

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

Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor.

Autor:

Murilo Guimarães

Orientador:

Prof. Dr. Evandro Conforti

Co-orientador:

Prof. Dr. Cristiano de Melo Gallep

Dissertação apresentada à Comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação – FEEC/UNICAMP, como requisito para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Banca Examinadora:

Prof. Adaildo Gomes D'Assunção - UFRN , Natal

Prof. Rui Fragassi Souza – FEEC – Unicamp, Campinas

Prof. Aldário Chrestani Bordonalli – FEEC – Unicamp, Campinas

Campinas, 18 de Junho de 2007.

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

G947c Guimarães, Murilo
 Circuito equivalente e extração de parâmetros em um
 amplificador óptico a semicondutor / Murilo Guimarães. --
 Campinas, SP: [s.n.], 2007.

 Orientadores: Evandro Conforti, Cristiano de Melo Gallep
 Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de
 Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
 Computação.

 1. Amplificadores óticos. 2. Dispositivos optoeletrônicos.
 3. Semicondutores. 4. Circuito de microondas. I. Conforti,
 Evandro. II. Gallep, Cristiano de Melo. III. Universidade
 Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e
 de Computação. IV. Título.

Título em Inglês: Equivalent circuit and parameters extraction in a semiconductor optical amplifier.

Palavras-chave em Inglês: Semiconductor optical amplifier, Impedance, Equivalent circuit, Semiconductor diode laser.

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Adaildo Gomes D'Assunção, Rui Fragassi Souza e Aldário Chrestani Bordonalli.

Data da defesa: 18/06/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Dedico esta dissertação de mestrado a DEUS e toda minha família, em especial aos meus pais (Deusmar e Delma) e minha irmã (Daniella), por todo apoio e incentivo, que sempre foi muito importante em toda caminhada.

“O temor do Senhor é o princípio do saber, mas os loucos desprezam a sabedoria e o ensino.” (Provérbios 1.7)

Resumo

O advento das comunicações por fibras ópticas esteve intrinsecamente ligado aos lasers a diodo semiconductor. Posteriormente, principalmente na área de redes metropolitanas, iniciaram-se as aplicações envolvendo o amplificador óptico a semiconductor (*SOA*, em inglês).

O *SOA* é muito similar ao laser a diodo semiconductor, pois também amplifica a luz incidente através da emissão estimulada, a qual advém da emissão pelos portadores elétricos da região ativa. Estes são bombeados na região ativa através da corrente elétrica injetada na porta elétrica do *SOA*.

A similaridade não é completa devido ao fato do amplificador não possuir realimentação de luz através de uma cavidade óptica ressonante, uma vez que sua região ativa é terminada por faces anti-refletivas. Dessa forma, a luz é amplificada apenas em uma passagem pela região ativa do *SOA*, sendo também denominado neste caso, *SOA-TW*, ou de onda caminhante. Desta forma, fazendo-se uma analogia com circuitos, a diferença *SOA*-laser é semelhante à diferença amplificador-oscilador eletrônico.

Devido a esta semelhança, o estudo desenvolvido no presente trabalho, sobre o comportamento da impedância do amplificador óptico a semiconductor, foi baseado em um modelo equivalente de circuito de microondas desenvolvido para o laser a diodo semiconductor.

O comportamento da impedância do *SOA*, composto por seu encapsulamento e *chip*, é de extrema importância para o controle e aprimoramento de chaveamento eletro-óptico do *SOA* em redes de última geração. Visando ao aprofundamento deste estudo, análises teóricas a respeito do laser a diodo semiconductor e do amplificador óptico a semiconductor são apresentados. Em seguida, são apresentados os resultados experimentais, com a extração do circuito equivalente do *SOA* e sua montagem eletro-óptica, com a comparação entre as respostas experimentais e teóricas. Nas considerações finais discutem-se as sugestões para trabalhos futuros sobre o comportamento da impedância eletro-óptica do *SOA*.

Abstract

The advent of communications using optical fiber was always connected, intrinsically, with the semiconductor diode laser. Later, in metropolitan optical networks, the semiconductor optical amplifier (SOA) was introduced to amplify up to eight channels in a WDM (wavelength division multiplex) system.

The semiconductor optical amplifier and the semiconductor laser diode are similar since both of them amplify the input light through stimulated emission, which result from electric carriers that are pumped in the active layer through the injection current in the electrical gate in these devices.

The similarity is not complete since the SOA has anti-reflection coatings at the end emission faces. Therefore, the light is amplified by the active layer only in one pass; in this case the SOA is called TW SOA (traveling wave SOA).

Due to the similarity between the devices, the present study of the SOA impedance behavior was based in an equivalent model from researches about microwave circuits used in the literature to analyze semiconductor diode lasers.

The SOA impedance behavior is given by the chip itself and its package; it is important to control and to improve the electrical-optical switch using the SOA for next generation networks. Looking for a deep knowledge about this research, theoretical analyses of the semiconductor diode lasers and SOA was presented in this research. After it, the experimental results are showed with the extraction of the SOA equivalent circuit and the electrical-optical assembly, and the comparison between the experimental and theoretical results was done. At the end of this work, some suggestions for future works are proposed regarding the behavior of the SOA electrical-optical impedance.

Agradecimentos

A DEUS por toda força, saúde, fé, perseverança e sustento para a realização deste presente trabalho.

Ao meu orientador, Professor Dr. Evandro Conforti, que desde o início do mestrado sempre foi muito atencioso e prestativo, ajudando-me em todas as oportunidades, muito além do que eu imaginava.

Ao meu co-orientador Cristiano de Mello Gallep por todo auxílio durante todo mestrado.

À Capes, CNPq, a FAPESP sob o contrato CEPOF, ao Projeto TIDIA-Kyatera além do Projeto GIGA-MCT, pelo apoio financeiro e na aquisição de equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa.

À UNICAMP por toda infra-estrutura disponível para a realização do presente trabalho; aos professores e funcionários por todo apoio.

A toda a minha amada família, em especial aos meus pais (Deusmar e Delma) e minha irmã (Daniella), por todo apoio e incentivo, que sempre foram muito importantes.

À minha querida namorada Débora por todo apoio dado a mim na reta final do trabalho.

Aos meus grandes amigos de laboratório, Napoleão, Adriano, Henrique, André, Marcelo, Cláudio e Nicolai, por toda ajuda durante cada etapa do desenvolvimento e concretização do presente trabalho.

A todos amigos e colegas de Campinas (UNICAMP, Praça da Paz, grupo Impacto, IAMF, Aprovação) e Goiânia (Antônio Flávio, Hugo, Marcelo, Renato, Leonardo, Alana, Aline) que sempre estiveram ao meu lado e ajudando-me em diversas oportunidades.

Índice

Lista de Figuras.....	vi
Lista de Tabelas.....	vii
Glossário.....	viii
Capítulo 1 – Introdução.....	1
1.1 Objetivo.....	2
1.2 Estrutura da Dissertação.....	3
Capítulo 2 – Análise Teórica.....	4
2.1 Laser a diodo semiconductor.....	4
2.1.1 Princípio de operação.....	7
2.1.2 Propriedades.....	9
2.1.2.1 Região de limiar.....	10
2.1.3 Equações de taxa.....	11
2.1.3.1 Ganho modal.....	12
2.1.3.2 Compressão do ganho.....	13
2.1.3.3 Deslocamento espectral.....	14
2.1.4 Modelo de circuito do laser para pequenos sinais.....	15
2.1.4.1 Equações de taxa.....	15
2.1.4.2 Modelo do circuito do <i>Chip</i>	18
2.1.4.3 O laser BH de estrutura enterrada.....	20
2.2 Amplificador óptico a semiconductor (SOA).....	21
2.2.1 Princípio de operação.....	22
2.2.2 Tipos de SOA.....	25
2.2.3 Equações.....	27
Capítulo 3 – Resultados Experimentais.....	29
3.1 Montagem experimental (Giga de Teste).....	30
3.2 Medição da impedância na montagem experimental.....	32
3.2.1 Medição de impedância com a presença do curto-circuito (calibração).....	34
3.2.2 Medição de impedância do SOA sem a presença do curto-circuito.....	35
3.2.2.1 Medição de impedância sem a polarização do SOA.....	36
3.2.2.2 Medição de impedância com a polarização do SOA.....	37
3.2.2.3 Comparação entre as respostas com e sem a polarização do SOA.....	40
3.2.3 Comparação entre a resposta com e sem o curto-circuito na entrada do SOA.....	41
Capítulo 4 – Extração do Circuito Equivalente do SOA.....	44
4.1 Circuito equivalente teórico da montagem.....	44
4.2 Simulações das respostas de impedâncias teóricas.....	47
4.2.1 Resposta teórica para a linha da montagem antes do SOA.....	48
4.2.2 Resposta teórica para o SOA.....	50
4.2.3 Resposta teórica para a montagem.....	52
4.3 Comparações entre respostas experimentais e teóricas.....	55
4.3.1 Respostas para a linha da montagem.....	55
4.3.2 Respostas para toda a montagem.....	57
4.4 Extensão do resultado da resposta para o SOA para frequência até 40GHz.....	58
Capítulo 5 – Considerações Finais.....	60
5.1 Sugestões para trabalhos futuros.....	61
5.2 Publicações.....	62

Referências Bibliográficas.....	63
Apêndice 1 - Cálculo Algébrico das Impedâncias.....	65
Apêndice 2 – Listagem dos Programas de Extração dos Circuitos Equivalentes da Montagem.....	71

