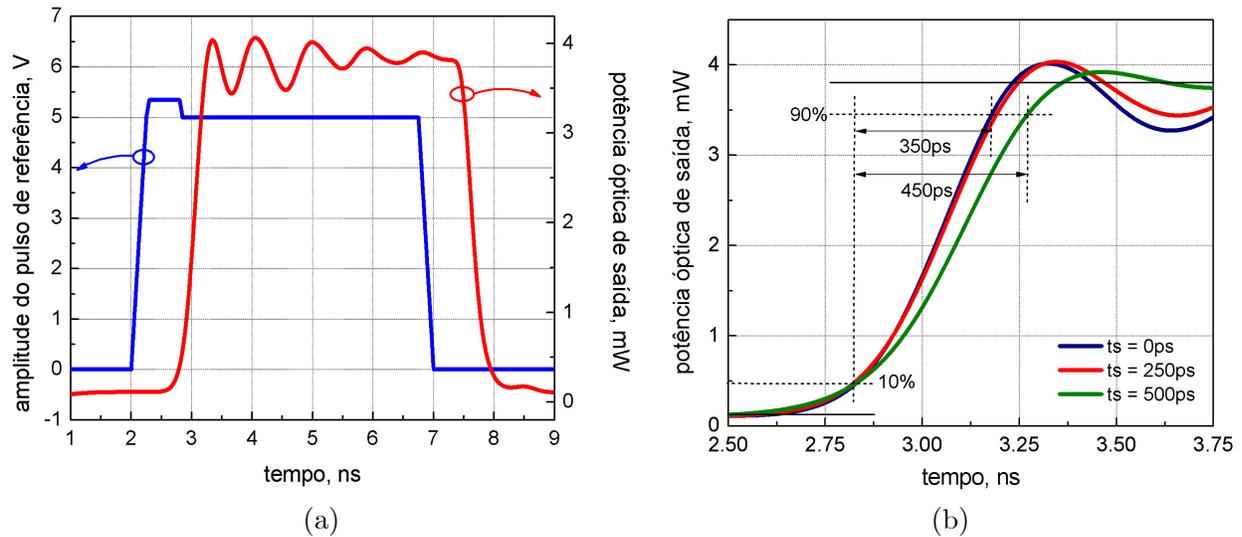


Figura 5.9: Pulso elétrico de referência e a resposta óptica do SOA em (a). Em (b), a variação do tempo de subida da resposta óptica do SOA à aplicação do pulso de referência com tempo de subida de 0 ps, 250 ps e 500 ps.

Sendo assim, a partir das características do circuito equivalente do SOA e do pulso elétrico de referência, variando apenas um elemento de comparação, as seguintes simulações foram desenvolvidas:

- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência, porém, variando a amplitude de degrau;
- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência, porém, variando a amplitude do pré-impulso;
- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência, porém, variando o tempo de duração do pré-impulso (W_3 da Figura 5.8);
- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência, porém, variando o tempo de atraso entre a aplicação do degrau e do pré-impulso (W_2 da Figura 5.8);
- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência, porém, variando a corrente de polarização do SOA;
- Utilizando o circuito equivalente completo do SOA, o pulso elétrico de referência com a corrente de polarização do SOA reduzida para 40 mA e variando a amplitude de degrau.

5.5.2 Variando a amplitude do degrau

Nesta simulação, o sinal injetado no SOA parte do pulso elétrico de referência, de onde se manteve a amplitude do pré-impulso em 350 mV e apenas variou-se a amplitude do degrau somado ao pré-impulso para valores na faixa de 2,5 V a 7,5 V. Os valores de amplitude dos

sinais que compõem o pulso de referência estão apresentados em tensão porque as variações dos mesmos são feitas em um gerador de tensão no software Simulink. Caso haja necessidade de analisar essas variações em corrente, deve-se dividir os valores em tensão pela resistência de 50Ω do circuito equivalente. A Figura 5.10(a) mostra as formas de onda da saída óptica em função do tempo para os sinais mencionados acima, onde se percebe o previsto aumento da potência óptica de saída e a redução de seu tempo de subida com o aumento da amplitude do sinal elétrico de chaveamento, já que a quantidade de portadores na região ativa também foi majorada. O gráfico combinado da Figura 5.10(b) ilustra a esperada redução do tempo de subida da resposta óptica com o aumento da amplitude do degrau, partindo de 420 ps para o degrau de 2,5 V e chegando a 310 ps para o degrau de 7,5 V. Também, observa-se a pequena variação do *overshoot* de potência óptica (5,6 a 8,5 %), sinalizando que a amplitude do pré-impulso (350 mV) é um valor adequado mesmo para a grande variação de amplitude do degrau simulado, pois não permite injetar rapidamente portadores em excesso, o que levaria a grandes valores de *overshoot*.

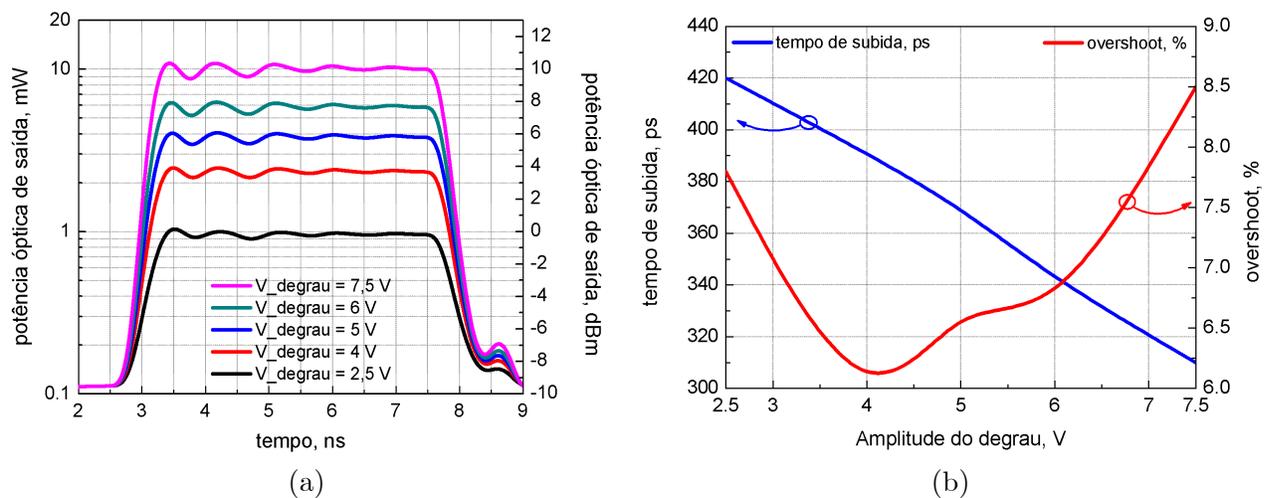


Figura 5.10: Simulação da potência óptica de saída do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).

5.5.3 Variando a amplitude do pré-impulso

Para esta simulação, o sinal injetado no SOA baseia-se no pulso elétrico de referência, de onde se conservou a amplitude do degrau de tensão em 5 V e variou-se apenas a amplitude do pré-impulso para valores na faixa de 0 V a 1,4 V. A Figura 5.11(a) mostra a saída óptica em função do tempo para os sinais mencionados acima, onde se pode notar o crescimento do *overshoot* com o aumento da amplitude do pré-impulso e a estabilização do valor da potência

óptica de saída em torno de 3,8 mW. A Figura 5.11(b) ilustra a redução do tempo de subida com a variação da amplitude do pré-impulso, partindo de 480 ps (sem o pré-impulso) e chegando a um tempo de subida de 260 ps para um pré-impulso de 1,4 V de amplitude. Em relação a variação do *overshoot* de potência óptica, percebe-se que a aplicação de um pré-impulso com amplitude maior que 350 mV, embora proporcione redução no tempo de subida, gera um excesso de portadores eletrônicos e aumenta significativamente o *overshoot* (58% para um pré-impulso de 1,4 V), podendo degradar o sinal chaveado.

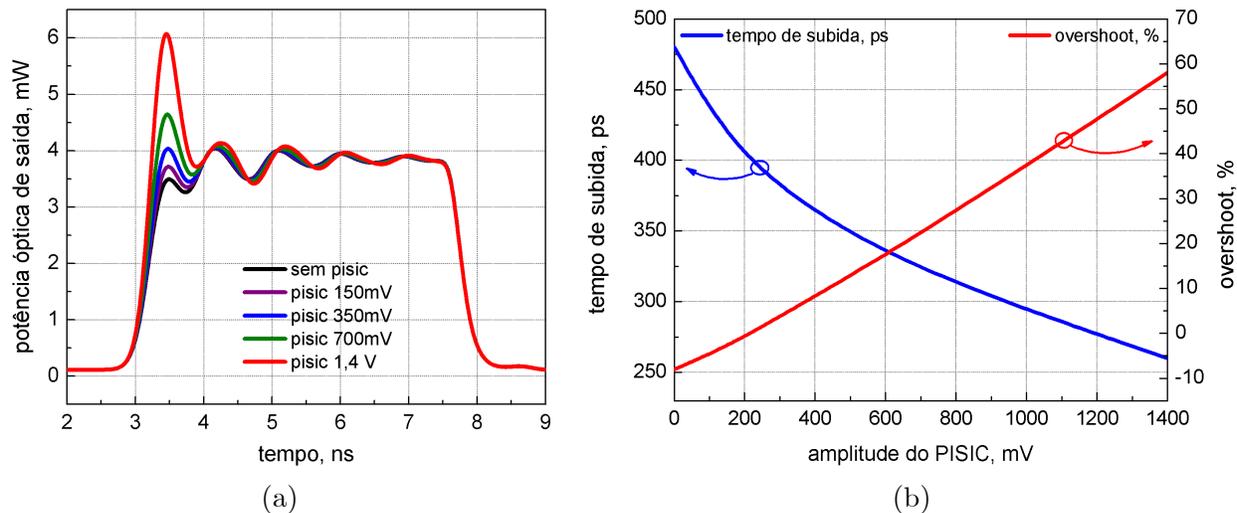


Figura 5.11: Simulação da potência óptica de saída do SOA ao pulso de referência com a amplitude do pré-impulso variável em (a) e a relação entre a amplitude do pré-impulso, o tempo de subida e o overshoot em (b).

5.5.4 Variando o tempo de duração do pré-impulso

Nesta simulação, procurou-se analisar a influência da largura do pré-impulso (W_3 da Figura 5.8) na resposta óptica do SOA. Para o sinal injetado no SOA, em relação ao pulso de referência, reteve-se a amplitude do degrau de tensão em 5 V e a amplitude do pré-impulso em 350 mV, todavia, a duração do pré-impulso foi variada de 250 ps até 2 ns, proporcionando uma variação na quantidade de portadores eletrônicos injetados no SOA. A Figura 5.12(a) mostra a saída óptica em função do tempo e a Figura 5.12(b) ilustra a variação do tempo de subida com o aumento do tempo de duração do pré-impulso e a variação do *overshoot* de potência óptica. Percebe-se pelos gráficos que a aplicação de um pré-impulso com duração maior que 500 ps não reduz o tempo de subida, no entanto, começa a aumentar o *overshoot*, degradando o sinal. Nesta situação, os portadores eletrônicos em excesso gerados pelo pré-impulso interferem na segunda crista do sinal de potência óptica, posteriormente na terceira

crista e assim sucessivamente.

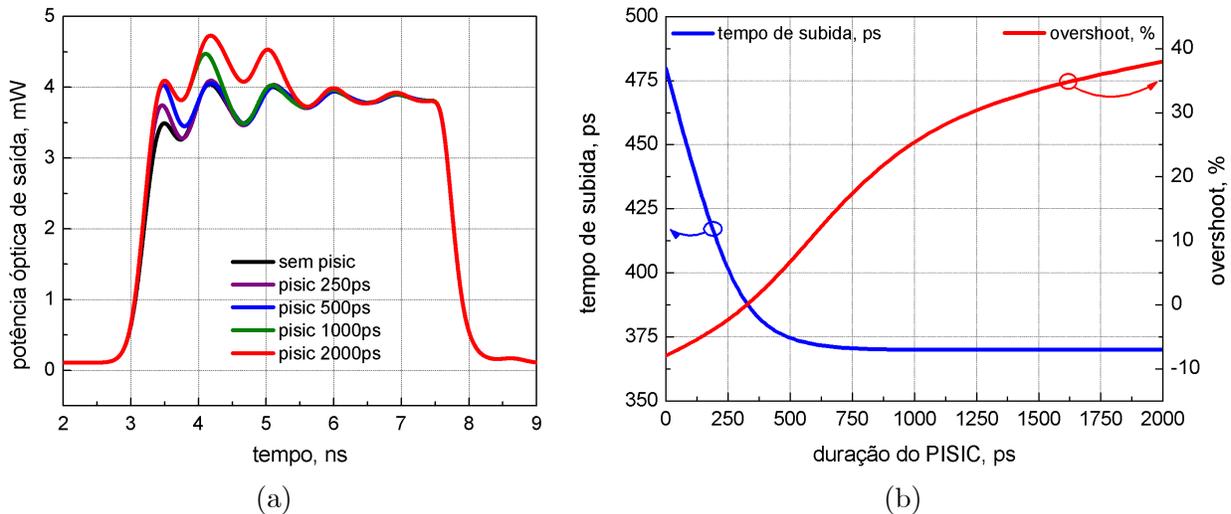


Figura 5.12: Simulação da resposta óptica do SOA quando se varia o tempo de duração do pré-impulso em (a) e o compromisso entre a duração do pré-impulso, o tempo de subida e o overshoot em (b).