Lista de Figuras

Fig 2.1 Representação do diodo laser semiconductor.....	5
Fig. 2.2 Faixa de comprimentos de onda dos lasers a diodo semicondutores em relação aos materiais utilizados.....	6
Fig 2.3 Representação da Cavidade <i>Fabry-Perot</i>	8
Fig 2.4 Representação da curva da luz emitida pelo laser em função da corrente de injeção.....	10
Fig. 2.5: Modelo de circuito para o <i>chip</i> do laser, incluindo a resistência em série R_s e a capacitância parasita C_s	18
Fig. 2.6: Modelo de circuito do laser <i>BH</i>	20
Fig. 2.7: Ilustração básica de um amplificador óptico a semiconductor.....	22
Fig. 2.8: O princípio de operação do <i>SOA</i> para um amplificador do tipo <i>TW</i> aproximadamente ideal com baixa refletividade residual ($R \sim 0$).....	23
Fig. 2.9: Esquemático padrão de um <i>chip</i> do <i>SOA</i>	25
Fig. 2.10: Ganho <i>fiber-to-fiber</i> de um <i>SOA GC</i> versus a corrente de polarização para modos de polarização <i>TE</i> e <i>TM</i> versus potência de saída.....	26
Fig. 3.1: Montagem experimental realizada para medida da resposta de impedância.....	31
Fig 3.2: Resposta experimental da impedância da linha antes do <i>SOA</i> (curto de calibração).....	34
Fig. 3.3: Resposta experimental da impedância da montagem com o <i>SOA</i> sem polarização elétrica.....	36
Fig. 3.4: Resposta experimental da impedância da montagem com o <i>SOA</i> polarizado com 14mA.....	38
Fig. 3.5: Resposta experimental da impedância da montagem com o <i>SOA</i> polarizado com 40mA.....	39
Fig. 3.6: Resposta experimental da impedância da montagem com o <i>SOA</i> polarizado com 80mA.....	39
Fig. 3.7: Comparação entre as respostas com e sem polarização do <i>SOA</i>	40
Fig. 3.8: Comparação entre as respostas com (LINHA) e sem (LINHA+ <i>SOA</i>) o curto-circuito na entrada do <i>SOA</i>	41
Fig. 4.1: Circuito equivalente da montagem experimental proposta, incorporando o <i>SOA</i>	45
Fig 4.2: Circuito equivalente para a montagem sem a presença do dispositivo <i>SOA</i>	48
Fig 4.3: Resposta teórica da impedância da linha antes do <i>SOA</i>	49
Fig. 4.4: Circuito equivalente para o dispositivo <i>SOA</i> (encapsulamento+ <i>chip</i>).....	50
Fig 4.5: Resposta teórica da impedância do dispositivo <i>SOA</i> (encapsulamento+ <i>chip</i>).....	51
Fig. 4.6: Circuito equivalente para toda a montagem considerando o <i>SOA</i> como Z	52
Fig 4.7: Resposta teórica da impedância de toda montagem realizada em laboratório.....	53
Fig. 4.8: Comparação entre as respostas de impedância teórica e experimental para a linha da montagem.....	56
Fig. 4.9: Comparação entre as respostas de impedância teórica e experimental para toda montagem realizada.....	57
Fig. 4.10: Extensão da resposta de impedância para o dispositivo <i>SOA</i> para frequência de 3MHz a 40 GHz.....	58

Lista de Tabelas

TABELA 3-I - Equipamentos utilizados na Montagem Experimental.....	32
TABELA 3-II – Resposta de Impedância com a Polarização do SOA para Diferentes Valores de Frequência.....	38
TABELA 4-I - Valores Teóricos das Impedâncias Presentes no Circuito de Microondas da Montagem.....	46

GLOSSÁRIO

Acrônimo

LASER	Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation	Amplificação da Luz por Radiação de Emissão Estimulada
BH	Buried heterostructure	Heteroestrutura Enterrada
SOA	Semiconductor Optical Amplifier	Amplificador Óptico a Semicondutor
LED	Light Emitting Diode	Diodo Emissor de Luz
TW	Traveling Wave	Onda Caminhante
SMD	Surface Mounting Device	Dispositivo Depositado em Superfície
EDFA	Erbium Dopaded Fiber Amplifier	Amplificador de Fibra Dopada a Érbio
AR	Antireflection	Antirreflexão
TE	Transverse-electric	Transverso-elétrico
TM	Transverse-magnetic	Transverso-magnético
TEM	Transverse-electric-magnetic	Transverso-elétrico-magnético
QW	Quantum-well	Poço Quântico
WDM	Wavelength-division-multiplexed	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda
GC	Gain-clamped	Ganho Grampeado
DBR	Distributed Bragg Reflector	Espelho Refletor de Bragg
SCH	Separate Confinement Heterostructure	Heteroestrutura de Confinamento com Separação
DC	Direct Current	Corrente Direta
2R	Regeneration and Reshape	Regeneração e Reformatação
3R	Regeneration, Retiming and Reshape	Regeneração, Retemporização e Reformatação
FWHM	Full Width at Half Maximum	Largura Máxima de uma Distribuição
GaAs		Arseneto de Gálio
InAs		Arseneto de Índio
InP		Fosfeto de Índio
GaAsP		Fosfeto de Arseneto e Gálio
GaInAs		Arseneto de Gálio e Índio
InPAs		Arseneto de Fósforo e Índio
InGaAsP		Fosfeto Arseneto de Gálio e Índio
AlGaAs		Arseneto de Gálio e Alumínio
TiO₂		Dióxido de Titânio
SiO₂		Dióxido de Sílica

Símbolos

N	densidade de portadores
I	corrente elétrica injetada na cavidade
e	carga do elétron
G	ganho óptico
P	densidade de fótons
N_0	densidade de portadores na transparência
N_{th}	densidade de portadores no limiar
N_{tr}	densidade de portadores na região de transparência
I_0	corrente elétrica na transparência
I_{th}	corrente elétrica de limiar
C_{sc}	capacitância de carga espacial
V_j	tensão na junção de diodo
I_j	corrente na junção de diodo
S	densidade de fótons
q	carga eletrônica
N_g	constante
N_e	densidade de elétrons em equilíbrio
R_d	resistência da junção diodo
C_t	capacitância total
C_d	capacitância de difusão da região ativa
Y_d	admitância de entrada para pequenos sinais na heterojunção
R_s	resistência de contato
C_s	capacitância parasita
V_0	tensão na saída
h	trans-impedância
P_{in}	potência de entrada
P_{out}	potência de saída
G_s	ganho de uma única passagem pela cavidade ativa do SOA
L	comprimento da camada ativa do SOA-TW
\mathcal{G}_{net}	ganho de rede
G_{sp}	ganho através do comprimento L do SOA-TW
g_0	ganho não saturado
P_s	potência de saturação
F_n	figura de ruído
n_{sp}	fator de inversão de população
N_1	populações atômicas para o estado de nível de inicial
N_2	populações atômicas para o estado de nível de excitação

Símbolos Gregos

v	volume da região ativa
τ_n	tempo de vida do elétron na cavidade do laser
τ_p	tempo de vida do fóton na cavidade do laser
Γ	fator de confinamento
μ	número do modo
β	fator de emissão espontânea
α	coeficiente de ganho
λ	comprimento de onda
δ	amplitude
ε	fator de compressão de ganho
k	constante de mudança espectral
β_0	fator de emissão espontânea na transparência
γ	constante
η	índice do material semiconductor
ω	freqüência angular
φ	deslocamento de fase
β_c	fator de aumento de largura de linha
σ_m	área transversal do guia de onda
α_{int}	perdas internas não ressonantes

Capítulo 1 - Introdução

O amplificador óptico a semicondutor (*SOA*) está baseado no fenômeno da emissão estimulada, o mesmo mecanismo presente nos lasers a diodo. Em particular, um amplificador óptico a semicondutor a ondas caminhanes, no qual a luz é amplificada em somente uma passagem pela cavidade ativa (*traveling wave, SOA-TW*), pode ser aproximado por um laser sem realimentação [1], sendo abreviadamente chamado de *SOA*.

O *SOA* é construído a partir de um laser semicondutor através da redução extrema da refletividade de seus “espelhos de face”. Esta redução é obtida pelo uso de camada anti-reflexiva nas faces de saída e entrada da luz, assim como com o corte do cristal em ângulo de Brewster.

Devido à semelhança do *SOA* com o laser a semicondutor, os estudos desenvolvidos nesta dissertação de mestrado foram baseados em um modelo de circuito de microondas para lasers a diodo semicondutor desenvolvido por Tucker e Pope [2], sendo que outros modelos podem ser encontrados nas referências [3], [4] e [5].

O comportamento da impedância do *SOA* é um fator bastante importante para o controle do chaveamento em redes ópticas de última geração [6]. 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-se o entendimento do seu comportamento e limitações.

A impedância do *SOA* é influenciada por alguns fatores. Por exemplo, ressonâncias eletro-ópticas provocadas por impedâncias resistivas, indutivas e capacitivas do *chip*, como também a

influência de impedâncias capacitivas, resistivas e indutivas parasitas presentes no encapsulamento, assim como na montagem utilizada em laboratório.

Esta dissertação de mestrado apresenta resultados experimentais e teóricos da impedância de um *SOA*, especialmente desenvolvida para conversão em comprimento de onda. Observou-se experimentalmente a resposta da montagem laboratorial sem a presença do *SOA*, aplicando um curto-circuito na entrada do dispositivo. Posteriormente, com a presença do *SOA*, foram observadas as respostas com e sem polarização elétrica do dispositivo.

Na análise teórica, utilizando o modelo de circuito proposto em [2], foram realizadas algumas modificações e implementações no mesmo, visando sua adequação teórico-experimental com a montagem utilizada em laboratório, assim como a determinação do circuito equivalente em alta frequência do *SOA*.

Através do circuito equivalente, foram desenvolvidos programas utilizando o *software Matlab* para simular o comportamento da impedância do dispositivo *SOA*, da linha presente antes do *SOA* e do *SOA* mais a linha (toda a montagem experimental).

Com estes programas, e baseando-se nos valores de impedâncias capacitivas, indutivas e resistivas utilizadas em [2], obtiveram-se as respostas de impedância teórica para cada caso. Neste processo de tentativa e erro, procurando sempre o comportamento ideal ou mais próximo da realidade do dispositivo *SOA*, foram realizadas comparações com os resultados obtidos experimentalmente, assim como executada uma extensão dos resultados teóricos para frequências acima daquelas disponíveis no laboratório.

1.1 Objetivo

Esta dissertação tem por objetivo o estudo da impedância do *SOA*, verificando o comportamento da mesma no intervalo de frequência de 3 MHz a 6 GHz, e ainda, observar a resposta dessa impedância quando se estende o intervalo de frequência para 40 GHz.

Através da utilização de uma montagem em laboratório para se obter a resposta experimental (medida) e de programas desenvolvidos em *Matlab*, para se traçar a resposta teórica (calculada), extraem-se se os circuitos equivalentes do *SOA* e da sua montagem.