5.5.5 Variando o tempo de atraso entre o degrau e a aplicação do pré-impulso

Para esta simulação, a partir do pulso elétrico de referência, manteve-se a amplitude do degrau de tensão em 5 V e a amplitude do pré-impulso em 350 mV, contudo, variou-se o tempo de atraso ou deslocamento entre a aplicação do degrau e do pré-impulso (W_2 da Figura 5.8) para valores de 0 a 600 ps. O tempo de atraso mencionado é o intervalo de tempo entre o início do gerador do degrau mais o tempo de subida t_1 e o início do pré-impulso.

As respostas ópticas dos sinais de corrente injetados no SOA para diferentes valores de deslocamento estão ilustradas na Figura 5.13. Pela Figura 5.13(a) pode-se visualizar que o aumento do deslocamento do pré-impulso transfere o efeito da injeção rápida de portadores elétricos da primeira crista da resposta óptica para a segunda crista, depois para a terceira crista (para valores de $W_2 > 1200$ ps) e assim sucessivamente. As respostas ao atraso com valores maiores que 600 ps não foram mostradas para não poluir a figura. Outra observação que pode ser feita é que o aumento do deslocamento provoca o aumento do tempo de subida (de 370 ps para 490 ps) e do *overshoot* (de 6% para 34%) da resposta óptica, como se observa na Figura 5.13(b), o que permite concluir que a melhor situação é aquela em que $W_2 = 0$, ou seja, sem atraso ou deslocamento entre o degrau e o pré-impulso.

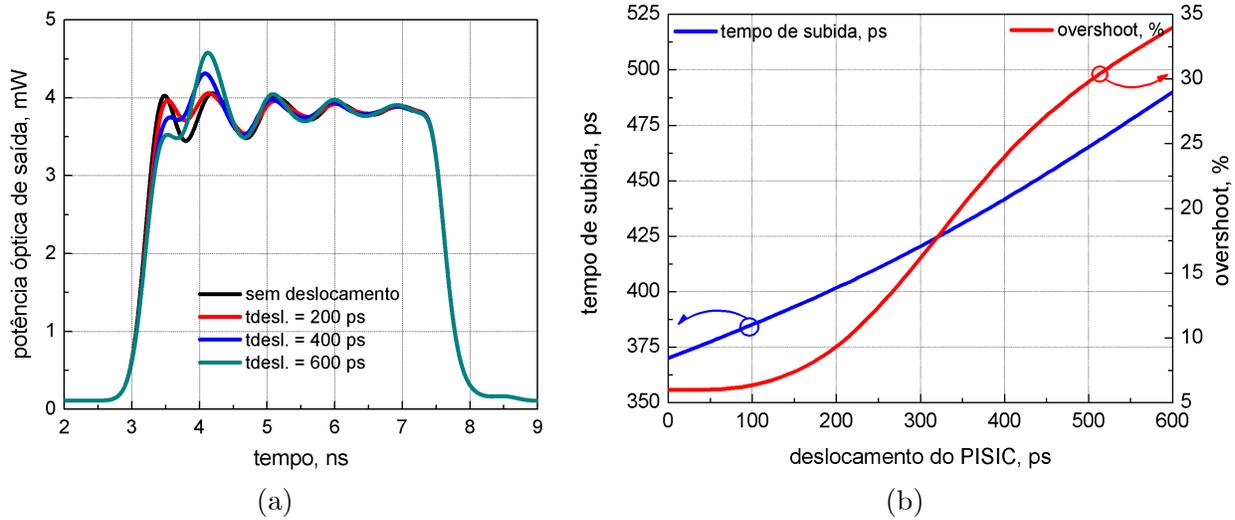


Figura 5.13: Simulação da potência óptica de saída do SOA quando da injeção do pulso de referência com o tempo entre a aplicação do degrau e o pré-impulso variável em (a) e o comprometimento entre o tempo de deslocamento do pré-impulso e o degrau, o tempo de subida e o overshoot em (b).

5.5.6 Variando a corrente de polarização aplicada ao SOA

A Figura 5.14 mostra os resultados desta simulação. A partir do pulso elétrico de referência, para esta simulação, conservou-se a amplitude do degrau de tensão em 5 V e a amplitude do pré-impulso em 350 mV, mas, variou-se a corrente de polarização I_{DC} aplicada ao SOA, desde o valor 0 até 75 mA.

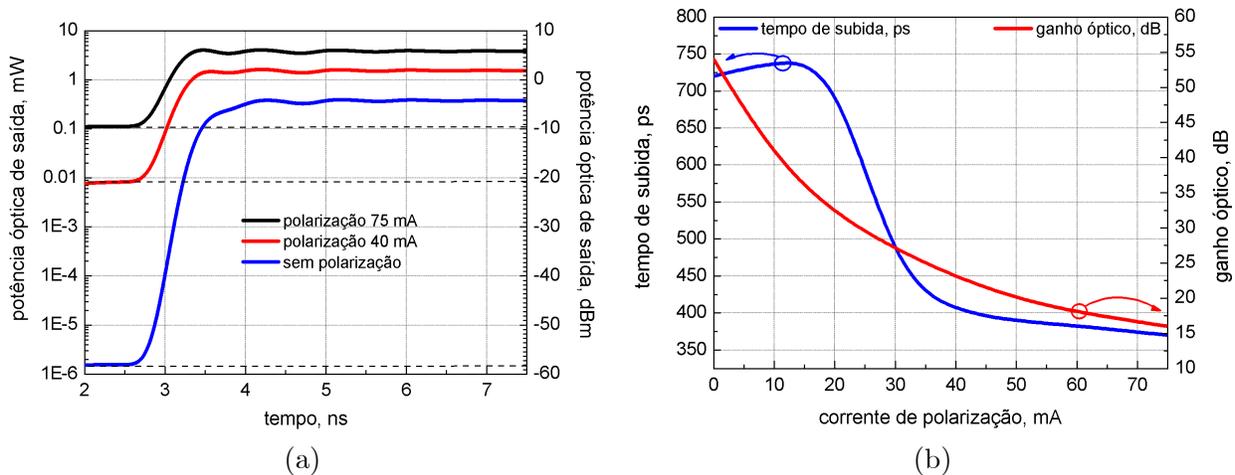


Figura 5.14: Simulação da resposta óptica do SOA quando se varia a corrente de polarização em (a) e a interdependência entre a corrente de polarização, o tempo de subida e o overshoot em (b).

As curvas de resposta óptica, na Figura 5.14(a), mostram a grande diferença de potência

óptica de saída que os valores de polarização proporcionam, como por exemplo, para 75 mA (3,9 mW), para 40 mA (1,54 mW) e sem polarização (0,38 mW). Ainda, a redução da corrente de polarização favorece o aumento do ganho óptico, porém, aumenta indesejavelmente o tempo de subida da resposta óptica. Pelo gráfico composto da Figura 5.14(b), é possível verificar que a partir de um corrente de polarização de 40 mA o tempo de subida se estabiliza em torno de 400 ps e proporciona um ganho óptico de 23 dB. Relembrando, experimentalmente obteve-se um ganho óptico máximo de 12 dB para um degrau de 3,0 V de amplitude e 5 ns de duração, sobreposto por um pré-impulso de 350 mV com duração de 600 ps e uma corrente de polarização de 75 mA.

5.5.7 Variando a amplitude do degrau para corrente de polarização de 40 mA

Observando a simulação anterior, verifica-se que o tempo de subida da resposta óptica aumenta apenas 30 ps quando se reduz a corrente de polarização de 75 mA para 40 mA. Assim, como a corrente máxima do SOA IPSAD 1503 é de aproximadamente 250 mA, ao baixar a corrente de polarização de 75 mA para 40 mA, é possível aumentar o degrau de tensão e verificar a resposta óptica para valores maiores que 5 V. A Figura 5.15(a) mostra a potência óptica de saída para a injeção de degraus de 5 a 10 V, destacando a obtenção de um ganho óptico de 32 dB para um degrau de 10 V. Na Figura 5.15(b), ilustra-se a redução do tempo de subida de 400 ps (5 V de degrau) para 260 ps (10 V de degrau), sem que ocorra um grande aumento no *overshoot* da resposta (de 6,7 a 10,8 %).

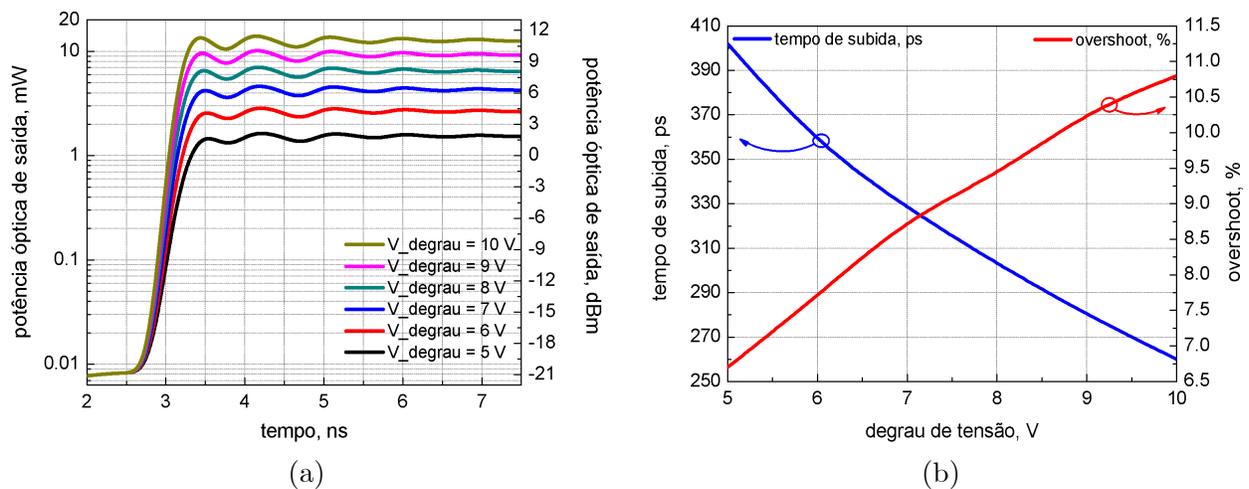


Figura 5.15: Simulação da potência óptica de saída do SOA ao degrau de tensão de amplitude variável em (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).

5.6 Simulações variando os elementos do circuito equivalente

Com as ferramentas de simulação desenvolvidas no software Simulink em conjunto com o programa Z-SOA, foi possível observar a influência de cada seção do circuito do SOA quanto: à variação dos elementos de entrada (linha de transmissão e circuito de acoplamento); à variação nos elementos do encapsulamento; à variação dos elementos parasitas do chip. Para tanto, novamente aplicou-se o pulso elétrico de referência (Figura 5.8) e verificou-se a influência de cada seção do circuito equivalente (Figura ??).

5.6.1 Influência de cada seção do circuito equivalente

Relembrando, o circuito equivalente da montagem experimental do SOA é dividido em três seções, sejam elas: o circuito de acoplamento com a linha de transmissão, o encapsulamento e o circuito do *chip* do SOA. Nesta simulação, retiraram-se os elementos resistivos, capacitivos e indutivos que compunham cada uma das seções do circuito equivalente do SOA, aplicou-se o pulso elétrico de referência e a corrente modulada foi simulada no programa Z-SOA.

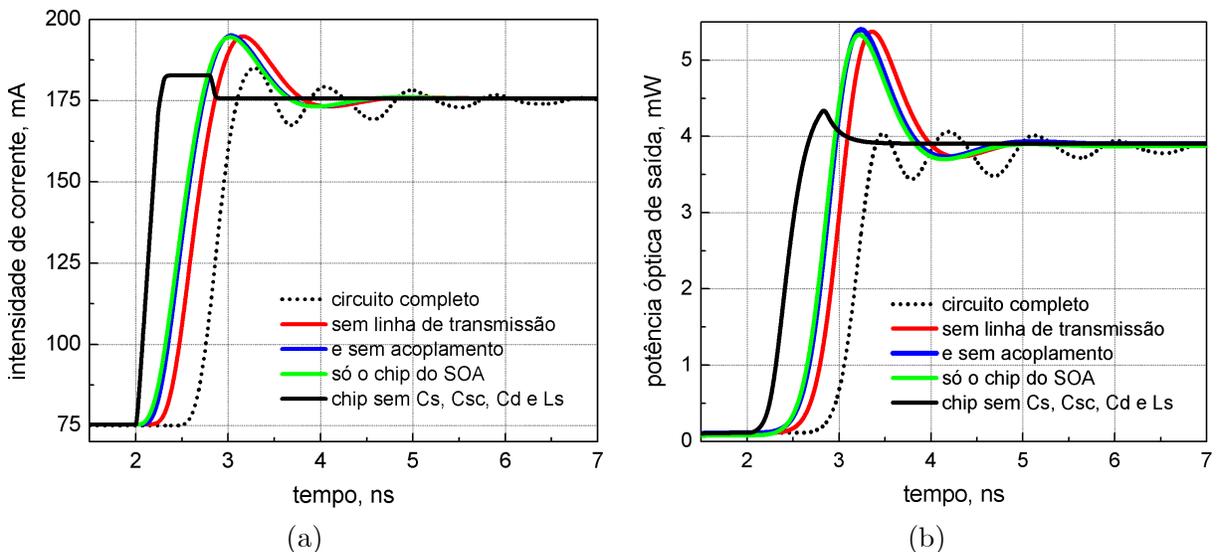


Figura 5.16: Simulação da influência de cada seção do circuito equivalente do SOA na resposta ao chaveamento. No gráfico (a) o pulso elétrico de corrente e no gráfico (b) a potência óptica de saída.