1.2 Estrutura da dissertação

Esta dissertação encontra-se estruturada da seguinte maneira:

- Capítulo 2: Este capítulo apresenta um estudo teórico de lasers a diodo semiconductor com uma análise simplificada do seu princípio de operação, suas propriedades, equações de taxa e o modelo de circuito equivalente para pequenos sinais. Uma análise teórica a respeito do *SOA*, com seu princípio de operação, tipos do dispositivo e suas equações.
- Capítulo 3: Neste capítulo são apresentados e discutidos a montagem experimental realizada em laboratório e os resultados experimentais.
- Capítulo 4: Neste capítulo é apresentada a extração do circuito equivalente da montagem realizada, assim como um circuito equivalente teórico, desenvolvido para a realização da simulação do comportamento da resposta de impedância da montagem, com e sem a presença do *SOA*. Comparações das respostas teóricas com as experimentais também são realizadas, e ainda a extensão, em frequência, da resposta da impedância teórica para o *SOA*.
- Capítulo 5: Este capítulo apresenta a consideração final sobre os resultados obtidos e sobre o trabalho realizado, além de sugestões para trabalhos futuros envolvendo as discussões apresentadas e sua divulgação. .

Capítulo 2 - Análise Teórica

Este capítulo abordará a análise teórica a respeito do dispositivo laser a diodo semicondutor, do dispositivo amplificador óptico a semicondutor (*SOA*), com análises dos princípios de operação, propriedades e tipos dos respectivos dispositivos.

2.1 Laser a Diodo Semicondutor

Um laser a diodo semicondutor é um dispositivo no qual a região ativa (para a amplificação realimentada da luz e sua emissão) é uma estrutura de guiamento da luz composta por um material semicondutor capaz de emissão estimulada. A cavidade óptica desta estrutura é obtida pelo semi-espelhamento das faces da região ativa [7, 8]. Os semi-espelhos com reflexão e transmissão parciais permitem, ao mesmo tempo, a realimentação da luz e a sua emissão.

O laser a diodo semicondutor por hetero-estrutura, mais comum e prático encontrado, é formado por uma junção p-n, alimentada por uma corrente elétrica injetada no dispositivo e polarizada diretamente, como indicado na Fig 2.1 [7].

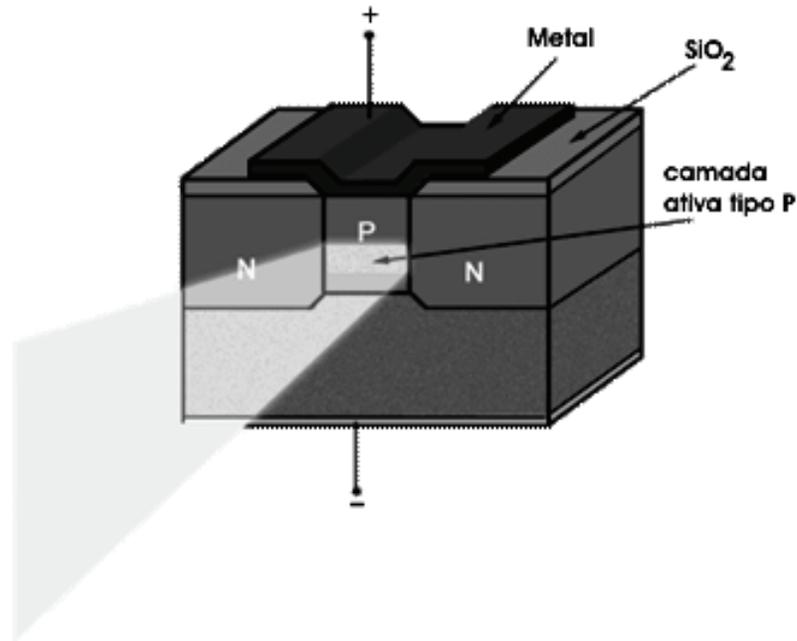


Fig 2.1 Representação do laser a diodo semicondutor por hetero-estrutura.

Ele se diferencia do diodo *LED* [8], principalmente, pelo maior ganho óptico e pela realimentação de luz mais eficiente. No *LED*, em determinada condição de operação, a quantidade de luz gerada no interior do dispositivo é suficiente para contrabalancear as perdas. No laser, as faces do dispositivo são “cortadas” (clivadas) perpendicularmente à junção e polidas, de forma a refletir o sinal luminoso de volta à cavidade; além disso, os materiais semicondutores presentes em sua composição possuem um *band-gap* direto que fixa os diferentes comprimentos de onda de operação do laser. Exemplos destes materiais são: GaAs, InAs, InP, GaAsP, GaInAs, InPAs, InGaAsP. Pode-se observar a faixa de comprimentos de onda dos lasers a diodo semicondutor, em relação aos materiais utilizados em sua composição, na Fig. 2.2 [7].

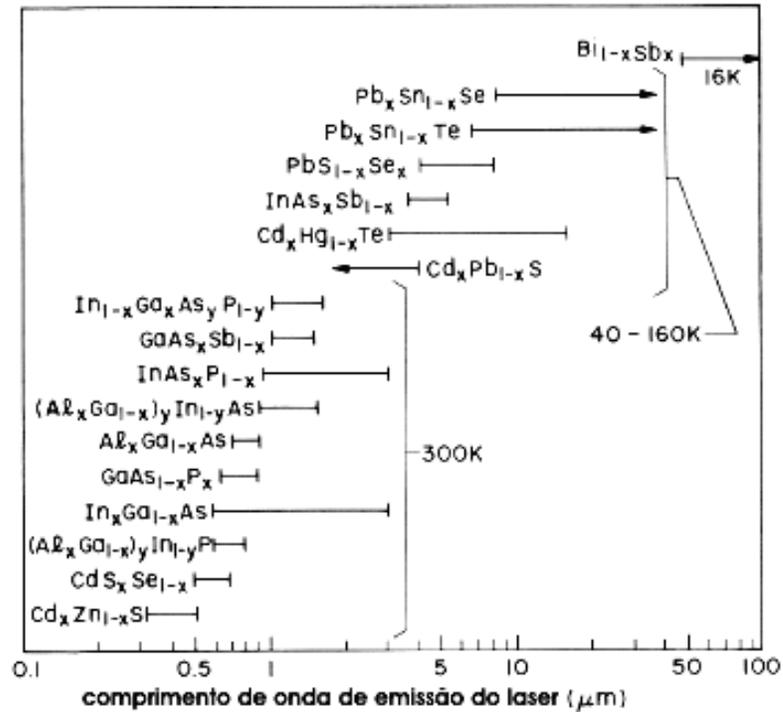


Fig. 2.2 Faixa de comprimentos de onda dos lasers a diodo semiconductor em relação aos materiais utilizados.

Estes dispositivos são também chamados de lasers a diodo semiconductor de injeção, sendo bastante importantes para sistemas de fibra-óptica e sistemas ópticos integrados, como também para comutação destes sistemas, através de circuitos de microondas controlados opticamente, e osciladores [2].

Na análise e projeto de circuitos de microondas e ópticos utilizando lasers a diodo semiconductor modulados diretamente, sempre é necessário determinar a resposta dinâmica do laser presente, dado um sinal elétrico de entrada. Por exemplo, ressonâncias eletro-ópticas elevam os picos na resposta em frequência para pequenos sinais e também provocam certos efeitos elétricos, tais como, parasitas de encapsulamento e capacitância de carga espacial, que também influenciam na resposta eletro-óptica para pequenos e grandes sinais.

2.1.1 Princípio de Operação

Um laser a diodo semiconductor, como muitos outros dispositivos a semiconductor, é formado pela dopagem de uma fina camada na superfície do substrato de um cristal. O cristal é dopado para produzir uma região do tipo n e uma região do tipo p, uma sobre a outra, resultando em uma junção p-n, ou diodo. Como em outros diodos, quando esta estrutura é polarizada diretamente, lacunas da região p são injetadas na região n, onde elétrons são os portadores dominantes. Similarmente, elétrons da região n são injetados na região p, onde as lacunas são majoritárias. Quando um elétron e uma lacuna estão presentes na mesma região, eles podem-se recombinar espontaneamente, e o elétron pode reocupar o nível de energia de uma lacuna, emitindo um fóton com energia igual à diferença entre os níveis de energia da lacuna e do elétron envolvidos.

Esta emissão espontânea ocorre quando o laser a diodo estiver abaixo da região de limiar, tendo propriedades similares às do *LED*. De fato, emissões espontâneas são necessárias para iniciar a oscilação do laser, porém, elas são fontes ainda insuficientes, pois a plena oscilação do laser requer a emissão estimulada, possibilitada pela forte injeção de portadoras na região ativa do dispositivo. A explicação da emissão estimulada pode ser a seguinte: sob condições adequadas, o elétron e a lacuna podem coexistir no mesmo espaço, ao mesmo tempo (na ordem de micro-segundos) antes de se recombinarem. Então, um fóton (que esteja se propagando nesta região com energia igual à energia de recombinação) pode causar a recombinação do par elétron-lacuna, provocando a emissão estimulada. Neste caso, outro fóton é gerado na mesma frequência do fóton estimulante, deslocando-se na mesma direção, com a mesma polarização e fase. Com isto, a emissão estimulada causa o ganho óptico (no comprimento de onda correto) na região de injeção, uma vez que um fóton estimulou a geração de outro fóton. Conseqüentemente, o ganho óptico da região ativa aumenta com o número de elétrons e lacunas injetadas através da junção de diodo.

Outro aspecto importante é que a região óptica de ganho (região ativa) precisa formar uma cavidade óptica para possibilitar o guiamento e amplificação da luz. Na forma mais simples de um laser a diodo, um guia de onda óptico é criado próximo à superfície do cristal através de estruturas longitudinais de diferentes índices de refração, de forma a confinar o sinal luminoso em um espaço relativamente estreito em forma de um canal (guia óptico). As duas extremidades

deste canal são formadas pela clivagem do cristal, formando, através das faces planas e paralelas, uma cavidade *Fabry-Perot*, como representado na Fig. 2.3 [7].

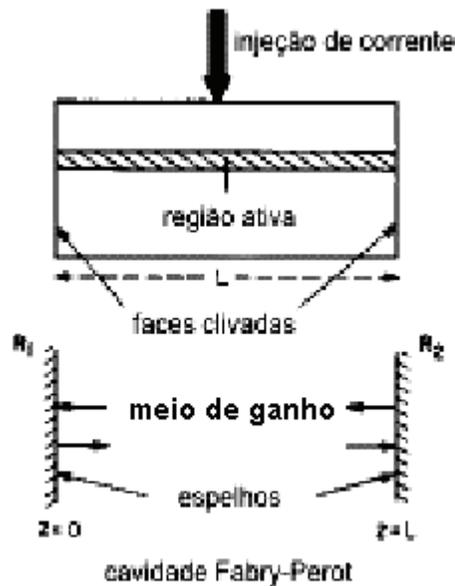


Fig 2.3 Representação da Cavidade Fabry-Perot.