A Figura 5.16 mostra a comparação entre os pulsos de corrente em (a) e as respostas ópticas do SOA (b) em que se simulou os seguintes casos: o circuito equivalente completo; o circuito completo sem apenas a linha de transmissão mas com o restante do circuito de

acoplamento; o circuito completo sem a linha de transmissão e sem o circuito de acoplamento, o circuito apenas do *chip* do SOA e por fim, o circuito apenas do *chip* do SOA sem os elementos capacitivos e indutivos da região ativa. A resposta para o circuito completo está pontilhada e serve de comparação para as demais simulações, como por exemplo, para os casos em que foi retirada apenas a linha de transmissão, depois o circuito de acoplamento e ainda o encapsulamento, resultando em respostas semelhantes entre si, porém, apresentando um *overshoot* mais acentuado e flutuações com frequência de repetição menor e mais atenuadas em relação ao circuito completo. Observa-se, também, que a resposta óptica começa mais cedo, pois os elementos retirados da simulação atrasam a resposta óptica, provocando um aumento no tempo de ativação da chave.

Por fim, a simulação do circuito sem os elementos capacitivos e indutivos da região ativa proporcionou uma resposta com um pequeno *overshoot* e sem flutuações (semelhante ao caso ideal), o que levou ao interesse em simular a influência desses elementos, através da variação de seus valores. Os resultados destas simulações são mostrados nas Figuras 5.17 e 5.18 das subseções seguintes.

5.6.2 Variando o valor dos elementos da região ativa do *chip*

O indutor e os capacitores da região ativa do *chip* são os elementos responsáveis pelas oscilações de relaxação presentes nos lasers, sendo assim, é interessante investigar como uma variação de seus valores influencia na resposta à modulação do SOA.

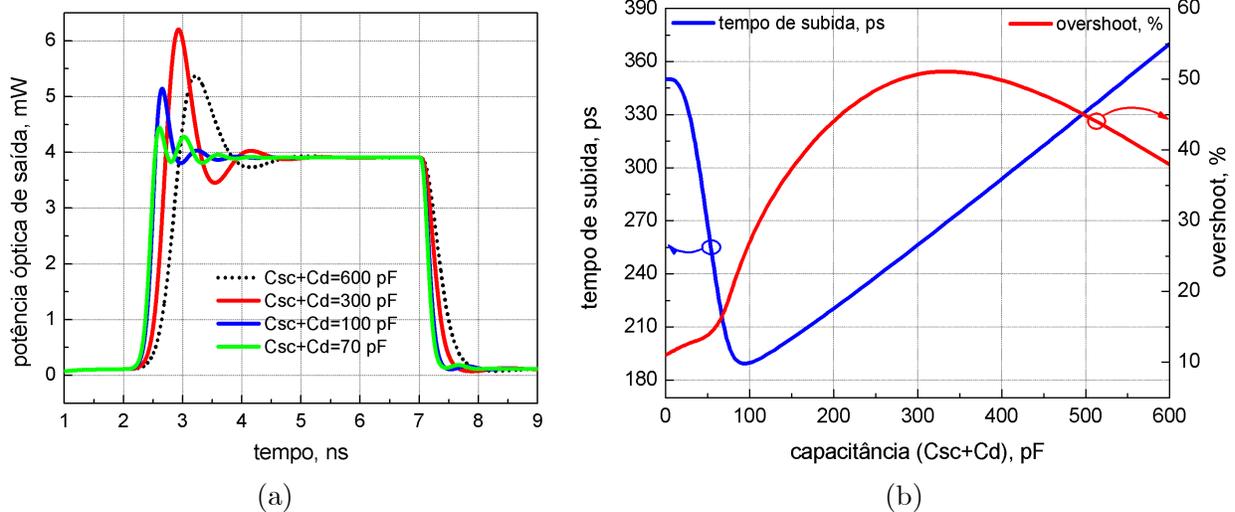


Figura 5.17: Simulação da resposta à modulação mudando o valor dos capacitores do chip C_{sc} e C_d no gráfico (a) e no gráfico (b), a variação do tempo de subida e do overshoot em função destes capacitores.

Como o capacitor C_{sc} está em paralelo com o capacitor C_d , a variação dos valores foi feita com base na soma das capacitâncias dos mesmos. Esta simulação foi desenvolvida injetando o pulso elétrico de referência apenas na seção que representa o circuito equivalente do *chip* do SOA, sendo que os valores de $C_{sc} + C_d$ simulados variaram de 0 a 2000 pF. A Figura 5.17 elenca alguns valores de capacitância simulados (0 a 600 pF). Pelos gráficos, pode-se visualizar a redução do tempo de subida com a também redução do valor de $C_{sc} + C_d$, acompanhada da variação do *overshoot*, que inicialmente aumenta até um valor acima de 50% para $C_{sc} + C_d = 300$ pF e depois decresce, sendo que a melhor resposta aparece na situação em que $C_{sc} + C_d = 70$ pF, proporcionando um tempo de subida de 185 ps para um *overshoot* de 14%.

O indutor L_s está intimamente ligado aos capacitores C_{sc} e C_d conforme verifica-se no circuito equivalente do SOA e na equação 2.92. Portanto, do mesmo modo que as capacitâncias C_{sc} e C_d modificam o comportamento do SOA, o indutor L_s também influencia a resposta óptica do SOA na mesma intensidade, alterando o seu tempo de subida e o *overshoot*, conforme mostram os gráficos da Figura 5.18.

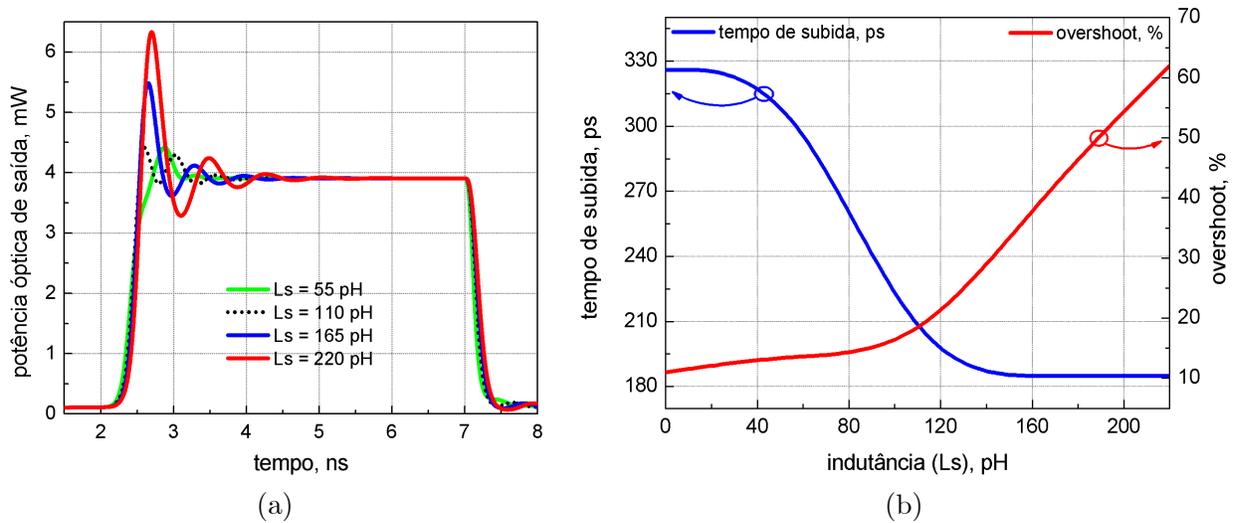


Figura 5.18: Simulação da potência óptica de saída para o chaveamento do SOA mudando o valor do indutor do chip L_s no gráfico (a) e o comportamento do tempo de subida e do overshoot em função da indutância L_s no gráfico (b).

5.7 Redução do tempo de chaveamento e aumento do ganho óptico

Observando os resultados das simulações das seções anteriores, notou-se que o melhor desempenho no chaveamento aconteceu na seguinte situação: injeção de degrau de tensão de 10 V de amplitude; injeção de um pré-impulso de 350 mV de amplitude com 500 ps de duração e sem atraso em relação ao degrau; utilizando o circuito equivalente do *chip* do SOA sem encapsulamento; com os valores dos capacitores e do indutor calibrados para a melhor resposta óptica, ou seja, com $C_{sc} + C_d = 70$ pF e $L_s = 110$ pH; polarizando o SOA com uma corrente de 40 mA. Então, nesta simulação procurou-se encontrar em quais situações seria possível reduzir o tempo de subida da chave óptica e aumentar o contraste óptico, sem que isso resultasse em um *overshoot* exagerado capaz de degradar o sinal chaveado. Variações significativas destes parâmetros foram encontradas alterando o degrau de tensão e a potência do laser, como apresentado nas Figuras 5.19 e 5.20 a seguir.

5.7.1 Variando a amplitude do degrau para o melhor caso

Em relação às seções anteriores, onde a maioria das simulações foram feitas considerando uma corrente de polarização de 75 mA, aqui esta corrente foi reduzida para 40 mA, o que possibilitou aumentar a amplitude do degrau de tensão de 5 V para valores até 10 V (200mA), aproximando-se da corrente máxima do SOA.

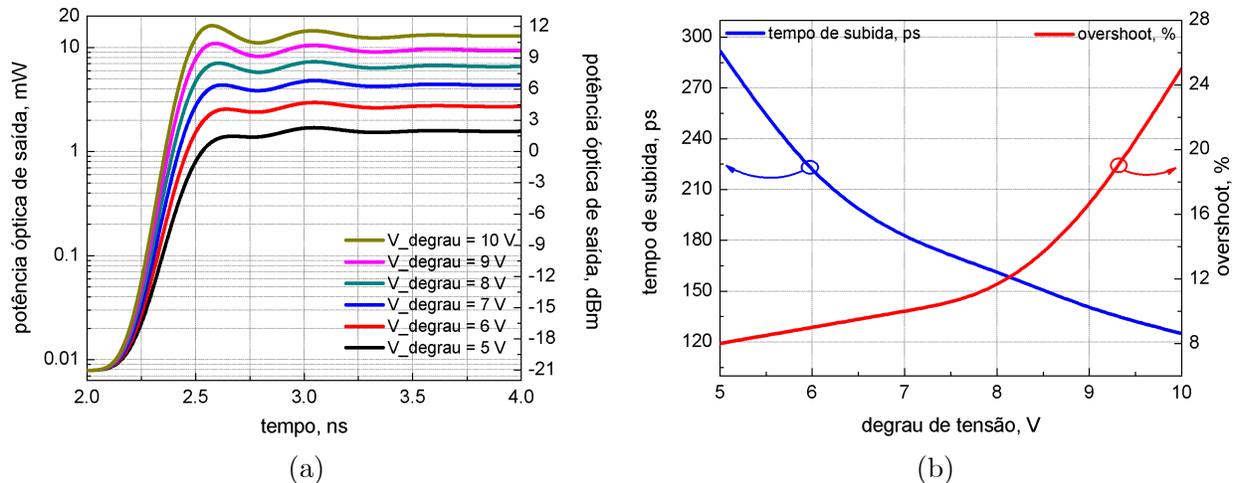


Figura 5.19: Resposta óptica do SOA simulado para o melhor caso com degrau de tensão variável (a) e o compromisso entre a amplitude do degrau injetado, o tempo de subida e o overshoot em (b).

Pode-se visualizar a potência óptica de saída para os degraus simulados e calcular o ganho

óptico correspondente na Figura 5.19(a). Assim como visto na seção 5.5.2, a injeção de um degrau com maior amplitude reduz o tempo de subida da resposta óptica. Nesta simulação, destaca-se o caso da injeção de um degrau de 10 V, no qual atingiu-se um contraste óptico de 32 dB com um tempo de subida de 125 ps e 24,7% de *overshoot*, mostrados na Figura 5.19(b).

5.7.2 Variando a potência do laser para o melhor caso

Aproveitando o melhor resultado da subseção anterior, nesta simulação verificou-se a influência da potência do sinal do laser no ganho óptico e no tempo de subida para um degrau de 10 V de amplitude. Pelos gráficos da Figura 5.20 pode-se notar um sensível aumento do ganho óptico e no tempo de subida com a redução da potência do laser. Para efeito de comparação com a subseção anterior, onde o laser operou com potência de 100 μW , atingindo 32 dB de ganho óptico em um tempo de subida de 125 ps e com 24,7 % de *overshoot*, simulou-se o laser funcionando com 10 dB acima e 10 dB abaixo deste valor, ou seja, com 1 mW e 10 μW . Para o caso do laser com potência de 1 mW, conseguiu-se um ganho óptico de 28 dB, chaveamento em 116 ps para um *overshoot* de 40,5 %. No segundo caso, com o laser gerando 10 μW de potência óptica tem-se um contraste óptico de 34 dB com tempo de subida de 141 ps para 13,5 % de *overshoot*.

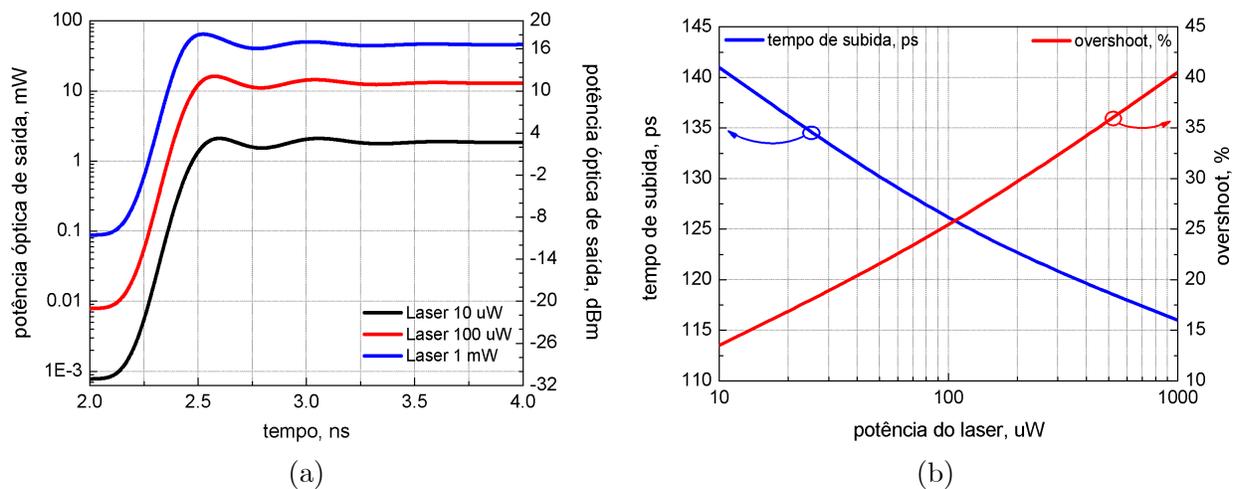


Figura 5.20: Resposta óptica de saída para diferentes potências de laser aplicadas (a) e a relação entre o tempo de subida, a potência do laser e o overshoot em (b), com o SOA simulado para o melhor caso.