Fótons emitidos dentro de um modo do guia de onda irão se propagar no guia e serão refletidos várias vezes por cada face, antes de serem emitidos. Como o sinal de luz passa através da cavidade, este é amplificado pela emissão estimulada. Entretanto, parte da luz é perdida devido às absorções internas e reflexões incompletas das faces. Finalmente, se há mais amplificação do que perda, o diodo começa a sair na região de limiar e entrar na região de emissão estimulada do laser.

2.1.2 Propriedades

Algumas das importantes propriedades do laser a diodo são determinadas pela geometria da cavidade óptica. Em geral, na direção transversal da cavidade, o sinal de luz está contido em uma fina camada e a estrutura suporta somente um único modo óptico (monomodo) propagante na sua direção longitudinal (a qual é perpendicular às camadas da cavidade óptica). Entretanto, se o guia de onda na direção transversal é largo comparado ao comprimento de onda do sinal de luz, este guia de onda pode suportar múltiplos modos ópticos, e o laser é conhecido como multimodo.

O comprimento de onda emitido é dado em função do *gap* de energia do semiconductor e dos modos da cavidade óptica. Em geral, o ganho mais elevado ocorrerá quando fótons com energia ligeiramente maior do que a energia de *gap*, e os modos mais próximos deste ganho, provocarem o efeito de emissão estimulada com maior intensidade.

Resumindo: para formar um laser, a região de ganho também precisa ser uma cavidade óptica. Na forma mais simples de um laser a diodo, um guia de onda óptico é feito junto da superfície do cristal, tal que, o sinal luminoso seja confinado em um espaço relativamente estreito. As duas extremidades do cristal são clivadas para formar faces planas e paralelas, formando uma estrutura *Fabry-Perot*. Fótons emitidos dentro de um guia de onda irão atravessá-lo e serão refletidos várias vezes por cada face antes de serem emitidos. Como o sinal de luz passa através da cavidade, este é amplificado pela emissão estimulada, mas também, uma quantidade de luz é perdida, devido à absorção e por reflexões incompletas das faces. Finalmente, se há mais amplificação do que perda, o diodo começa a apresentar o efeito de *lasing*.

Normalmente um corte transversal na cavidade do laser mostra que a dimensão horizontal é bem maior que a vertical (tipicamente da ordem de alguns micrometros para dois décimos de micrometro). Conseqüentemente, devido à difração, o feixe de luz diverge (expande) rapidamente após sair do *chip* do laser com uma abertura maior no sentido vertical, onde a abertura de emissão da cavidade ativa é menor, em analogia com os sinais emitidos por uma antena de abertura. Tipicamente, o feixe tem abertura de 30 graus na vertical por 10 graus na horizontal. Uma lente pode ser utilizada para formar um feixe colimado. Se um feixe colimado circular é requerido, lentes cilíndricas são utilizadas para compensar a assimetria de emissão. Para um laser do tipo monomodo, utilizando lentes não cilíndricas (simétricas), o feixe colimado adquire uma forma

elíptica, devido à diferença das divergências vertical e horizontal. Isto é facilmente observado com um feixe de laser vermelho utilizado nos apontadores para palestrantes.

2.1.2.1 Região de Limiar

Em um laser, a região de limiar é o nível mais baixo de excitação no qual a saída do laser é dominada pela emissão estimulada em vez da emissão espontânea. Abaixo do limiar, a potência de saída do laser eleva-se lentamente com o crescimento da excitação. Acima do limiar, a diferença de potência versus excitação é maior em ordem de magnitude. A largura de linha do laser também se torna, em ordem de magnitude, ainda menor acima do limiar do que abaixo [7].

Desta forma, na região de limiar o ganho óptico do laser é balanceado pela soma de todas as perdas acumuladas pela luz em uma viagem ao longo da cavidade óptica do laser. Podemos observar a região de limiar por volta de 25 mA, como mostra a Fig. 2.4, onde está representada a curva de potência luminosa emitida pelo laser em função da corrente de injeção.

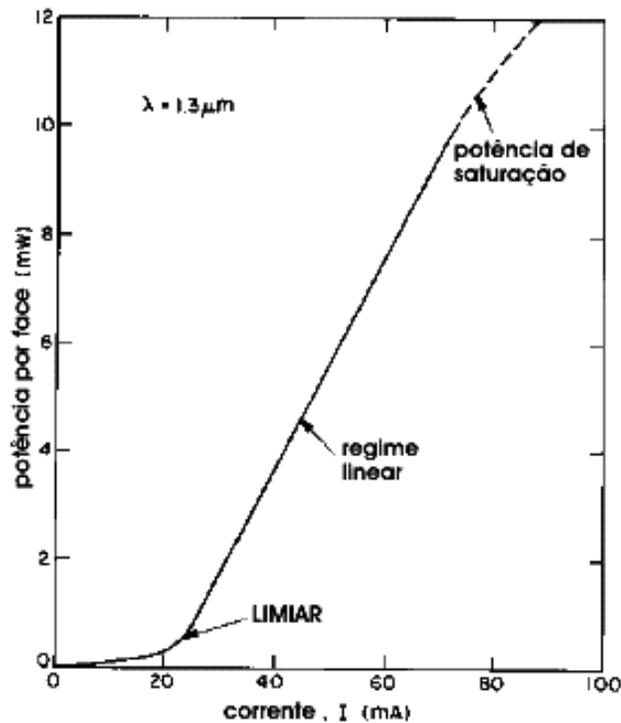


Fig 2.4 Representação da curva da luz emitida pelo laser em função da corrente de injeção.

2.1.3 Equações de Taxa

As equações de taxa para o laser a diodo semiconductor modelam seu desempenho elétrico e óptico. Este sistema de equações diferenciais ordinárias determina o número ou densidade de fótons e o número de portadores (elétrons) no dispositivo, devido à corrente de injeção e aos parâmetros do material semiconductor presente no dispositivo, como: tempo de vida de portadores, tempo de vida de fótons e o ganho óptico.

As equações de taxa do laser a diodo semiconductor podem ser formuladas com muita ou pouca complexidade, podendo modelar diferentes aspectos do comportamento do laser, com precisão variada. Elas podem ser solucionadas por integração numérica, para se obter a solução no domínio do tempo, ou derivar um conjunto de equações de pequenos sinais ou de estado estacionário, para ajudar no melhor entendimento das características dinâmicas e estáticas dos lasers a diodo semiconductor.

Na formulação para o caso do laser multimodo, as equações de taxa modelam um laser com múltiplos modos ópticos. Esta formulação requer uma equação para a densidade de portadores, e uma equação para a densidade de fótons em cada um dos modos da cavidade óptica, como se segue [8]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{e\nu} - \frac{N}{\tau_n} - \sum_{\mu=1}^{\mu=M} G_{\mu} P_{\mu} \quad (2.1)$$

$$\frac{dP_{\mu}}{dt} = \Gamma_{\mu} \left(G_{\mu} - \frac{1}{\tau_p} \right) P_{\mu} + \beta_{\mu} \frac{N}{\tau_n} \quad (2.2)$$

onde: N é o densidade de portadoras, P_{μ} é a densidade de fótons em cada um dos modos da cavidade óptica, I é a corrente elétrica injetada no dispositivo, e é a carga de um elétron, ν é o volume da região ativa, τ_n é o tempo de vida do elétron na cavidade do laser, τ_p é o tempo de vida do fóton na cavidade do laser, M é o número de modos modelados, μ é o número do modo, e μ subscrito foi colocado em G , Γ , β e P para indicar que estas propriedades podem variar para os diferentes modos. G_{μ} é o ganho em cada um dos modos da cavidade óptica, Γ_{μ} é o fator de

confinamento em cada um dos modos da cavidade óptica, β_μ é o fator de emissão espontânea em cada um dos modos da cavidade óptica.

2.1.3.1 Ganho Modal

G_μ , o ganho do μ -ésimo modo, pode ser modelado como tendo uma dependência parabólica do ganho com o comprimento de onda, como se segue [8]:

$$G_\mu = \frac{\alpha N \left[1 - \left(2 \frac{\lambda(t) - \lambda_\mu}{\delta \lambda_g} \right)^2 \right] - \alpha N_0}{1 + \varepsilon \sum_{\mu=1}^{\mu=M} P_\mu} \quad (2.3)$$

onde: α é o coeficiente de ganho, N é a densidade de portadoras, N_0 é o número de portadoras na condição de transparência, ε é o fator de compressão do ganho, λ_μ é o comprimento de onda do μ -ésimo modo, $\delta \lambda_g$ é a amplitude média (FWHM) no ponto máximo de uma curva de ganho, o centro da qual é dado por [8]:

$$\lambda(t) = \lambda_0 + \frac{k(N_{th} - N(t))}{N_{th}} \quad (2.4)$$

onde: λ_0 é o comprimento de onda central para $N=N_{th}$ e k é a constante de mudança espectral, sendo que a densidade de portadoras no limiar, N_{th} , é dada por [8]:

$$N_{th} = N_{tr} + \frac{1}{\alpha \tau \Gamma} \quad (2.5)$$

onde N_{tr} é a densidade de portadoras na região de transparência, α é o coeficiente de ganho, τ é o tempo de vida dos portadores, Γ é o fator de confinamento.

Tem-se que β_μ , fator de emissão espontânea em cada um dos modos da cavidade óptica, é dado por [8]:

$$\beta_\mu = \frac{\beta_0}{1 + \left(\frac{2(\lambda_s - \lambda_\mu)}{\delta\lambda_s} \right)^2} \quad (2.6)$$

onde β_0 é o fator de emissão espontânea na transparência, λ_s é o comprimento de onda central para emissão espontânea e $\delta\lambda_s$ é a FWHM da emissão espontânea. E λ_μ é o comprimento de onda do μ -ésimo modo, sendo dado por [8]:

$$\lambda_\mu = \lambda_0 - \mu\delta\lambda + \frac{(n-1)\delta\lambda}{2} \quad (2.7)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda central, $\delta\lambda$ é o intervalo do modo.

2.1.3.2 Compressão do Ganho

O termo ganho, G , não pode ser independente das altas densidades de potência encontradas nos lasers a diodo semiconductor. Há vários fenômenos, que causam a compressão do ganho. Os dois principais fenômenos são o *spatial hole burning* e o *spectral hole burning*.