5.7.3 Outros casos

O comportamento das respostas ópticas para os casos onde não se considera o circuito equivalente completo, em relação a variação da amplitude do pré-impulso, a duração do pré-impulso e ao atraso entre a aplicação do degrau e do pré-impulso é muito similar ao comportamento obtido quando se usa o circuito equivalente completo, observadas as divergências quanto ao aumento dos *overshoots*, redução das flutuações após os *overshoots* e redução dos tempos de subida, já apreciadas nesta seção. Como estas variações não representaram melhora no desempenho da chave óptica, tanto no tempo de subida como no ganho óptico, as respostas ópticas para estes casos não serão apresentadas neste trabalho.

5.8 Conclusão das simulações

As simulações apresentadas neste capítulo demonstraram a influência dos principais parâmetros do sinal de corrente que produz o chaveamento do SOA e dos elementos do circuito equivalente completo do SOA na resposta óptica do mesmo. As principais observações abordadas, dizem respeito ao tempo de chaveamento, ao *turn-on delay*, ao *overshoot* e às flutuações após o *overshoot*.

Em relação ao tempo de chaveamento do SOA, comprovou-se que o pré-impulso presente na técnica PISIC reduz o tempo de subida da resposta óptica. O tempo de subida está relacionado ao tempo necessário para que os portadores injetados na região ativa do SOA se recombinem e gerem fótons. Este processo de recombinação depende do tempo de vida dos portadores, que é função da densidade de portadores. Desta forma, para reduzir o tempo de subida é preciso diminuir o tempo de vida dos portadores, acelerando o processo de recombinação através de uma injeção abrupta de portadores. É exatamente isso que faz o pré-impulso utilizado na técnica PISIC. O tempo de subida também se mostrou dependente do ganho óptico, pois obteve-se menores tempos de subida para menores valores de ganho óptico. Assim, ao se projetar uma chave óptica baseada em SOA, deve-se considerar esta relação entre o tempo de subida e o ganho óptico, para que se avalie o fator mais importante a ser otimizado.

O tempo de atraso de ativação *turn-on delay* está relacionado com o tempo necessário para as recombinações estimuladas superarem as recombinações espontâneas. Este tempo depende da corrente total injetada no SOA, ou seja, da corrente de polarização somada ao pulso de corrente. Nas simulações, observou-se que a melhor combinação destas correntes para reduzir o tempo de subida se dá quando da utilização de uma corrente de polarização com intensidade de cerca de 50% da corrente de limiar, somada a um pulso de corrente de

tal intensidade que a corrente total injetada se aproxime da corrente máxima do dispositivo.

Conforme descrito em [44] e confirmado nesta tese, o *overshoot* aparece na maioria das simulações desenvolvidas e está associado à resposta dos elementos do circuito equivalente e à dinâmica dos portadores representada pelo Z-SOA. Observando a resposta óptica para os casos em que se variou a amplitude do pré-impulso, notam-se *overshoots* mais pronunciados que se comparados aos dos sinais de corrente de polarização. No entanto, a corrente de polarização também é responsável pelo *overshoot*, pois essa subida do pulso de corrente provoca uma variação rápida na densidade de portadores, diminuindo o tempo de vida dos portadores e acelerando as recombinações. Neste caso, são as recombinações estimuladas que prevalecem, gerando mais fótons. Após um tempo, a densidade de portadores se estabiliza e a geração de fótons também. Apesar da dinâmica de portadores ter influência no *overshoot*, esta se resume a amplificar o *overshoot* presente nos sinais de corrente. Por meio das simulações, foi observado que a diminuição do tempo de subida, na maioria dos casos, é acompanhada do aumento do *overshoot*.

As oscilações de relaxação representam a característica ressonante da cavidade do laser, onde a energia total do sistema é trocada entre as populações de elétrons e fótons antes de atingir o estado estacionário. Estas oscilações dependem da reflexão da luz nas facetas do dispositivo, a qual gera a realimentação necessária para a existência de ressonância na cavidade. Como o SOA estudado neste trabalho é do tipo TW-SOA, as oscilações de relaxação praticamente inexistem, haja vista a reduzida refletividade de suas facetas (0,1%). Apesar destas oscilações não serem pronunciadas no SOA, há um comportamento de ressonância semelhante, mas causado por outro efeito físico associado a perdas por espalhamento no guia de onda [49]. Simulações desenvolvidas em [44] utilizando o software Z-SOA, comprovam a dependência das oscilações de relaxação com a refletividade das facetas, confirmando sua ausência no TW-SOA. Assim, embora tanto na prática quanto na simulação do Z-SOA, as oscilações de relaxação decorrentes da ressonância na cavidade do SOA não devam ser muito pronunciadas, nas simulações realizadas nesta tese estas oscilações influenciam as flutuações presentes, pois o circuito equivalente prevê este fenômeno. Porém, esta não é a principal causa das flutuações, já que ao se considerar apenas os componentes do *chip* do SOA, as flutuações apresentadas que decorrem das oscilações de relaxação possuem menor amplitude apresentando só uma pequena flutuação ou nenhuma após o *overshoot* inicial. Isso demonstra que as flutuações apresentadas quando se considera o circuito completo, que se apresentam em maior número e com maiores amplitudes, são influenciadas principalmente pelos componentes parasitas presentes no acoplamento e no encapsulamento.

Observando as respostas das simulações variando os elementos do circuito equivalente,

percebe-se que as indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito de acoplamento e do encapsulamento são as principais responsáveis pelas flutuações presentes nestas simulações. Ainda, estes elementos parasitas demonstraram ter uma relação com o *overshoot* e o tempo de subida da resposta óptica. A presença destes componentes diminui o *overshoot* e aumenta o tempo de subida do sinal óptico devido ao seu próprio tempo de resposta.

De modo geral, observou-se que a melhoria do chaveamento do SOA implica em alterar a montagem experimental da seguinte forma: reduzir o tamanho da linha de transmissão ou retirá-la, usando pontas de prova para injetar o sinal de chaveamento; reduzir o valor dos indutores e capacitores do circuito de acoplamento; retirar a influência do encapsulamento, utilizando um SOA em *chip* na montagem.

Capítulo 6

Conclusões

O comportamento da impedância é um fator importante para o controle do chaveamento dos SOAs. A partir da impedância do SOA podem-se estimar os tempos de transição, o casamento em banda larga, assim como a influência da linha de transmissão e do circuito de acoplamento, do encapsulamento e do *chip* do dispositivo, aprimorando o entendimento do seu comportamento e limitações.

O modelo baseado em lasers semicondutores [53] e adaptado para o SOA mostrou-se adequado, haja vista que as curvas obtidas a partir dos circuitos equivalentes e das simulações feitas no programa Mathematica aproximaram-se das curvas experimentais. Assim, extraíram-se os parâmetros do SOA encapsulado e da linha de transmissão acoplada ao mesmo e, com esses parâmetros, fez-se um programa de simulação no software Simulink para verificar o comportamento da corrente de chaveamento do SOA em função de alguns sinais nele injetados.

Após testar diversos tipos de sinais nos programas criados no Simulink e ver seu desempenho confirmado no programa Z-SOA [45], ratificou-se através das medições dos tempos de subida a eficácia da técnica PISIC, a qual proporcionou em todos os casos testados uma redução nestes tempos. No entanto, observou-se que não há a necessidade de injetar um pré-impulso com grande amplitude e/ou duração, já que valores em torno de 500 mV de amplitude e 500 ps de duração são suficientes para injetar rapidamente os portadores eletrônicos que proporcionam a referida redução no tempo de subida da resposta óptica. Valores maiores de amplitude e duração aumentam indesejavelmente o *overshoot* da resposta óptica, degradando o sinal chaveado.

Utilizando-se a técnica PISIC, foram encontrados alguns sinais que possibilitaram a redução do tempo de chaveamento do SOA, bem como o aumento do contraste óptico, com a quantificação dos efeitos indesejados do *overshoot* e flutuações do ganho óptico. A partir das

simulações realizadas com o circuito equivalente completo do SOA, chegou-se a resultados de tempo de chaveamento da ordem de 260 ps, com contraste óptico de 32 dB e *overshoot* de 10,8%.

O tempo de chaveamento não está limitado apenas pelo tipo de sinal injetado, pelo circuito equivalente utilizado ou pelos elementos parasitas, mas também pela dinâmica de portadores na região ativa do SOA. Por isso, estudou-se a influência de cada seção do circuito equivalente e, depois, dos capacitores e indutores que modelam a região ativa do SOA (C_{sc} , C_d e L_s). Com as simulações feitas utilizando apenas o circuito equivalente da região ativa do *chip* do SOA e alterando os valores de $C_{sc} + C_d$ e L_s , atingiu-se 32 dB de ganho óptico em um tempo de subida de 125 ps e com 24,7 % de *overshoot*.

As contribuições desta tese permitem que se possa avançar ainda mais nos estudos de chaveamento eletro-óptico utilizando SOAs, no sentido do aumento do contraste óptico, na redução dos tempos de chaveamento e na redução das flutuações da resposta óptica do SOA. A partir dos resultados obtidos, os seguintes trabalhos futuros podem ser realizados:

1. Fazer novas medições de chaveamento eletro-óptico com a montagem experimental apresentada nesta tese, desta vez utilizando uma corrente de polarização inferior à corrente de transparência do SOA e fazendo uso de geradores de sinais de maior amplitude, no intuito de confirmar os resultados simulados que apontaram uma redução do tempo de subida do sinal chaveado, inferior a 300 ps, para um contraste óptico superior a 1000 vezes;
2. Simular os sinais de chaveamento testados nesta tese em ferramentas de projetos ópticos comerciais como o VPI ou o Optiwave e comparar os resultados com os já obtidos nesta tese utilizando o Simulink e o Z-SOA;
3. Fazer as medições de impedância para a nova montagem do SOA construída pelo Prof. Evandro Conforti. Esta montagem contém um SOA em *chip* (sem encapsulamento) disposto em uma mesa óptica com microscópio e posicionadores piezoelétricos para alinhamento das fibras em microlentes. Depois, comparar as medições de impedância desta nova montagem com as curvas de impedância das três montagens apresentadas nesta tese, avaliar as diferenças e propor um novo circuito equivalente. Na sequência, promover o chaveamento eletro-óptico da nova montagem com diversos tipos de sinais, comparar os resultados com os conseguidos nesta tese e avaliar a influência dos componentes presentes no encapsulamento;
4. Estudar as condições e possibilidades de se construir, em laboratório especializado em microeletrônica, um modelo de *chip* de SOA com as características encontradas nas

simulações do circuito equivalente e próprias para a obtenção de chaveamento óptico mais rápido.

Publicações

Artigo em revista:

1. N. S. Ribeiro, A. L. Toazza, C. M. Gallep e E. Conforti. “ Rise Time and Gain Fluctuations of an Electrooptical Amplified Switch Based on Multipulse Injection in Semiconductor Optical Amplifiers.” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 12, pg. 769-771, 2009.

Artigos em congresso:

1. A. L. Toazza, M. Guimarães, C. A. C. Petersen, C. M. Gallep e E. Conforti, “Experimental and theoretical analysis of packaging inductances and stray capacitances of a Semiconductor Optical Amplifier.”, 2006 International Telecommunications Symposium, Fortaleza, CE, 3-6 Setembro 2006, pg. 63-66
2. M. Guimarães, A. L. Toazza, C. M. Gallep e E. Conforti, “Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor.”, MOMAG 2006 - 12º SBMO- Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Belo Horizonte, MG, 2006, pg. 056.1-056.4.
3. N. Melnikoff, A. L. Toazza, C. M. Gallep e E. Conforti, “Time resolved chirp measurements of fast electro-optical switches based on semiconductor optical amplifiers.”, 2007 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC'07, Salvador, BA, Outubro 2007, pg. 662-665.
4. N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, A. L. Toazza e E. Conforti. “Caracterização de FWM em amplificador óptico a semicondutor ultra-longo.” MOMAG 2008 – 13º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Florianópolis, SC, 2008, pg 1-6.

Referências Bibliográficas

- [1] A. J. Seeds, “Microwave photonics”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.50, no.3, pp.877-887, Março 2002.
- [2] J. Capmany, B. Ortega, D. Pastor, e S. Sales, “Discrete-time optical Processing of microwave signals”, *J. Lightw. Technol.*, vol.23, no.2, pp. 702-723, Fevereiro 2005.
- [3] K. Stubkjaer, “Semiconductor optical amplifier-based all-optical gates for high-speed optical processing”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Vol.6, No. 6, pp. 1428-1435, Novembro/Dezembro 2000.
- [4] S. Yao , S. J. B. Yoo, B. Mukherjee, S. Dixit, “All-optical packet switching for metropolitan area networks: opportunities and challenges”, *IEEE Communications Magazine*, vol.39, no.3, pp.142-148, Março 2001.
- [5] D. J. Blumenthal, B.-E. Olsson, G. Rossi, T.E. Dimmick, L. Rau, M. Masanovic, O. Lavrova, R. Doshi, O. Jerphagnon, J.E. Bowers, V. Kaman, L.A. Coldren, e J. Barton, “All-optical label swapping networks and technologies”, *J. Lightw. Technol.*, vol.18, no.12, pp.2058-2075, Dezembro 2000
- [6] X. Ma e G. S. Kuo, “Optical switching technology comparison: optical MEMS vs. other technologies”, *IEEE Communications Magazine*, vol.41, no.11, pp. S16-S23, Novembro 2003.
- [7] D. Van Thourhout, P. Bernasconi, B. Miller, Weiguo Yang; Liming Zhang; N. Sauer, L. Stulz e S. Cabot, “Novel geometry for an integrated channel selector”, *IEEE J. Select. Topics in Quantum Electronics*, vol.8, no.6, pp. 1211-1214, Novembro/Dezembro 2002.
- [8] T. Lin, K.A. Williams, R.V. Penty, I.H. White, M. Glick, e D. McAuley, “Performance and scalability of a single-stage SOA switch for 10x10 Gb/s wavelength striped packet routing”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.18, no.5, pp.691-693, Março 2006.

- [9] E. Conforti, C. M. Gallep, S. H. Ho, A. C. Bordonalli e S. M. Kang, “Carrier reuse with gain compression and feed-forward semiconductor optical amplifiers”, *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.50, no.1, pp. 77-81, Janeiro 2002.
- [10] H. Takesue, N. Yoshimoto, Y. Shibata, T. Ito, Y. Tohmori, e T. Sugie, “Wavelength channel data rewriter using semiconductor optical saturator/modulator”, *J. Lightw. Technol.*, vol.24, no.6, pp. 2347-2354, Junho 2006.
- [11] J. Yu, N. Kim, e B. W. Kim, “Remodulation schemes with reflective SOA for colorless DWDM PON”, *J. Opt. Netw.* Vol. 6, Issue 8, pp. 1041-1054, 2007.
- [12] E. F. Burmeister e J. E. Bowers, “Integrated gate matrix switch for optical packet buffering”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 18, no. 1, pp. 103-105, Janeiro 2006.
- [13] E. F. Burmeister, J. P. Mack, H. N. Poulsen, J. Klamkin, L.A. Coldren, D. J. Blumenthal, and J. E. Bowers “SOA gate array recirculating buffer with fiber delay loop”, *Optics Express*, Vol. 16, pp. 8451-8456, Maio 2008.
- [14] E. F. Burmeister e J. P. Mack, H. N. Poulsen, M. L. Mašanovic, B. Stamenic, D. J. Blumenthal e J. E. Bowers, "Photonic integrated circuit optical buffer for packet-switched networks," *Optics Express* 17, pp. 6629-6635, Abril 2009.
- [15] C. M. Gallep, E. Conforti; “Reduction of Semiconductor Optical Amplifier Switching Times by Pre-Impulse-Step Injected Current Technique”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No.7, pp. 902 – 904, Julho 2002.
- [16] P.J. Rigole, M. Shell, S. Nilsson, e J. Blumenthal, “Fast wavelength switching in a widely tunable GCSR laser using a pulse pre-distortion technique”, in *Proc. Optical Fiber Communication (OFC)*, Dallas, TX, paper WL63, 1997.
- [17] O. A. Lavrova, and Daniel J. Blumenthal, “Detailed transfer matrix method-based dynamic model for multisectionwidely tunable GCSR lasers”, *J. Lightw. Technol.*, vol.18, no.9, pp. 1274-1283, Setembro 2000.
- [18] E. Conforti, C. M. Gallep, “A Fast Electro-Optical Amplified Switch using a Resistive Combiner for Multi-Pulse Injection”, 2006 *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, San Francisco, CA, USA, pp. 1935-1938, Junho 2006.
- [19] R. N. Carvalho, “Análise de Redução na Latência de Redes de Pacotes Ópticos Através da Diminuição no Tempo de Chaveamento de SOAs”, *Dissertação de Mestrado*, Unicamp–Campinas, SP, 2008.

- [20] N. S. Ribeiro, A. L. Toazza, C. M. Gallep, E. Conforti. “ Rise Time and Gain Fluctuations of an Electrooptical Amplified Switch Based on Multipulse Injection in Semiconductor Optical Amplifiers.” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 12, pg. 769-771, 2009.
- [21] E. Conforti, C. M. Gallep, “Microwave current-controlled semiconductor optical amplifiers applications”, capítulo do livro “Recent Developments in Microwave Theory & Techniques, Vol.2”, ISBN 81-7895-150-9, Editor S. G. Pandalai, Transworld Research Network, Kerala, India, http://www.trnres.com/review_books_04/p_04/p_t_08.htm , Vol.2 (2004) pp. 35-62.
- [22] M. J. O’Mahony, Dimitra Simeonidou, David K. Hunter, Anna Tzanakaki, “The application of optical packet switching in future communication networks” , *IEEE Communications Magazine*, vol.39, no.3, pp.128-135, Março 2001.
- [23] D. Chiaroni, “Packet switching matrix: A key element for the backbone and the metro”, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, no.7, pp.1018-1025, Setembro 2003.
- [24] C. Qiao, “Labeled Optical Burst Switching for IP-over-WDM Integration”, *IEEE Communications Magazine*, pp. 104-114, Setembro 2000.
- [25] K. Dolzer, C. Gauger, J. Spath and S. Bodamer, “Evaluation of reservation mechanisms for optical burst switching”, *AEU Int. J. of Electron. and Commun.*, vol. 55, no. 1, 2001.
- [26] A. Detti, V. Eramo and M. Listanti, “Performance evaluation of a new technique for IP support in a WDM optical network: optical composite burst switching (OCBS)”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 20, issue 2, pp. 154-165, Fevereiro 2002.
- [27] V. M. Vokkarane, J. P. Jue and S. Sitaraman, “Burst segmentation: an approach for reducing packet loss in optical burst switched networks”, in *Proc. of ICC’02*, Abril 2002.
- [28] J. Y. Wei, J. L. Pastor, R. S Ramamurthy and Y. Tsai, “Just-in-time optical burst switching for multi-wavelength networks”, *Proceedings of the 5th Int. Conf. on Broadband Commun. (BC’99)*, pp. 339-352, 1999.
- [29] D. G. Foursa et al., “2.56 Tb/s (256x10 Gb/s) transmission over 11,000 km using hybrid Raman/EDFAs with 80 nm continuous bandwidth”, *Proc. OFC 2002*, Anaheim, Cal., pp. FC3 1-3, Março 2002.
- [30] L. Rau et al., “Two-hop all-optical label swapping with variable length 80 Gb/s packets and 10 Gb/s labels using nonlinear fiber wavelength converters, unicast/multicast output and a single EAM for 80 to 10Gb/s packet multiplexing”, *Proceeding of OFC 2002*, Anaheim, Cal., pp. DF2 1-3, Março 2002.

- [31] D. Wada et al., “Multi-hop 40 Gbits/s variable length photonic packet routing based on multi-wavelength label switching, waveband routing, and label swapping”, Proceeding of OFC 2002, Anaheim, Cal., pp. 216- 217, Março 2002.
- [32] Z. Rosberg, H. L. Vu, M. Zukerman, J. White, “Blocking probabilities of optical burst switching networks based on reduced load fixed point approximations”, IEEE INFOCOM 2003 - The Conference on Computer Communications, vol.22, no.1, pp.2008-2018, Março 2003.
- [33] M. Neuts, Z. Rosberg, H. L. Vu, J. White, M. Zukerman, “Performance enhancement of optical burst switching using burst segmentation”, ICC 2003 - IEEE International Conference on Communications, vol.26, no.1, pp.1828-1832, Maio 2003.
- [34] O. Solgaard, Daesung Lee, Kyoungsik Yu, Uma Krishnamoorthy, Kebin Li, Jonathan P. Heritage, “Microoptical phased arrays for spatial and spectral switching”, IEEE Communications Magazine, vol.41, no.3, pp.96-102, Março 2003.
- [35] C. A. Barrios, V. R. Almeida e M. Lipson, “Low-power-consumption short-length and high-modulation-depth silicon electrooptic modulator”, J. Lightwave Technol. 21, 1089-1098, 2003.
- [36] W. Yuan, S. Kim, G. Sadowy, C. Zhang, C. Wang, W.H. Steier e H.R. Fetterman, “Polimeric electro-optic digital optical switches with low switching voltage”, Electronics Letters, vol 40, no. 3, pp. 195-197, Fevereiro 2004.
- [37] E. Conforti, “Transistor Óptico Ultra-Rápido de Alto Ganho”, Monografia enviada para o 1º Prêmio Werner Von Siemens de Inovação Tecnológica, 2005.
- [38] J. Mark e A. Mecozzi, “Semiconductor Devices for All-Optical Processing: Just How Fast can they go?”, IEEE Lasers and Electro-optics Society 1999 (LEOS'99) Conference Proceedings, p. 900-901, novembro 1999.
- [39] K. Bertilsson, R. Rorgren, P. A. Andrekson e S. T. Eng, “Characterization of an InGaAsP Semiconductor Laser Amplifier as a Multifunctional Device”, J. Lightwave Tech., Vol. 11, No. 7, pp. 1147-1150, julho 1993.
- [40] N. A. Jackman, S. H. Patel, B. P. Mikkelsen e S. K. Korotky, “Optical Cross connects for optical networking”, Bell Labs Technical Journal, pp. 262-281, janeiro-março 1999.
- [41] A. Ehrhardt, M. Eiselt, G. Großkopf, L. Küller, R. Ludwig, W. Pieper, R. Schnabel e H. G. Weber, “Semiconductor Laser Amplifier as Optical Switching Gate”, J. Lightwave Tech., Vol. 11, No. 8, pp. 1287-1295, Agosto 1993.

- [42] M. H. Lee, S. M. Shin, S. K. Han, “Wavelength-converting optical space switch using a semiconductor-optical-amplifier-based Mach-Zehnder Interferometer”, *Optical Engineering*, Vol. 39, N. 12, 3255-3259, dezembro 2000.
- [43] P. E. Green, Jr., F. J. Janniello, e R. Ramaswami, “WDM protocol-transparent distance extension using R2 remodulation”, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 14, no. 5, June 1996, pp. 962-967.
- [44] N. S. Ribeiro, “Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor” Tese de doutorado - Unicamp, Outubro 2009.
- [45] C. M. Gallep, “Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor”, Tese de Doutorado, Unicamp–Campinas, SP, 2003.
- [46] L. Occhi, “Semiconductor Optical Amplifiers made of Ridge Waveguide Bulk InGaAsP/InP: Experimental Characterisation and Numerical Modelling of Gain, Phase, and Noise”, Tese de Doutorado, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Zurique, 2002.
- [47] G. P. Agrawal, “Fiber-Optic Communication Systems”, 3rd ed., Wiley-Interscience, New York, 2002.
- [48] M. J. Connelly, “Semiconductor Optical Amplifiers”, 2a. ed., Kluwer Academic Publishers, Boston, 2002.
- [49] J. Mørk, M. L. Nielsen e T. W. Berg, “The Dynamics of Semiconductor Optical Amplifiers Modeling and Applications”, *Optics & Photonics News*, Julho 2003.
- [50] W. W. Chow, S. Koch, “Semiconductor-Laser Fundamentals”, Springer-Verlag, Berlin, 1999.
- [51] G. P. Agrawal, N. K. Dutta “Semiconductor Lasers”, 2a ed., Van Nostrand Reinold, New York, 1993.
- [52] G. P. Agrawal, N. A. Olsson, “Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 25, no. 11, pp. 2297-2306, Novembro 1989.
- [53] R. S. Tucker, D. J. Pope, “Microwave Circuit Models of Semiconductor Injection Lasers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. mtt-31, no.3, Março 1983.
- [54] R. S. Tucker, D. J. Pope, “Circuit Modeling of the Effect of Diffusion on Damping in a Narrow-Stripe Semiconductor Laser”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. QE19, no.7, Julho 1983.

- [55] R. S. Tucker, Ivan P. Kaminow, “High-Frequency Characteristics of Directly Modulated In-GaAsP Ridge Waveguide and Buried Heterostructure Lasers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. LTt-2, no.4, Agosto 1984.
- [56] R. S. Tucker, “High-Speed Modulation of Semiconductor Lasers”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-3, pp. 1189-1192, 1985.
- [57] R. S. Tucker, “Large-signal circuit model for simulation of injection-laser modulation dynamics”, *IEE Proceedings, Part I - Solid-State and Electron Devices*, vol. 128, pt. I, No. 5, pp. 180-184, Outubro 1981.
- [58] R. S. Tucker, “Large-signal switching transients in index-guided semiconductor lasers”, *Electronics Letters*, vol. 20, no.19, pp. 802-803, Setembro 1984.
- [59] R. S. Tucker, J. M. Wiesenfeld, P. M. Downey e J. E. Bowers, “Measurements of switching transients in high-speed semiconductor lasers”, *Technical Digest, Conference on Optical Fiber Communication and Topical Meeting on Integrated and Guided-Wave Optics*, Atlanta, Georgia, pp. 92-93 e pp.8-10, Fevereiro 1986.
- [60] R. S. Tucker, J. M. Wiesenfeld, P. M. Downey e J. E. Bowers, “Limitations on switching speed in wideband semiconductor lasers”, *Technical Digest, IEEE International Microwave Symposium*, Baltimore Maryland, pp. 655-657, Junho 1986.
- [61] H. Ghafouri-Shiraz, “The Principles of Semiconductor Laser Diodes and Amplifiers: Analysis and Transmission Line Laser Modeling” Imperial College Press, Londres, 2004.
- [62] M. Maeda, K. Nagano, M. Tanaka e K. Chiba, “Buried-Heterostructure Laser Packaging for Wideband Optical Transmission Systems”, *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, No. 7, pp. 1076-1081, 1978.
- [63] M. Ikeda, “Switching Characteristics of Laser Diode Switch”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 19, No. 2, pp. 157-164, Fevereiro 1983.
- [64] I. D. Henning, “High-speed transient effects in quaternary lasers”, *IEE Proc. H, Microwaves, Opt. & Antennas*, vol. 131, No. 3, pp. 133-138, Junho 1984.
- [65] L. Bickers, L. D. Westbrook, “Reduction of transient laser chirp in 1.5 μm DFB lasers by shaping the modulation pulse”, *IEE proceedings. Part J. Optoelectronics*, vol. 133, no2, pp. 155-162, Abril 1986.