O *spatial hole burning* ocorre como um resultado da natureza estável da onda dos modos ópticos. Potência de *lasing* maior resulta no decréscimo da eficiência da difusão de portadores, o que significa que o tempo de recombinação estimulada torna-se pequeno em relação ao tempo da difusão de portadoras. Há a diminuição da quantidade de portadoras com maior rapidez, causando o decréscimo do ganho modal.

O *spectral hole burning* é definido para mecanismos de perfil de ganho, como espalhamento intra-banda pequeno e densidade de potência. Levando em conta a compressão de ganho, devido à alta densidade de potência dos lasers a diodo semiconductor, a equação de ganho

é modificada tornando-se definida para o inverso da potência óptica. Daí, a presença do seguinte termo na equação de ganho (2.3) [8]:

$$1 + \varepsilon \sum_{\mu=1}^{\mu=M} P_{\mu} \quad (2.8)$$

2.1.3.3 Deslocamento Espectral

A mudança dinâmica do comprimento de onda em lasers a diodo semiconductor ocorre como um resultado da mudança do índice de refração na região ativa, durante a modulação de intensidade. Isto é usado para avaliar a mudança no comprimento de onda através da determinação da mudança do índice de refração da região ativa, como resultado da injeção de portadoras. Uma análise completa da mudança espectral durante a modulação direta, verifica que o índice de refração da região ativa varia proporcionalmente à densidade de portadoras, e, assim, o comprimento de onda varia proporcionalmente à corrente injetada.

Experimentalmente, tem-se que, para mudanças no comprimento de onda, o deslocamento espectral é [8]:

$$\delta\lambda = k \left(\sqrt{\frac{I_0}{I_{th}}} - 1 \right), \quad (2.9)$$

onde k é a constante de mudança espectral, I_0 é a corrente injetada e I_{th} é a corrente de limiar.

2.1.4 Modelo de Circuito do Laser para Pequenos Sinais

Um método alternativo para se determinar a resposta de modulação de um laser é utilizar uma análise de circuito, baseada em um modelo de circuito do dispositivo utilizado. Neste modelo estão incluídos os efeitos parasitas do encapsulamento, a capacitância de carga espacial, as características da heterojunção I-V, e toda a dinâmica eletro-óptica da região ativa [2].

A chave para o modelo é um circuito de pequenos sinais do *chip* intrínseco do dispositivo. Este circuito é cascadeado com o circuito do encapsulamento, completando todo o modelo do laser.

Há um terminal de entrada do modelo que corresponde aos terminais elétricos do encapsulamento do dispositivo, e a tensão nos terminais de saída é uma analogia à intensidade de luz na saída do dispositivo.

2.1.4.1 Equações de Taxa

O modelo do chip é baseado em equações de taxa, adicionando a capacitância de carga espacial, C_{sc} . Desprezando a difusão horizontal, as equações de taxa podem ser escritas por [2]:

$$\frac{dN}{dt} + \frac{C_{sc}}{\alpha} * \frac{dV_j}{dt} = \frac{I_j}{\alpha} - \frac{N}{\tau_n} - GS \quad (2.10)$$

$$\frac{dS}{dt} = GS - \frac{S}{\tau_p} + \beta \frac{N}{\tau_n} \quad , \quad (2.11)$$

onde N é a densidade de elétrons na região ativa, S é a densidade de fótons, τ_n e τ_p são os tempos médios de vida dos elétrons e fótons, respectivamente, I_j e V_j são corrente e tensão na junção de diodo, C_{sc} é a capacitância de carga espacial, G é o ganho óptico da região ativa, β é o coeficiente de emissão espontânea, e $\alpha = qv_a$, onde q é a carga eletrônica e v_a é o volume da região ativa.

O ganho óptico é dado por [2]:

$$G = \gamma(N - N_g) , \quad (2.12)$$

onde γ e N_g são constantes.

Os parâmetros do dispositivo α , β , γ e τ_p dependem da geometria da região ativa e de outras propriedades físicas do *chip*.

Para simplificar, a difusão de portadoras não está incluída no modelo [2]. Contudo, os parâmetros do dispositivo podem ser considerados como parâmetros “efetivos”, com os quais, os valores são ajustados para promover uma aproximação da difusão e outros efeitos não incluídos.

Um importante passo nesta análise é relacionar a densidade de elétrons em (2.10) e (2.11) com a tensão na junção diodo. A densidade é obtida pela aproximação da característica N - V_j da heterojunção com a relação clássica de *Shockley* [2]:

$$N = N_e \left[\exp\left(\frac{qV_j}{\eta kT}\right) - 1 \right] \quad (2.13)$$

onde N_e é a densidade de elétrons em equilíbrio e $\eta \approx 2$ para dispositivos de AlGaAs.

Para obter o modelo de circuito para pequenos sinais do *chip* é necessário, primeiramente, linearizar. Isto é feito como se segue: os componentes dc (sem variação no tempo) de I_j , N , S e G são escritos com I_0 , N_0 , S_0 e G_0 , respectivamente, e os componentes ac (incremental) para pequenos sinais assumem as formas de onda senoidais e são expressos na forma de fasores, como se segue: $N = N_0 + ne^{j\omega t}$ e $S = S_0 + se^{j\omega t}$, onde ω é a frequência angular e $j = \sqrt{-1}$.

Utilizando esta notação, podemos linearizar (2.13), (2.10) e (2.11). Desde que os termos incrementais sejam pequenos, o produto dos termos incrementais será ainda menor e podem ser desprezados. Então, as equações de taxa reduzem-se para [2]:

$$i_j = v_j \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_t \right) + \alpha G_0 s \quad (2.14)$$

$$\alpha s (G_3 + j\omega) = v_j G_2 \quad (2.15)$$

onde, $R_1 = (Rd^{-1} + R_4^{-1})^{-1}$, $G_2 = \left(\frac{\beta}{Rd} + R_4^{-1} \right)$, $G_3 = \frac{\alpha\beta G_0 N_0}{\tau_n I_0 - N_0 \alpha}$ e $R_4 = RdG_3(\beta N_0 \gamma)^{-1}$.

A resistência da junção de diodo em pequenos sinais é $R_d = \frac{2\tau_n KT}{q\alpha N_0}$ e a capacitância total

do diodo é $C_t = C_d + C_{sc}$, onde $C_d = \frac{\tau_n}{R_d}$, que é a capacitância de difusão da região ativa.

A resistência de junção, a capacitância de difusão, R_1 , G_2 , G_3 , e R_4 são todas facilmente avaliadas em termos da componente dc , N_0 , da densidade de elétrons. Esta densidade de elétrons é obtida através da corrente dc , I_0 , usando (2.10) e (2.11), com derivação igualada a zero.

Com isso, tem-se [2]:

$$N_0^2(1-\beta) - N_0 \left[\frac{1}{\gamma\tau_p} + \frac{\tau_n I_0}{\alpha} + (1-\beta)N_g \right] + \left[\frac{1}{\gamma\tau_p} + N_g \right] \frac{\tau_n I_0}{\alpha} = 0 \quad (2.16)$$

Pode ser mostrado que o valor de N_0 é a menor das duas soluções para (2.16). A corrente de limiar, I_{th} , é dada por [2]:

$$I_{th} = \frac{\alpha(1-\beta) \left(\frac{1}{\tau_p \gamma} + N_g \right)}{\tau_n} \quad (2.17)$$

2.1.4.2 Modelo do Circuito do *Chip*.

A entrada elétrica do modelo do *chip* para pequenos sinais é obtida através da admitância de entrada para pequenos sinais, Y_d , na heterojunção. De (2.14) e (2.15) pode-se mostrar que esta admitância é:

$$Y_d = \frac{i_j}{v_j} = \frac{1}{R_l} + j\omega C_t + \frac{1}{R_x + j\omega L_x}, \quad (2.18)$$

onde $L_x = (G_0 G_2)^{-1}$ e $R_x = G_3 L_x$. A admitância Y_d pode ser modelada como um circuito RC em paralelo com um circuito RL em série, e formar o modelo de *chip* do laser para pequenos sinais, mostrado na Fig. 2.5 [2].

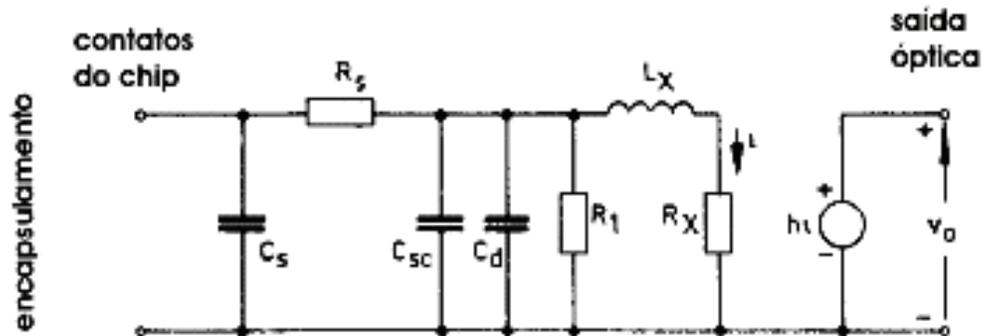


Fig. 2.5: Modelo de circuito para o *chip* do laser, incluindo a resistência em série R_s e a capacitância parasita C_s .

Também foi incluído no modelo a resistência em série, R_s , a qual descreve a resistência de contato e a resistência do tipo *bulk* do semiconductor, e uma capacitância C_s , a qual representa a capacitância parasita associada com o *chip*.

Para corrente de polarização *dc*, I_0 , abaixo do limiar, os efeitos da emissão estimulada podem ser ignorados. Abaixo destas condições, as resistências R_t e R_x possuem valores elevados

e o modelo reduz-se a um simples diodo seguidor de corrente, com resistência de pequenos sinais R_d e capacitância C_t .

Acima do limiar, a emissão estimulada influencia fortemente as características elétricas do dispositivo, e R_d e R_x não podem ser desprezadas.

A porta óptica de saída do modelo é também obtida de (2.14) e (2.15). Pode-se observar através destas equações, que a densidade de fótons para pequenos sinais, s , é proporcional à corrente em pequenos sinais, i , apresentada na Fig. 2.5.

A fonte de tensão controlada por corrente, h_i , na Fig. 2.5, fornece uma tensão v_0 na saída do modelo, a qual é uma analogia à densidade de fótons, para pequenos sinais, no laser. A tensão de saída do modelo pode ser usada como uma medida da intensidade de luz na saída do laser para pequenos sinais.