- [66] S. Weisser, P.J. Tasker, I. Esquivias, J.D. Ralston e J. Rosenzweig, “Impedance, modulation response, and equivalent circuit of ultra-high-speed InGaAs/GaAs MQW lasers”, Proceedings of IEEE International Electron Devices Meeting, Washington/D.C, pp. 601-604, 1993.
- [67] S. Weisser, I. Esquivias, P. J. Tasker, J.D. Ralston e J. Rosenzweig, “Impedance, modulation response, and equivalent circuit of ultra-high-speed In_{0.35}Ga_{0.65}As/MQW lasers with p-doping”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 6, Nr.7, pp.782-785, Julho 1994.
- [68] E. Malić, M. Bormann, P. Hövel, M. Kuntz, D. Bimberg, E. Schöll e A. Knorr, “Coulomb Damped Relaxation Oscillations in Semiconductor Quantum Dot Lasers”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 13, No. 5, pp. 1242-1248, Setembro/Outubro 2007.
- [69] A. A. A. de Salles e M. C. R. Carvalho, “Resposta Rápida de Lasers Semicondutores Nacionais”, Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações, Vol 1, No. 91, novembro 1986.
- [70] W. I. Way, “Large Signal Nonlinear Distortion Prediction for a Single-Mode Laser Diode Under Microwave Intensity Modulation”, IEEE J. Lightwave Technol., Vol. LT-5, No. 3, pp. 305–315, 1987.
- [71] K. C. Sum e N. J. Gomes, “Microwave-optoelectronic modeling approaches for semiconductor lasers”, IEE Proc. Optoelectron, vol. 145, no. 3, Junho 1998.
- [72] D. A. Gray, “Handbook of Coaxial Microwave Measurements”, 1a. ed., General Radio Company, West Concord, 1968.
- [73] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, 2a ed., Addison-Wesley Publishing Company, New York, 1990.
- [74] D. E. Clark e H. J. Mead, “Electronic, Radio, and Microwave Physics”, 1a. ed. , Heywood & Company LTD, London, 1961.
- [75] J. D. Kraus, “Electromagnetics”, 4a ed., McGraw-Hill, New York, 1991.
- [76] A. L. Toazza, M. Guimarães, C. A. C. Petersen, C. M. Gallep e E. Conforti, “Experimental and theoretical analysis of packaging inductances and stray capacitances of a Semiconductor Optical Amplifier.”, 2006 International Telecommunications Symposium, Fortaleza, CE, pg. 63-66, 3-6 Setembro 2006.
- [77] R. P. D. Vivacqua, “Metodologia para Extração de Parâmetros Experimentais em Amplificadores Ópticos a Semicondutor”, Dissertação de Mestrado, Unicamp, 2003.

- [78] M. Guimarães, A. L. Toazza, C. M. Gallep e E. Conforti, “Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor.”, MOMAG 2006 - 12º SBMO-Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, Belo Horizonte, MG, pg. 056.1-056.4, 2006.
- [79] M. Guimarães, “Circuito equivalente e extração de parâmetros em um amplificador óptico a semicondutor”, Dissertação de Mestrado, Unicamp, 2007.
- [80] N. S. Ribeiro, “Medição e simulação de conversor em comprimento de onda com amplificador óptico a semicondutor,” Dissertação de Mestrado, Unicamp, 2006.
- [81] Matlab, Versão 7.1, The MathWorks Inc., 2005.
- [82] C. M. Gallep e E. Conforti, “Simulations on picosecond nonlinear electro-optic switching using an ASE-calibrated semiconductor optical amplifier model”, Optics Communication, vol.236/1-3, pp.131-139, 2004.
- [83] A.L.Rayol, “Conversão em comprimento de onda via modulação cruzada de ganho utilizando amplificador óptico a semicondutor”, Dissertação de mestrado, UNICAMP, 2004.

Apêndice A

Equacionamento da impedância

Neste Apêndice, apresenta-se um resumo dos códigos e equações gerados pelo programa desenvolvido no software Mathematica para simular o comportamento da impedância da montagem do SOA. O equacionamento foi dividido em três partes, sejam elas: impedância do *chip* do SOA e encapsulamento (Z_{soa}); Z_{soa} mais o circuito de acoplamento (Z_{in}); Z_{in} mais linha de transmissão (Z_{inT}).

Equacionamento da impedância do SOA

Chip do SOA e encapsulamento

```
Element[{Rs1, Rs2, R1, Rs, Rp, R, Ls, Lp, L2,  
        Cd, Cs, Csc, Cp, C2, Ca, L3, w, s, f, L, lambda, l}, Reals];  
Element[{Zsoa, Zin, ZinT, ModuloZ}, Complexes];
```

```
Clear[Rs1, Rs2, R1, Rs, Rp, R, Ls, Lp, L2, Cd, Cs, Csc,  
      Cp, C2, Ca, L3, w, s, f, L, lambda, l, Zsoa, Zin, ZinT, ModuloZ];
```

```
Z1 = Rs1 + Rs2 + s Ls;  
Y2 = 1 / R1 + 1 / Z1 + s Cd + s Csc;  
Z3 = Rs + 1 / Y2;  
Y4 = s Cs + 1 / Z3; (* chip do SOA *)  
Z5 = 1 / Y4 + s Lp + Rp;  
Y6 = s Cp + 1 / Z5;  
Zsoa = 1 / Y6; (* encapsulamento *)  
Zw = Zsoa /. s -> I w;
```

```
RZ = FullSimplify[ComplexExpand[Re[Zw], TargetFunctions -> {Re, Im}]];  
IZ = FullSimplify[ComplexExpand[Im[Zw], TargetFunctions -> {Re, Im}]];  
Zw = (R1 (Rs1 + Rs2) (2 Rs + Rs1 + Rs2) + Ls^2 R1 w^2 + Rs ((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) +  
      R1^2 (Rs + Rs1 + Rs2 + (Csc + Cd) Rs (-2 Ls + (Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2) w^2 + (Csc + Cd)^2 Ls^2 Rs w^4)) /  
      (((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) +  
      2 R1 (Rs1 + Rs2 + Cs^2 Rs (Rs1 + Rs2) (Rs + Rs1 + Rs2) w^2 + Cs^2 Ls^2 Rs w^4) +  
      R1^2 (1 + w^2 (Csc^2 ((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + Cd^2 ((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2)  
            (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + Cs (Cs (Rs + Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-2 + Cs Ls w^2))) +  
      2 Csc (-Ls (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + (Rs1 + Rs2)^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2) + Ls^2 w^2  
            (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2)) + 2 Cd (Cs (Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-1 + Cs (Ls - Cs Rs^2) w^2)))))) +  
      I (- (w ((Csc + Cd) R1^2 (Rs1 + Rs2)^2 + Ls R1^2 (-1 - 2 (Csc + Cd) Cs Rs^2 w^2) +  
            Ls^2 w^2 (Csc R1^2 + Cd R1^2 + Cs R1^2 + 2 Cs R1 Rs + Cs Rs^2 + (Csc + Cd)^2 Cs R1^2 Rs^2 w^2) +  
            Cs ((Rs (Rs1 + Rs2) + R1 (Rs + Rs1 + Rs2))^2 + (Csc + Cd)^2 R1^2 Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 w^2))) /  
      (((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + 2 R1 (Rs1 + Rs2 + Cs^2 Rs (Rs1 + Rs2) (Rs + Rs1 + Rs2) w^2 +  
      Cs^2 Ls^2 Rs w^4) + R1^2 (1 + w^2 (Csc^2 ((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + Cd^2  
            ((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + Cs (Cs (Rs + Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-2 + Cs Ls w^2))) +  
      2 Csc (-Ls (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + (Rs1 + Rs2)^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2) + Ls^2 w^2 (Cd +  
            Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2)) + 2 Cd (Cs (Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-1 + Cs (Ls - Cs Rs^2) w^2))))))));
```

```
Zw = FullSimplify[Zw];  
RZw = Re[Zw];  
IZw = Im[Zw];  
AZw = Abs[Zw];
```

Zsoaw = Zsoa /. s -> I w;

RZsoa = FullSimplify[ComplexExpand[Re[Zsoaw], TargetFunctions -> {Re, Im}]];

IZsoa = FullSimplify[ComplexExpand[Im[Zsoaw], TargetFunctions -> {Re, Im}]];

$$\begin{aligned}
\text{Zsoa} = & \left(\left((R1 + Rs1 + Rs2) \left((Rp + Rs) (Rs1 + Rs2) + R1 (Rp + Rs + Rs1 + Rs2) \right) + (Ls^2 (R1 + Rp + Rs) + \right. \right. \\
& 2 Ls R1^2 \left(- (Csc + Cd + Cs) Rp - (Csc + Cd) Rs \right) + 2 (Csc + Cd) Cs R1^2 Rp (Rs1 + Rs2)^2 + \\
& \left. (Csc + Cd)^2 R1^2 (Rp + Rs) (Rs1 + Rs2)^2 + Cs^2 Rp (Rs (Rs1 + Rs2) + R1 (Rs + Rs1 + Rs2))^2 \right) w^2 + \\
& \left(Cs^2 Ls^2 Rp (R1 + Rs)^2 + 2 Cd Cs Ls R1^2 Rp (Ls - Cs Rs^2) + Csc^2 R1^2 \right. \\
& \left. (Ls^2 (Rp + Rs) + Cs^2 Rp Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2) + Cd^2 R1^2 (Ls^2 (Rp + Rs) + Cs^2 Rp Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2) \right) w^4 + \\
& \left(Csc + Cd \right)^2 Cs^2 Ls^2 R1^2 Rp Rs^2 w^6 \Big/ \left(2 R1 (Rs1 + Rs2 + (Rs1 + Rs2) (Cs^2 Rs (Rs + Rs1 + Rs2) + \right. \\
& Cp^2 (Rp + Rs) (Rp + Rs + Rs1 + Rs2) + 2 Cp (-Lp + Cs Rs (Rs + Rs1 + Rs2))) w^2 + \\
& \left. (Cs^2 Ls^2 Rs - 2 Cp Cs Rs (-Ls^2 + Cs Lp (Rs1 + Rs2) (Rs + Rs1 + Rs2)) + Cp^2 (Ls^2 (Rp + Rs) + \right. \\
& \left. (Rs1 + Rs2) (Lp^2 - 2 Cs Lp Rs (Rs + Rs1 + Rs2) + Cs^2 Rp^2 Rs (Rs + Rs1 + Rs2))) \right) w^4 + \\
& Cp Cs Rs (-2 Cs Lp Ls^2 + Cp (-2 Lp Ls^2 + Cs Ls^2 Rp^2 + Cs Lp^2 (Rs1 + Rs2) (Rs + Rs1 + Rs2))) w^6 + \\
& Cp^2 Cs^2 Lp^2 Ls^2 Rs w^8 \Big) + \\
& \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) \left(1 + w^2 \left(Cs^2 Rs^2 - 2 Cp (Lp - Cs Rs^2 + Cs^2 Lp Rs^2 w^2) + \right. \right. \\
& \left. \left. Cp^2 \left(2 Rp Rs + Lp^2 w^2 + Rs^2 (-1 + Cs Lp w^2)^2 + Rp^2 (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) \right) \right) \right) + \\
& R1^2 \left(1 + w^2 \left(-2 (Csc + Cd) Ls + (Csc + Cd)^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) + Cs^2 \left((Rs + Rs1 + Rs2)^2 + \right. \right. \right. \\
& \left. \left. Ls^2 w^2 + (Csc + Cd) Rs^2 (-2 Ls + (Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2) w^2 + (Csc + Cd)^2 Ls^2 Rs^2 w^4 \right) + \right. \\
& \left. 2 Cs \left((Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-1 + (Csc + Cd) Ls w^2) \right) + 2 Cp \right. \\
& \left. \left(-Ls + (Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2 + Cs (Rs + Rs1 + Rs2)^2 + w^2 (Cs Ls^2 + Cd Ls (Ls - 2 Cs Rs^2) + \right. \right. \\
& \left. \left. Csc^2 Cs Rs^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) + Cd^2 Cs Rs^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. Csc (-2 Cs Ls Rs^2 + 2 Cd Cs Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 (1 + 2 Cd Cs Rs^2 w^2)) \right) \right) + \\
& Lp \left(-1 + w^2 \left(-Csc^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) \left(1 + Cs^2 Rs^2 w^2 \right) - Cd^2 \right. \right. \\
& \left. \left. \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) \left(1 + Cs^2 Rs^2 w^2 \right) + 2 Cd (Ls - Cs (Rs1 + Rs2))^2 + \right. \right. \\
& \left. \left. Cs Ls (-Ls + Cs Rs^2) w^2 \right) - Cs (Cs (Rs + Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-2 + Cs Ls w^2)) \right) + \\
& \left. 2 Csc (Ls + Cs^2 Ls Rs^2 w^2 - (Rs1 + Rs2)^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2) - \right. \\
& \left. Ls^2 w^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2)) \right) \Big) + \\
& Cp^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + (Lp + Ls)^2 w^2 - 2 (Csc + Cd + Cs) Lp (Rs1 + Rs2)^2 w^2 + \right. \\
& \left. (Csc + Cd + Cs) Lp (-2 Ls^2 + Lp (-2 Ls + (Csc + Cd + Cs) (Rs1 + Rs2)^2)) w^4 + \right. \\
& \left. (Csc + Cd + Cs)^2 Lp^2 Ls^2 w^6 + 2 Rs (Rs1 + Rs2) (-1 + Cs Lp w^2)^2 + 2 Rp (Rs + Rs1 + Rs2 + \right. \\
& \left. (Csc + Cd) Rs (-2 Ls + (Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2) w^2 + (Csc + Cd)^2 Ls^2 Rs w^4 \right) + \\
& Rs^2 (-1 + Cs Lp w^2)^2 \left(1 + (Csc + Cd) w^2 \left((Csc + Cd) (Rs1 + Rs2)^2 + \right. \right. \\
& \left. \left. Ls (-2 + (Csc + Cd) Ls w^2) \right) \right) + Rp^2 \left(1 + w^2 \left(Csc^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) \right) \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left((1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + Cd^2 \left((Rs1 + Rs2)^2 + Ls^2 w^2 \right) (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + \right. \\
 & Cs \left(Cs (Rs + Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-2 + Cs Ls w^2) \right) + 2 Csc (-Ls (1 + Cs^2 Rs^2 w^2) + \\
 & (Rs1 + Rs2)^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2) + Ls^2 w^2 (Cd + Cs + Cd Cs^2 Rs^2 w^2) \left. \right) + \\
 & 2 Cd \left(Cs (Rs1 + Rs2)^2 + Ls (-1 + Cs (Ls - Cs Rs^2) w^2) \right) \left. \right) + \\
 \text{i} & \left(- \left(w \left(Cp R1^2 Rp^2 + 2 Cp R1^2 Rp Rs + Cp R1^2 Rs^2 + Cs R1^2 Rs^2 + 2 Cp R1^2 Rp Rs1 + 2 Cp R1 Rp^2 Rs1 + \right. \right. \right. \\
 & 2 Cp R1^2 Rs Rs1 + 2 Cs R1^2 Rs Rs1 + 4 Cp R1 Rp Rs Rs1 + 2 Cp R1 Rs^2 Rs1 + \\
 & 2 Cs R1 Rs^2 Rs1 + Csc R1^2 Rs1^2 + Cd R1^2 Rs1^2 + Cp R1^2 Rs1^2 + Cs R1^2 Rs1^2 + \\
 & 2 Cp R1 Rp Rs1^2 + Cp Rp^2 Rs1^2 + 2 Cp R1 Rs Rs1^2 + 2 Cs R1 Rs Rs1^2 + 2 Cp Rp Rs Rs1^2 + \\
 & Cp Rs^2 Rs1^2 + Cs Rs^2 Rs1^2 + 2 Cp R1^2 Rp Rs2 + 2 Cp R1 Rp^2 Rs2 + 2 Cp R1^2 Rs Rs2 + \\
 & 2 Cs R1^2 Rs Rs2 + 4 Cp R1 Rp Rs Rs2 + 2 Cp R1 Rs^2 Rs2 + 2 Cs R1 Rs^2 Rs2 + \\
 & 2 Csc R1^2 Rs1 Rs2 + 2 Cd R1^2 Rs1 Rs2 + 2 Cp R1^2 Rs1 Rs2 + 2 Cs R1^2 Rs1 Rs2 + \\
 & 4 Cp R1 Rp Rs1 Rs2 + 2 Cp Rp^2 Rs1 Rs2 + 4 Cp R1 Rs Rs1 Rs2 + 4 Cs R1 Rs Rs1 Rs2 + \\
 & 4 Cp Rp Rs Rs1 Rs2 + 2 Cp Rs^2 Rs1 Rs2 + 2 Cs Rs^2 Rs1 Rs2 + Csc R1^2 Rs2^2 + Cd R1^2 Rs2^2 + \\
 & Cp R1^2 Rs2^2 + Cs R1^2 Rs2^2 + 2 Cp R1 Rp Rs2^2 + Cp Rp^2 Rs2^2 + 2 Cp R1 Rs Rs2^2 + \\
 & 2 Cs R1 Rs Rs2^2 + 2 Cp Rp Rs Rs2^2 + Cp Rs^2 Rs2^2 + Cs Rs^2 Rs2^2 - Lp (R1 + Rs1 + Rs2)^2 - \\
 & \left(Lp Ls^2 - 2 Csc Lp Ls R1^2 - 2 Cd Lp Ls R1^2 - 2 Cp Lp Ls R1^2 - 2 Cs Lp Ls R1^2 + 2 Cp Cs \right. \\
 & Lp R1^2 Rs^2 + Cs^2 Lp R1^2 Rs^2 + 4 Cp Cs Lp R1^2 Rs Rs1 + 2 Cs^2 Lp R1^2 Rs Rs1 + 4 \\
 & Cp Cs Lp R1 Rs^2 Rs1 + 2 Cs^2 Lp R1 Rs^2 Rs1 + Csc^2 Lp R1^2 Rs1^2 + 2 Csc Cd Lp R1^2 \\
 & Rs1^2 + Cd^2 Lp R1^2 Rs1^2 + 2 Csc Cp Lp R1^2 Rs1^2 + 2 Cd Cp Lp R1^2 Rs1^2 + 2 Csc Cs Lp \\
 & R1^2 Rs1^2 + 2 Cd Cs Lp R1^2 Rs1^2 + 2 Cp Cs Lp R1^2 Rs1^2 + Cs^2 Lp R1^2 Rs1^2 + 4 Cp Cs \\
 & Lp R1 Rs Rs1^2 + 2 Cs^2 Lp R1 Rs Rs1^2 + 2 Cp Cs Lp Rs^2 Rs1^2 + Cs^2 Lp Rs^2 Rs1^2 + 2 \\
 & \left. \left(Cs (2 Cp + Cs) Lp R1 Rs (R1 + Rs) + Lp \left((Csc + Cd + Cs) (Csc + Cd + 2 Cp + Cs) R1^2 + \right. \right. \right. \\
 & 2 Cs (2 Cp + Cs) R1 Rs + Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 \left. \right) Rs1 \right) Rs2 + Lp \left((Csc + Cd + Cs) \right. \\
 & \left. \left(Csc + Cd + 2 Cp + Cs \right) R1^2 + 2 Cs (2 Cp + Cs) R1 Rs + Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 \right) Rs2^2 \left. \right) w^2 + \\
 & \left(Cp Cs^2 R1^2 Rp^2 Rs^2 + 2 Cp Cs^2 R1^2 Rp^2 Rs Rs1 + 2 Cp Cs^2 R1 Rp^2 Rs^2 Rs1 + Csc^2 Cp \right. \\
 & R1^2 Rp^2 Rs1^2 + 2 Csc Cd Cp R1^2 Rp^2 Rs1^2 + Cd^2 Cp R1^2 Rp^2 Rs1^2 + 2 Csc Cp Cs R1^2 \\
 & Rp^2 Rs1^2 + 2 Cd Cp Cs R1^2 Rp^2 Rs1^2 + Cp Cs^2 R1^2 Rp^2 Rs1^2 + 2 Csc^2 Cp R1^2 Rp Rs \\
 & Rs1^2 + 4 Csc Cd Cp R1^2 Rp Rs Rs1^2 + 2 Cd^2 Cp R1^2 Rp Rs Rs1^2 + 2 Cp Cs^2 R1 Rp^2 Rs \\
 & Rs1^2 + Csc^2 Cp R1^2 Rs^2 Rs1^2 + 2 Csc Cd Cp R1^2 Rs^2 Rs1^2 + Cd^2 Cp R1^2 Rs^2 Rs1^2 + Cp \\
 & Cs^2 Rp^2 Rs^2 Rs1^2 + 2 \left(Cp Cs^2 R1 Rp^2 Rs (R1 + Rs) + Cp \left((Csc + Cd + Cs)^2 R1^2 Rp^2 + \right. \right. \\
 & 2 R1 Rp \left. \left((Csc + Cd)^2 R1 + Cs^2 Rp \right) Rs + \left((Csc + Cd)^2 R1^2 + Cs^2 Rp^2 \right) Rs^2 \right) Rs1 \left. \right) \\
 & Rs2 + Cp \left((Csc + Cd + Cs)^2 R1^2 Rp^2 + 2 R1 Rp \left((Csc + Cd)^2 R1 + Cs^2 Rp \right) Rs + \right. \\
 & \left. \left((Csc + Cd)^2 R1^2 + Cs^2 Rp^2 \right) Rs^2 \right) Rs2^2 + (Csc + Cd)^2 Cs R1^2 Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 \left. \right) w^2 + \\
 & (Csc + Cd)^2 Cp Cs^2 R1^2 Rp^2 Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 w^4 - Lp \left(Cs (2 Cp + Cs) Ls^2 (R1 + Rs)^2 + \right. \\
 & 2 Cd Ls R1^2 \left((Cp + Cs) Ls - Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 \right) + Csc^2 R1^2 \left(Ls^2 + Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 \right. \\
 & \left. (Rs1 + Rs2)^2 \right) + Cd^2 R1^2 \left(Ls^2 + Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 \right) + 2 Csc R1^2 \\
 & \left. \left(Ls \left((Cp + Cs) Ls - Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 \right) + Cd \left(Ls^2 + Cs (2 Cp + Cs) Rs^2 (Rs1 + Rs2)^2 \right) \right) \right) \\
 & w^4 - (Csc + Cd)^2 Cs (2 Cp + Cs) Lp Ls^2 R1^2 Rs^2 w^6 + Ls R1^2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left(-1 - 2 \left(\text{Cp} \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right) \text{Rp}^2 + 2 \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Cp} \text{Rp} \text{Rs} + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Cp} + \text{Cs} \right) \text{Rs}^2 \right) \right. \\
& \quad \left. \text{w}^2 - 2 \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Cp} \text{Cs}^2 \text{Rp}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^4 \right) + \\
& \text{Ls}^2 \text{w}^2 \left(\text{Csc} \text{Rl}^2 + \text{Cd} \text{Rl}^2 + \text{Cp} \text{Rl}^2 + \text{Cs} \text{Rl}^2 + 2 \text{Cp} \text{Rl} \text{Rp} + \text{Cp} \text{Rp}^2 + 2 \left(\text{Cs} \text{Rl} + \text{Cp} \left(\text{Rl} + \text{Rp} \right) \right) \text{Rs} + \right. \\
& \quad \left(\text{Cp} + \text{Cs} \right) \text{Rs}^2 + \left(\text{Cp} \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right)^2 \text{Rl}^2 \text{Rp}^2 + 2 \text{Cp} \text{Rl} \text{Rp} \left(\left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \text{Rl} + \text{Cs}^2 \text{Rp} \right) \text{Rs} + \right. \\
& \quad \left. \left(\left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \left(\text{Cp} + \text{Cs} \right) \text{Rl}^2 + \text{Cp} \text{Cs}^2 \text{Rp}^2 \right) \text{Rs}^2 \right) \text{w}^2 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \text{Cp} \text{Cs}^2 \text{Rl}^2 \text{Rp}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^4 \right) + \\
& \text{Cp} \text{Lp}^2 \text{w}^2 \left(\left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + 2 \text{Rl} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} + \text{Cs}^2 \text{Rs} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \text{w}^2 + \text{Cs}^2 \text{Ls}^2 \text{Rs} \text{w}^4 \right) + \text{Rl}^2 \left(1 + \text{w}^2 \left(\text{Csc}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \right. \right. \\
& \quad \left. \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + \text{Cd}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + \right. \\
& \quad \left. \text{Cs} \left(\text{Cs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls} \left(-2 + \text{Cs} \text{Ls} \text{w}^2 \right) \right) + 2 \text{Csc} \left(-\text{Ls} \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + \right. \\
& \quad \left. \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \left(\text{Cd} + \text{Cs} + \text{Cd} \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \left(\text{Cd} + \text{Cs} + \text{Cd} \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) \right) \right) + \\
& \quad \left. 2 \text{Cd} \left(\text{Cs} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls} \left(-1 + \text{Cs} \left(\text{Ls} - \text{Cs} \text{Rs}^2 \right) \text{w}^2 \right) \right) \right) \Bigg/ \\
& \left(2 \text{Rl} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} + \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \left(\text{Cs}^2 \text{Rs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) + \text{Cp}^2 \left(\text{Rp} + \text{Rs} \right) \left(\text{Rp} + \text{Rs} + \right. \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) + 2 \text{Cp} \left(-\text{Lp} + \text{Cs} \text{Rs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \right) \right) \right) \text{w}^2 + \\
& \quad \left(\text{Cs}^2 \text{Ls}^2 \text{Rs} - 2 \text{Cp} \text{Cs} \text{Rs} \left(-\text{Ls}^2 + \text{Cs} \text{Lp} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \right) + \text{Cp}^2 \left(\text{Ls}^2 \left(\text{Rp} + \text{Rs} \right) + \right. \right. \\
& \quad \left. \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \left(\text{Lp}^2 - 2 \text{Cs} \text{Lp} \text{Rs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) + \text{Cs}^2 \text{Rp}^2 \text{Rs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \right) \right) \right) \text{w}^4 + \\
& \quad \left. \text{Cp} \text{Cs} \text{Rs} \left(-2 \text{Cs} \text{Lp} \text{Ls}^2 + \text{Cp} \left(-2 \text{Lp} \text{Ls}^2 + \text{Cs} \text{Ls}^2 \text{Rp}^2 + \text{Cs} \text{Lp}^2 \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \right) \right) \right) \\
& \quad \text{w}^6 + \text{Cp}^2 \text{Cs}^2 \text{Lp}^2 \text{Ls}^2 \text{Rs} \text{w}^8 \Bigg) + \\
& \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \left(1 + \text{w}^2 \left(\text{Cs}^2 \text{Rs}^2 - 2 \text{Cp} \left(\text{Lp} - \text{Cs} \text{Rs}^2 + \text{Cs}^2 \text{Lp} \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + \text{Cp}^2 \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left(2 \text{Rp} \text{Rs} + \text{Lp}^2 \text{w}^2 + \text{Rs}^2 \left(-1 + \text{Cs} \text{Lp} \text{w}^2 \right)^2 + \text{Rp}^2 \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) \right) \right) \right) \Bigg) + \\
& \text{Rl}^2 \left(1 + \text{w}^2 \left(-2 \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Ls} + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) + \text{Cs}^2 \left(\left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \text{w}^2 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Rs}^2 \left(-2 \text{Ls} + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \right) \text{w}^2 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \text{Ls}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^4 \right) + \right. \right. \\
& \quad \left. 2 \text{Cs} \left(\left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls} \left(-1 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Ls} \text{w}^2 \right) \right) + 2 \text{Cp} \left(-\text{Ls} + \right. \right. \\
& \quad \left. \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Cs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{w}^2 \left(\text{Cs} \text{Ls}^2 + \text{Cd} \text{Ls} \left(\text{Ls} - 2 \text{Cs} \text{Rs}^2 \right) + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \text{Csc}^2 \text{Cs} \text{Rs}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) + \text{Cd}^2 \text{Cs} \text{Rs}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \text{Csc} \left(-2 \text{Cs} \text{Ls} \text{Rs}^2 + 2 \text{Cd} \text{Cs} \text{Rs}^2 \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \left(1 + 2 \text{Cd} \text{Cs} \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) \right) \right) \right) + \\
& \quad \left. \text{Lp} \left(-1 + \text{w}^2 \left(-\text{Csc}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) - \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \text{Cd}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Ls}^2 \text{w}^2 \right) \left(1 + \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) + 2 \text{Cd} \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \left(\text{Ls} - \text{Cs} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \text{Cs} \text{Ls} \left(-\text{Ls} + \text{Cs} \text{Rs}^2 \right) \text{w}^2 \right) - \text{Cs} \left(\text{Cs} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \text{Ls} \left(-2 + \text{Cs} \text{Ls} \text{w}^2 \right) \right) + 2 \text{Csc} \left(\text{Ls} + \text{Cs}^2 \text{Ls} \text{Rs}^2 \text{w}^2 - \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \right. \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \left. \left(\text{Cd} + \text{Cs} + \text{Cd} \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) - \text{Ls}^2 \text{w}^2 \left(\text{Cd} + \text{Cs} + \text{Cd} \text{Cs}^2 \text{Rs}^2 \text{w}^2 \right) \right) \right) \right) \Bigg) + \\
& \text{Cp}^2 \left(\left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \left(\text{Lp} + \text{Ls} \right)^2 \text{w}^2 - 2 \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right) \text{Lp} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \text{w}^2 + \right. \\
& \quad \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right) \text{Lp} \left(-2 \text{Ls}^2 + \text{Lp} \left(-2 \text{Ls} + \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \right) \right) \text{w}^4 + \\
& \quad \left(\text{Csc} + \text{Cd} + \text{Cs} \right)^2 \text{Lp}^2 \text{Ls}^2 \text{w}^6 + 2 \text{Rs} \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right) \left(-1 + \text{Cs} \text{Lp} \text{w}^2 \right)^2 + 2 \text{Rp} \left(\text{Rs} + \text{Rs1} + \text{Rs2} + \right. \\
& \quad \left. \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{Rs} \left(-2 \text{Ls} + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 \right) \text{w}^2 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right)^2 \text{Ls}^2 \text{Rs} \text{w}^4 \right) + \\
& \quad \left. \text{Rs}^2 \left(-1 + \text{Cs} \text{Lp} \text{w}^2 \right)^2 \left(1 + \left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \text{w}^2 \left(\left(\text{Csc} + \text{Cd} \right) \left(\text{Rs1} + \text{Rs2} \right)^2 + \right. \right. \right.
\end{aligned}$$


```

a = ComplexExpand[a, TargetFunctions -> {Re, Im}];
b = ComplexExpand[b, TargetFunctions -> {Re, Im}];
c = ComplexExpand[c, TargetFunctions -> {Re, Im}];
d = ComplexExpand[d, TargetFunctions -> {Re, Im}];