A trans-impedância da fonte de tensão controlada por corrente é independente da frequência. Ela é dada por [2]:

$$h = (\alpha G_0)^{-1} \quad (2.19)$$

Nos cálculos da resposta em frequência, a magnitude de v_0 , que é a tensão na saída do modelo da Fig. 2.5, é determinada em relação ao valor de frequência zero. O valor absoluto de v_0 não é requerido, e a trans-impedância h é um fator que nos dá valores numéricos de v_0 .

2.1.4.3 O Laser de Heteroestrutura Enterrada

O circuito deste tipo de laser a diodo semiconductor é apresentado na Fig. 2.6. O circuito representado ilustra o respectivo laser, o qual possui toda dinâmica de resposta de impedância bastante semelhante à do amplificador óptico a semiconductor [17].

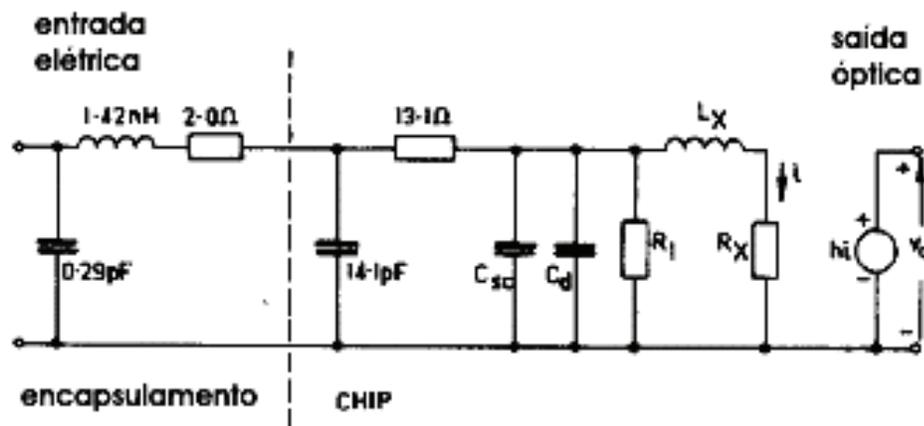


Fig. 2.6: Modelo de circuito do laser BH.

Um laser a diodo semiconductor *BH* é capaz de operar em baixas temperaturas e em modos *TE*, *TM* ou *TEM* [15].

O laser a diodo *BH* é caracterizado por uma região ativa, a qual é completamente enterrada por um material de baixo índice de refração e alto *gap* de energia [15].

A área da região ativa é substancialmente mais espessa no centro do que nas extremidades e está completamente inserida no substrato do laser. Esta configuração e localização da região ativa favorecem a luz que é emitida na porção central da região ativa, a qual permite que a largura do feixe de luz produzida possa ser pequena (1 a 2 m) e, então, há a formação de um laser tendo um feixe de luz na saída bastante simétrico, com os modos transversais de baixa ordem em ambas as direções e correntes de limiar abaixo de 10 mA [15].

O laser a diodo *BH* é desenvolvido por um processo no qual a área da região ativa é formada, substancialmente, dentro de uma cavidade no substrato do diodo.

Primeiro, uma camada do tipo p é colocada em um substrato do tipo n para formar uma junção de bloqueio de corrente. Depois, uma cavidade é formada no substrato para que a mesma seja mais profunda do que a espessura da camada junto à superfície do substrato. Tem-se o “crescimento” de uma camada guia de onda e material de confinamento de portadores. Uma camada de material da região ativa e uma segunda camada de guia de onda e material de confinamento de portadores, na superfície do substrato, utilizando-se crescimento epitaxial convencional ou feixe molecular epitaxial, com a região ativa sendo dopada, formando uma junção entre as camadas de guia de onda [15].

2.2 Amplificador Óptico a Semicondutor (SOA)

Com o crescimento da demanda por largura de banda, a construção de nós ópticos de comutação de pacotes, utilizando roteadores ópticos, poderá beneficiar as redes ópticas de última geração [16]. A tecnologia dos *SOAs* provê uma alta capacidade de comutação de pacotes em alta velocidade, com um alto ganho, alta razão de extinção, e grande potencial de integração [16].

Os amplificadores ópticos a semicondutor (*SOA*) são essencialmente lasers a diodo semicondutor sem espelhos refletivos, e têm fibras ópticas anexas em suas terminações, e em seu *chip* localiza-se um guia de onda pelo qual trafega o feixe de luz em seu interior. Eles amplificam qualquer sinal óptico que seja recebido por qualquer fibra anexa no mesmo e transmite o sinal amplificado pela outra fibra. Os *SOAs* são, tipicamente, construídos em um pequeno encapsulamento, e eles trabalham em sistemas de 1330 nm e 1550 nm de comprimento de onda. Os *SOAs* transmitem bidirecionalmente, fazendo com que o tamanho do dispositivo seja uma vantagem sobre regeneradores que utilizam *EDFAs* (amplificador por fibra dopada a érbio). Contudo, as desvantagens dos *SOAs* incluem: altas perdas por acoplamento, dependência da polarização e alta influência de ruído [11].

A Fig. 2.7 a seguir mostra uma estrutura básica do *SOA*, ilustrando as características descritas anteriormente.

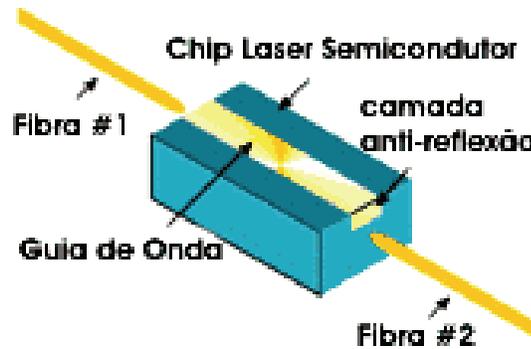


Fig. 2.7: Ilustração básica de um amplificador óptico a semicondutor.

As redes ópticas modernas utilizam os *SOAs* como [11]:

- Pré-amplificadores: muitos lasers são fabricados com níveis de potência óptica de saída baixa e devem ser seguidos por um amplificador óptico.
- Amplificador em linha: permite que os sinais ópticos sejam amplificados ao longo do enlace.
- Conversores de comprimento de onda: envolve as mudanças de comprimento de onda em um sinal óptico.
- Pré-amplificadores de recepção: os *SOAs* podem ser integrados com detectores para melhorar a sensibilidade na recepção do sinal óptico.

2.2.1 Princípio de Operação

Um *SOA* é baseado na mesma tecnologia de um laser a diodo semicondutor *Fabry-Perot*. Tal qual um laser, ele consiste de um meio amplificado localizado em uma cavidade ressonante do tipo *Fabry-Perot* [16].

A função de amplificação é obtida pela combinação de uma polarização por corrente elétrica externa ao dispositivo com o feixe de luz que atravessa a região ativa com níveis adequados de energia do material semicondutor presente nesta região. Diferentemente dos amplificadores de fibra dopada a érbio, os quais utilizam laser de bombeio, os *SOAs* são polarizados eletricamente por corrente. Para ter-se somente a função de amplificação, é necessário proteger o dispositivo contra oscilações geradas pelo efeito de laser. Isto é feito

bloqueando as reflexões na cavidade, utilizando uma camada anti-refletiva e uma técnica de clivagem em ângulos adequados nas facetas do *chip*.

A estrutura básica de um *SOA* consiste de uma região ativa central de $600\ \mu\text{m}$ de comprimento e de duas regiões passivas, na entrada e na saída do *chip*, cada uma com um comprimento de aproximadamente $100\ \mu\text{m}$ [16].

A região ativa é baseada em uma hetero-estrutura de confinamento *SCH* e consiste em uma camada ativa do tipo *bulk*, de espessura de $0,2\ \mu\text{m}$, embutida entre duas camadas quaternárias de espessura $0,1\ \mu\text{m}$. Ela está sobre uma região de $150\ \mu\text{m}$, a qual permite o acoplamento óptico através do guia de onda [16].

Este tipo de estrutura possui um considerável fator de confinamento óptico porque o índice de descasamento entre as camadas na região de ganho, em conjunto com as facetas, atinge uma alta eficiência de acoplamento *chip-to-fiber* [16].

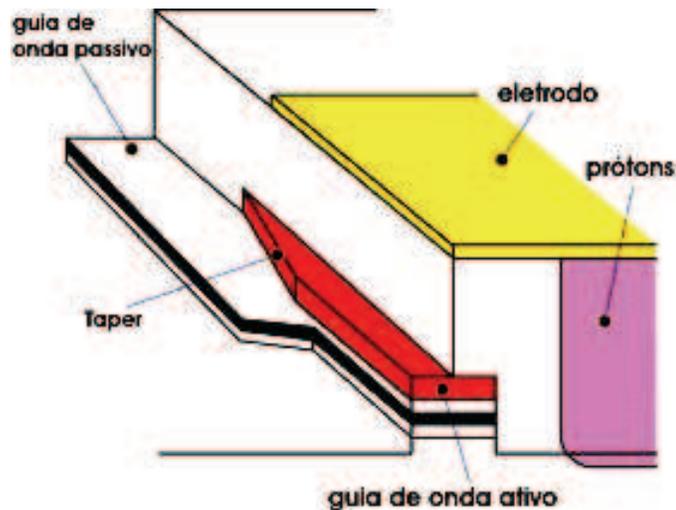


Fig. 2.8: O princípio de operação do SOA para um amplificador do tipo TW aproximadamente ideal com baixa refletividade residual ($R \sim 0$).

Os parâmetros mais importantes requeridos por um *SOA* incluem [16]:

- Refletividade residual menor que 10^{-4} , para assegurar uma variação temporal de ganho abaixo de 0,5 dB;
- Baixa perda óptica, para ter-se um ganho de rede maior ou igual a 30 dB;
- Alto ganho de material que garanta a operação com baixa corrente de polarização (de 20 a 30 dB o ganho fibra-a-fibra), para uma corrente de polarização de até 100 mA;
- Alta potência de saturação na saída, definida como a potência de saída para um ganho de pequeno sinal reduzido de 3 dB;
- Perda por acoplamento *chip-to-fiber* abaixo de 3 dB por faceta, a qual é atingida utilizando guias de onda integrados às facetas na saída;
- Sensibilidade de polarização menor que 0,5 dB, porque o estado de polarização do sinal óptico que vem da fibra óptica é usualmente aleatório. O ganho de material é isotrópico em materiais do tipo *bulk*; contudo, bastante sensibilidade de polarização (ganho diferencial entre modos *TE* e *TM*), por volta de 0,3 dB, pode ser obtida por um guia de onda tendo quase o mesmo fator de confinamento para ambos os estados de polarização.