```

```

Zin = (a Zsoa + b) / (c Zsoa + d);
Zin = Simplify[Zin, TimeConstraint -> 100 000];

```

$$\begin{aligned}
Zin = & \left(R - Ca L2 R w^2 - C2 L3 R w^2 - Ca L3 R w^2 + C2 Ca L2 L3 R w^4 + \right. \\
& i w \left(L2 + L3 - C2 L2 L3 w^2 \right) + \left(\left(1 - C2 L2 w^2 + i R w \left(C2 + Ca - C2 Ca L2 w^2 \right) \right) \right. \\
& \left. \left((Rs1 + Rs2 + i Ls w) \left(-i (Rp + Rs) + (Lp + Cs Rp Rs) w + i Cs Lp Rs w^2 \right) + \right. \right. \\
& R1 \left(-i (Rs1 + Rs2) + (Lp + Ls) w + i (Csc + Cd + Cs) Lp w^2 (Rs1 + Rs2 + i Ls w) - \right. \\
& Rs \left(-1 + Cs Lp w^2 \right) \left(-i + (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) \right) + \\
& Rp \left(-i + (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + Cs w \left(Rs + Rs1 + Rs2 + \right. \right. \\
& \left. \left. i (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) \right) \left. \right) / \left(-i (Rs1 + Rs2) + \right. \\
& Ls w + w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) \left(Cs Rs + Cp \left(Rp + Rs + i (Lp + Cs Rp Rs) w - Cs Lp Rs w^2 \right) \right) + \\
& R1 \left(-i + w \left((Csc + Cd) (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + \right. \right. \\
& Cs \left(Rs + Rs1 + Rs2 + i (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) + \\
& Cp \left(Rs1 + Rs2 + i (Lp + Ls) w + (Csc + Cd + Cs) Lp w^2 (-Rs1 - Rs2 - i Ls w) + \right. \\
& Rp \left(1 + i (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + Cs w \left(i (Rs + Rs1 + Rs2) - \right. \right. \\
& \left. \left. (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - i (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) \right) + \\
& Rs \left(1 + w \left(-Cs Lp w + (Csc + Cd) \left(-i (Rs1 + Rs2) + Ls w \right) \left(-1 + Cs Lp w^2 \right) \right) \right) \left. \right) / \\
& \left(1 - Ca L2 w^2 - C2 L3 w^2 - Ca L3 w^2 + C2 Ca L2 L3 w^4 + \left(i w \left(C2 + Ca - C2 Ca L2 w^2 \right) \right) \right. \\
& \left. \left((Rs1 + Rs2 + i Ls w) \left(-i (Rp + Rs) + (Lp + Cs Rp Rs) w + i Cs Lp Rs w^2 \right) + \right. \right. \\
& R1 \left(-i (Rs1 + Rs2) + (Lp + Ls) w + i (Csc + Cd + Cs) Lp w^2 (Rs1 + Rs2 + i Ls w) - \right. \\
& Rs \left(-1 + Cs Lp w^2 \right) \left(-i + (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) \right) + \\
& Rp \left(-i + (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + Cs w \left(Rs + Rs1 + Rs2 + \right. \right. \\
& \left. \left. i (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) \right) \left. \right) / \left(-i (Rs1 + Rs2) + \right. \\
& Ls w + w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) \left(Cs Rs + Cp \left(Rp + Rs + i (Lp + Cs Rp Rs) w - Cs Lp Rs w^2 \right) \right) + \\
& R1 \left(-i + w \left((Csc + Cd) (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + \right. \right. \\
& Cs \left(Rs + Rs1 + Rs2 + i (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) + \\
& Cp \left(Rs1 + Rs2 + i (Lp + Ls) w + (Csc + Cd + Cs) Lp w^2 (-Rs1 - Rs2 - i Ls w) + \right. \\
& Rp \left(1 + i (Csc + Cd) w (Rs1 + Rs2 + i Ls w) + Cs w \left(i (Rs + Rs1 + Rs2) - \right. \right. \\
& \left. \left. (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)) w - i (Csc + Cd) Ls Rs w^2 \right) \right) + \\
& Rs \left(1 + w \left(-Cs Lp w + (Csc + Cd) \left(-i (Rs1 + Rs2) + Ls w \right) \left(-1 + Cs Lp w^2 \right) \right) \right) \left. \right) \left. \right);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \left(2 f Ls \pi - i (Rs1 + Rs2) + 2 f \pi (Cs Rs + Cp (Rp + Rs - 4 Cs f^2 Lp \pi^2 Rs + 2 i f \right. \\
& \quad \left. \pi (Lp + Cs Rp Rs) \right) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + \\
& R1 (-i + 2 f \pi ((Csc + Cd) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + Cs (Rs - 4 (Csc + Cd) f^2 \\
& \quad Ls \pi^2 Rs + Rs1 + Rs2 + 2 i f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2))) + \\
& Cp (2 i f (Lp + Ls) \pi + Rs1 + 4 (Csc + Cd + Cs) f^2 Lp \pi^2 (-2 i f Ls \pi - Rs1 - Rs2) + \\
& \quad Rs2 + Rs (1 + 2 f \pi (-2 Cs f Lp \pi + (Csc + Cd) (-1 + 4 Cs f^2 Lp \pi^2) \\
& \quad (2 f Ls \pi - i (Rs1 + Rs2)))) + Rp (1 + 2 i (Csc + Cd) f \pi (2 i f Ls \pi + \\
& \quad Rs1 + Rs2) + 2 Cs f \pi (-4 i (Csc + Cd) f^2 Ls \pi^2 Rs + i (Rs + Rs1 + Rs2) - \\
& \quad 2 f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)))))) + 50 i \operatorname{Tan} \left[\frac{20 f l \pi}{3} \right] \Big/ \\
& \left(50 + \left(i (2 i f \pi (L2 + L3 - 4 C2 f^2 L2 L3 \pi^2) + R - 4 Ca f^2 L2 \pi^2 R - 4 C2 f^2 L3 \pi^2 R - \right. \right. \\
& \quad 4 Ca f^2 L3 \pi^2 R + 16 C2 Ca f^4 L2 L3 \pi^4 R + \\
& \quad \left. \left((1 - 4 C2 f^2 L2 \pi^2 + 2 i f \pi (C2 + Ca - 4 C2 Ca f^2 L2 \pi^2) R) \right. \right. \\
& \quad \left. \left((4 i Cs f^2 Lp \pi^2 Rs - i (Rp + Rs) + 2 f \pi (Lp + Cs Rp Rs) \right) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + \right. \\
& \quad R1 (2 f (Lp + Ls) \pi - i (Rs1 + Rs2) + 4 i (Csc + Cd + Cs) f^2 Lp \pi^2 (2 i f Ls \pi + Rs1 + \\
& \quad \quad Rs2) - (-1 + 4 Cs f^2 Lp \pi^2) Rs (-i + 2 (Csc + Cd) f \pi (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2)) + \\
& \quad Rp (-i + 2 (Csc + Cd) f \pi (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + 2 Cs f \pi (Rs - 4 (Csc + Cd) \\
& \quad \quad f^2 Ls \pi^2 Rs + Rs1 + Rs2 + 2 i f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)))))) \Big/ \\
& \left(2 f Ls \pi - i (Rs1 + Rs2) + 2 f \pi (Cs Rs + Cp (Rp + Rs - 4 Cs f^2 Lp \pi^2 Rs + \right. \\
& \quad \left. 2 i f \pi (Lp + Cs Rp Rs) \right) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + R1 \\
& \quad \left(-i + 2 f \pi ((Csc + Cd) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + Cs (Rs - 4 (Csc + Cd) f^2 \right. \\
& \quad \quad Ls \pi^2 Rs + Rs1 + Rs2 + 2 i f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2))) + Cp \\
& \quad \left(2 i f (Lp + Ls) \pi + Rs1 + 4 (Csc + Cd + Cs) f^2 Lp \pi^2 (-2 i f Ls \pi - Rs1 - Rs2) + \right. \\
& \quad \quad Rs2 + Rs (1 + 2 f \pi (-2 Cs f Lp \pi + (Csc + Cd) (-1 + 4 Cs f^2 Lp \pi^2) \\
& \quad \quad (2 f Ls \pi - i (Rs1 + Rs2)))) + Rp (1 + 2 i (Csc + Cd) f \pi \\
& \quad \quad (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + 2 Cs f \pi (-4 i (Csc + Cd) f^2 Ls \pi^2 Rs + \\
& \quad \quad \quad i (Rs + Rs1 + Rs2) - 2 f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)))))) \Big/ \\
& \operatorname{Tan} \left[\frac{20 f l \pi}{3} \right] \Big/ (1 - 4 Ca f^2 L2 \pi^2 - 4 C2 f^2 L3 \pi^2 - 4 Ca f^2 L3 \pi^2 + 16 C2 Ca f^4 \\
& L2 L3 \pi^4 + (2 i f \pi (C2 + Ca - 4 C2 Ca f^2 L2 \pi^2) \\
& \quad \left((4 i Cs f^2 Lp \pi^2 Rs - i (Rp + Rs) + 2 f \pi (Lp + Cs Rp Rs) \right) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + R1 \\
& \quad \left(2 f (Lp + Ls) \pi - i (Rs1 + Rs2) + 4 i (Csc + Cd + Cs) f^2 Lp \pi^2 (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) - \right. \\
& \quad \quad \left. (-1 + 4 Cs f^2 Lp \pi^2) Rs (-i + 2 (Csc + Cd) f \pi (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2)) + \right. \\
& \quad \quad Rp (-i + 2 (Csc + Cd) f \pi (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) + 2 Cs f \pi (Rs - 4 (Csc + Cd) f^2 \\
& \quad \quad \quad Ls \pi^2 Rs + Rs1 + Rs2 + 2 i f \pi (Ls + (Csc + Cd) Rs (Rs1 + Rs2)))))) \Big/ \\
& \left(2 f Ls \pi - i (Rs1 + Rs2) + 2 f \pi (Cs Rs + Cp (Rp + Rs - 4 Cs f^2 Lp \pi^2 Rs + 2 i f \right. \\
& \quad \left. \pi (Lp + Cs Rp Rs) \right) (2 i f Ls \pi + Rs1 + Rs2) +
\end{aligned}$$