Todas estas características não podem ser obtidas simultaneamente. Conseqüentemente, deve-se procurar otimizar o dispositivo para tê-las bem próximas do requerido. Por exemplo, uma estrutura de um *SOA QW* satisfará a necessidade de se ter uma refletividade residual baixa e uma perda óptica baixa, assim como um alto ganho de material. Por outro lado, a estrutura será inerentemente sensível à polarização, tal como o ganho do modo *TE* é maior do que o ganho do modo *TM* [16].

2.2.2 Tipos de SOAs

Dependendo da eficiência da camada anti-refletiva, os *SOAs* podem ser classificados como dispositivos ressonantes ou dispositivos *TW*. *SOAs* ressonantes são fabricados utilizando uma camada anti-refletiva com refletividade por volta de 10^{-2} . Eles são tipicamente fabricados com um ganho entre 10 a 20 dB e uma largura de banda de 2 a 10 GHz. Os dispositivos *TW* incorporam uma camada anti-refletiva com uma refletividade por volta de 10^{-4} . Eles apresentam um ganho de poucos dB e uma largura de banda por volta de 5 THz (e.g., 40 nm na janela de 1550 nm) [16].

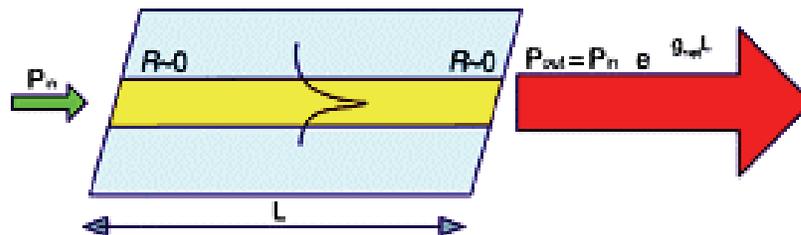


Fig. 2.9: Esquemático padrão de um *chip* do SOA.

Aplicações em telecomunicações utilizam dispositivos do tipo *TW*, os quais podem ser utilizados para aplicações como: amplificação de um único canal ou de canais multiplexados (*WDM*) em redes metropolitanas, comutação óptica em *backbones*, conversão de comprimento de onda em conexões ópticas, regeneradores (*2R*) com re-formatação e re-amplificação de sinais ópticos, e como regenerador (*3R*), realizando a re-emissão em redes de longa distância [16].

A potência óptica de entrada, P_{in} , no guia de onda do *SOA*, é amplificada de acordo com $P_{out} = G_{sp} * P_{in}$, onde G_{sp} é o ganho através do comprimento L do *SOA TW*, tal que $G_{sp} = \exp(g_{net} * L)$. O ganho de rede g_{net} é dado por, $g_{net} = \Gamma g - \alpha$, onde Γ , g e α são o fator de confinamento óptico, o ganho do material e a perda óptica, respectivamente [16].

Utilizando camadas de óxido de titânio ou de óxido de silício ($\text{TiO}_2/\text{SiO}_2$) para formar a camada anti-refletiva, é possível obter-se refletividades na ordem de 10^{-5} . Através da combinação de facetas inclinadas (em 7° graus) em relação à camada anti-refletiva, um dispositivo com uma

refletividade residual baixa pode ser obtido, produzindo uma variação no ganho para um valor menor ou igual a 0,5 dB [16].

Um grande número de canais na entrada do *SOA* pode saturá-lo. A saturação causada por um canal modifica a resposta nos outros canais, induzindo a ocorrência de *crosstalk* entre os canais. Aplicações *WDM*, com isso, requerem um dispositivo com uma potência alta de saturação na saída. Para resolver este problema, pesquisas na *Alcatel* desenvolveram o *SOA GC* (ganho “grampeado”), o qual é baseado na tecnologia *DBR*, refletor distribuído de *Bragg* [16].

Em um *SOA GC*, o dispositivo é modificado para incorporar uma grade de *Bragg* em cada um dos dois guias de onda passivos. Isto cria uma cavidade ressonante e, com isso, um efeito de *lasing*. Programando o *SOA* para gerar este efeito de *lasing* em um comprimento de onda, λ_{laser} , localizado fora da largura de banda de amplificação do *SOA*, é possível estabilizar o ganho.

Tipicamente, λ_{laser} tem um valor de 1510 nm para um *SOA* operando em uma largura de banda correspondente à banda C (1530 a 1560 nm). Devido ao efeito de *lasing*, a densidade de portadores, N , satura, e o ganho óptico, o qual é proporcional a N , também satura. Então, o ganho é estabilizado, mas em um nível baixo, se comparado com a estrutura padrão do *SOA* (por volta de 15 a 18 dB) [16].

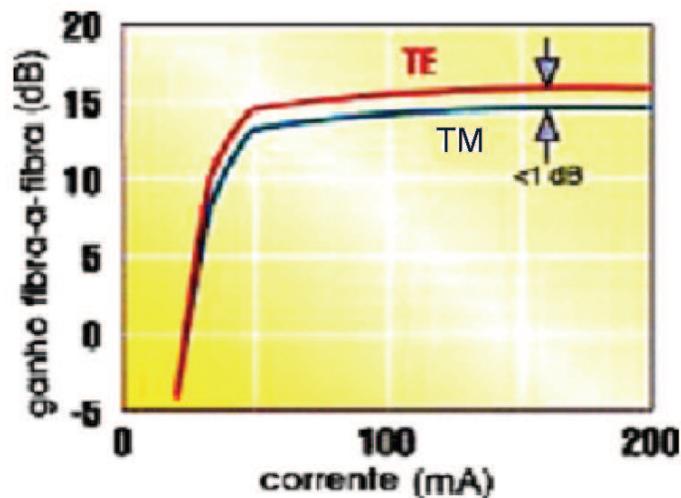


Fig. 2.10: Ganho fiber-to-fiber de um *SOA GC* versus a corrente de polarização para modos de polarização TE e TM versus potência de saída

Na Fig. 2.10, na região de limiar de laser, por volta de 50 mA, o ganho é “bloqueado” (15 dB), como esperado. A sensibilidade à polarização é menor que 1 dB. A potência de saturação na saída está por volta de 12 dBm.

2.2.3 Equações

As funções de transferência de fase e amplitude de um *SOA* podem ser caracterizadas por uma mudança na fase e uma mudança na amplitude G [17].

Para qualquer amplificador com refletividades de faces R_1 , R_2 , o ganho G é dado por [17]:

$$G = \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)G_s}{\left(1 + \sqrt{R_1 R_2} G_s\right)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2 \phi}, \quad (2.20)$$

onde G_s é o ganho de uma única passagem pela cavidade, e o deslocamento de fase ϕ é dado por [17]:

$$\phi = \phi_0 + \frac{g_0 L \beta_c}{2} \left(\frac{P}{P + P_s} \right), \quad (2.21)$$

onde $\phi_0 = 2\pi L \mu / \lambda$ é o deslocamento nominal de fase, L é o comprimento da região de amplificação, μ é um índice, β_c é o fator de aumento de largura de linha, g_0 é o ganho não-saturado, e P e P_s são a potência interna total e a potência de saturação, respectivamente.

Para o ganho de saturação, considera-se um pico de ganho e assume-se que ele é função da população de portadora N . O ganho é dado por [17]:

$$g = \left(\frac{\Gamma a}{V} \right) (N - N_0), \quad (2.21)$$

onde Γ é o fator de confinamento, a é o coeficiente de ganho diferencial, V é o volume ativo, e N_0 é o valor de N requerido na região na transparência.

A população de portadores, N , muda com a corrente injetada, I , e a potência do sinal, P . Através da representação do número de fótons em termos da potência óptica, tem-se [17]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{q} - \frac{N}{\tau_e} - \frac{a(N - N_0)}{\sigma_m h\nu} P, \quad (2.22)$$

onde τ_e é o tempo de vida do portador e σ_m é a área transversal do guia de onda.

A figura de ruído, F_n , do SOA é maior que o valor mínimo valor de 3 dB por várias razões. A maior contribuição vem do fator de inversão de população, n_{sp} , o qual é obtido através de [17]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{(N_2 - N_1)}, \quad (2.23)$$

onde N_1 e N_2 são as populações atômicas para os estados do nível inicial e do nível de excitação, respectivamente.

Uma contribuição adicional resulta das perdas não-ressonantes internas α_{int} (tal como a absorção de portadores livres e perda por espalhamento), a qual reduz o ganho disponível de g para $g - \alpha_{int}$. Através de $F_n = 2n_{sp}(G - 1)/G \approx 2n_{sp}$ e adicionando esta contribuição adicional, citada anteriormente, temos que a figura de ruído pode ser escrita por [17]:

$$F_n = 2 \left(\frac{N}{N - N_0} \right) \left(\frac{g}{g - \alpha_{int}} \right), \quad (2.24)$$

onde as populações atômicas N_1 e N_2 são substituídas por N_0 e N , respectivamente.

Refletividade residual na faceta aumenta o valor de F_n por um fator adicional que pode ser aproximado por $1 + R_l G$, onde R_l é a refletividade na faceta de entrada. Em muitos amplificadores TW $R_l G \ll 1$, e esta contribuição pode ser desprezada. Valores típicos de F_n para SOAs estão entre 5 e 7 dB.

Capítulo 3 - Resultados Experimentais

Foram realizadas medidas em laboratório para obterem-se as respostas de impedância de uma montagem em microondas com a presença do amplificador óptico a semiconductor (*SOA*). A influência da montagem em relação à impedância do *SOA* foi obtida separadamente, através da inserção de um curto-circuito de calibração antes do *SOA*.

As medidas realizadas apresentam várias dificuldades, tanto em relação à influência da montagem como, também, de efeitos do encapsulamento do *SOA*. De fato, a montagem de microondas para o *SOA* apresenta alguns efeitos parasitas, principalmente de impedâncias capacitivas e indutivas geradas em toda a sua extensão. Em particular, deve ser citado o aparato de suporte utilizado, no qual está uma fonte de corrente para polarizar o amplificador óptico a semiconductor, o T de polarização para polarização elétrica, o controle de temperatura, etc. Em relação aos efeitos de encapsulamento, nada pôde ser feito, devendo-se esperar a conclusão de uma bancada de testes de *SOAs*, tipo *chip*, em fase de conclusão final no laboratório.

3.1 Montagem Experimental ou Giga de Teste

Na Fig. 3.1 está representada a montagem experimental realizada no laboratório, com cada equipamento e componente presente na mesma. Têm-se presentes, um laser seguido por um polarizador óptico que realiza o ajuste ótimo de polarização da luz, visando maximizar o ganho do *SOA*. Conectores angulados, tipo *FC-APC*, e um isolador óptico são usados para evitarem-se problemas de múltiplas reflexões. A saída do *SOA* é absorvida por uma carga casada.

A polarização elétrica por corrente contínua é realizada através de um indutor seguido de uma pequena linha de transmissão conectada na entrada elétrica do *SOA* encapsulado. Para a conversão tensão-corrente assim como para proteger o *SOA* de transitórios, um resistor *SMD* [10], de impedância bem mais alta que a impedância do *SOA*, conecta o terminal de polarização do *SOA* até a porta elétrica do analisador de redes, conforme mostrado na Fig. 3.1. Em acréscimo, como será visto adiante, a impedância de baixa frequência do *SOA* é próxima de 3Ω e o resistor de $47,5\Omega$ realiza o casamento de impedância em microondas, uma vez que este resistor está em série com o *SOA*. Antes do indutor de polarização (e em série com ele) foi inserido um resistor de 1Ω , que é usado para a medida da corrente de polarização do *SOA*, através de um voltímetro digital. Deve-se evitar a colocação direta de amperímetros no circuito, tendo em vista evitar possíveis transitórios por mau contato. Finalmente, um computador com cartão *GPIB* retira os dados obtidos de medidas e controla o analisador de redes.

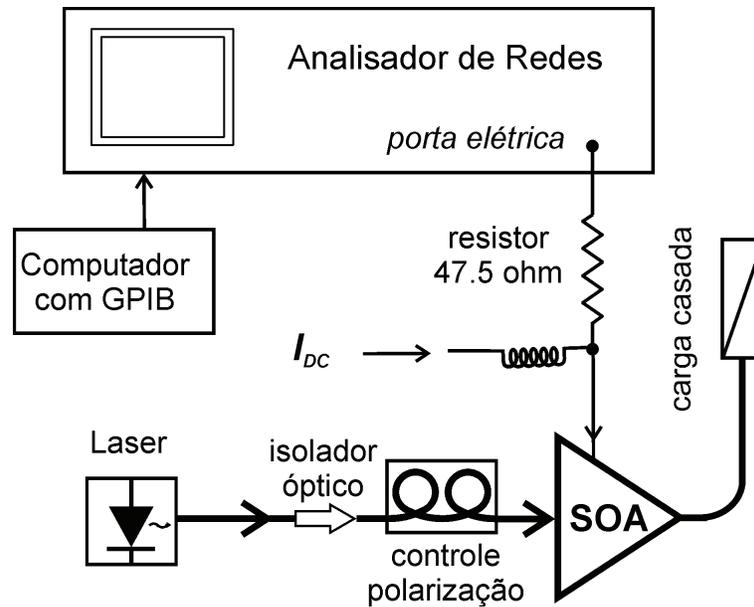


Fig. 3.1: Montagem experimental realizada para medida da resposta de impedância

A Tabela 3-I fornece as especificações dos equipamentos utilizados na montagem experimental. São apresentados as marcas e modelos dos instrumentos assim como são inseridas informações adicionais julgadas relevantes.

TABELA 3-I:
EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NA MONTAGEM EXPERIMENTAL

Equipamento	Marca/Modelo	Outras Especificações
Laser	Photonetics	Laser sintonizável
Isolador óptico	E-Tek	
Controle de Polarização	Photonetics 3688-PR15	Polarizador óptico
Amplificador óptico (SOA)	InPhenix IPSAD 1502	Otimizado para conversão
Carga casada		
Amperímetro		Polarização elétrica do SOA (corrente contínua)
Resistor de microondas de baixa indutância	SMD	$R = 47,5 \Omega$
Analizador de Redes	HP 8702B	$f = 3\text{MHz}$ a 6GHz
Auxiliar	HP 85047A	$f = 3\text{MHz}$ a 6GHz
Computador pessoal	Processador AMD Athlon K7	512 Mbytes RAM
Placa de conexão	GPIB	Conexão do analisador de rede com o computador pessoal

3.2 Medição da Impedância na Montagem Experimental

A medida da impedância equivalente foi realizada usando a montagem representada na Fig. 3.1. Utilizando a respectiva montagem experimental, foram considerados os dois casos: o primeiro, com um curto-circuito na entrada do *SOA* (fase de calibração) e, o outro, sem o curto-circuito na entrada do dispositivo (fase de medição da impedância do *SOA*).

Para a primeira fase, foi feito um curto-circuito após o resistor de baixa indutância de microondas ($47,5 \Omega$), logo na entrada do dispositivo *SOA*, pouco antes da entrada do encapsulamento do mesmo. Com o curto-circuito, há a retirada do *SOA* da montagem, tendo

somente a presença do resistor de microondas, assim como as impedâncias indutivas e capacitivas da montagem da linha de microondas, a qual localiza-se fora do dispositivo *SOA*.

Para a segunda fase, tem-se toda a montagem sem a presença do curto-circuito na entrada do *SOA*. Neste caso, há a presença da linha observada para o caso anterior, e ainda, a do dispositivo *SOA*, com o seu encapsulamento e *chip*. Para ambos os casos, puderam-se obter as respostas de impedâncias com ou sem (0 mA) a polarização elétrica do dispositivo. Para a situação do *SOA* polarizado, foram realizadas medições para polarizações com corrente contínua nos valores de 14 mA, 40 mA e 80 mA.

Os resultados obtidos pelo analisador de rede nas duas situações foram armazenados em um computador, através de um programa em *LabView*, desenvolvido pelo aluno de iniciação científica Henrique Bierwagen. Utilizando o *software Origin* (construtor de respostas gráficas) [14], foram verificadas graficamente as respostas de impedância obtidas pelo analisador de rede em um intervalo de frequência de 3 MHz a 6 GHz.

3.2.1 Medição de Impedância com a Presença do Curto-Circuito (calibração)

Com o curto-circuito na entrada do amplificador óptico a semiconductor, obteve-se a resposta em frequência do módulo da impedância, no intervalo de frequência de 3 MHz a 6 GHz, conforme representada na Fig. 3.2.

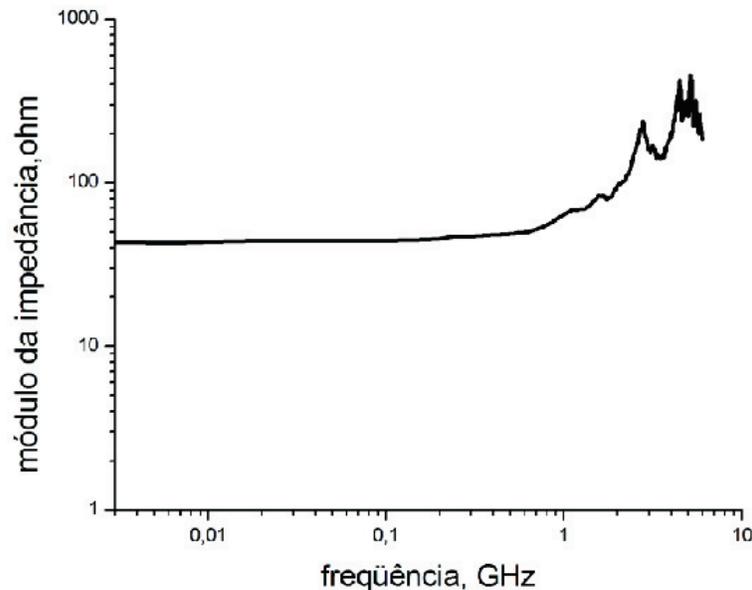


Fig 3.2: Resposta experimental da impedância da linha antes do SOA (curto de calibração)

A Fig. 3.2 ilustra o comportamento do módulo da impedância da linha presente antes do *SOA* (fase um, com curto de calibração). A resposta de impedância inicia-se, dentro do intervalo de frequência proposto, com valor de $43\ \Omega$, pouco abaixo do valor de $47,5\ \Omega$, resistência do resistor de microondas presente na montagem, atingindo este valor somente na frequência de 300 MHz. No intervalo de frequência de 3 MHz a 700 MHz aproximadamente, observa-se que a resposta permanece praticamente a mesma, atingindo um valor de $52\ \Omega$; conclui-se que para baixas frequências as impedâncias parasitas, capacitivas e indutivas, não têm grande influência na resposta de impedância do *SOA*.

A partir do intervalo de frequência de 700 MHz a 1 GHz, inicia-se a mudança de comportamento da resposta de impedância na linha, com o módulo da mesma atingindo aproximadamente $65\ \Omega$. Assim, percebe-se que até a frequência de 1 GHz, uma frequência já bem considerável, a resposta ainda não sofre tantas distorções, provocadas pelas impedâncias

parasitas. Já, entre 1 GHz e 2 GHz, verifica-se o início da mudança de comportamento da resposta, com valores consideravelmente mais elevados, de $65\ \Omega$ a $95\ \Omega$.

Pode-se observar uma maior influência das impedâncias parasitas presentes na montagem a partir da frequência de 2 GHz, com uma resposta já atingindo um valor de aproximadamente $95\ \Omega$. O valor da resposta de impedância passa a crescer bastante, atingindo um valor de pico de $240\ \Omega$ na frequência de 3 GHz, aproximadamente. Logo após, no intervalo de frequência de 3 GHz a 4 GHz, há uma queda no valor da resposta, porém, seguida de um princípio de elevação ainda maior da resposta no intervalo de frequência de 4 GHz a 5 GHz, com a impedância atingindo até $425\ \Omega$, aproximadamente. E, por volta da frequência de 5,15 GHz, tem-se o maior valor de resposta atingido, que é de $457,6\ \Omega$, seguido de uma queda na resposta, que em 6 GHz atinge $189\ \Omega$.

No intervalo de frequência de 2 GHz a 6 GHz, observa-se a enorme alternância de valores da resposta de impedância da linha, com as impedâncias indutivas influenciando no aumento da resposta e as capacitivas na queda da mesma.

3.2.2 Medição de Impedância do SOA sem a Presença do Curto-Circuito

Com a retirada do curto-circuito da montagem, foi realizada a medição da resposta de impedância de toda a montagem, agora com a presença do dispositivo *SOA*, com e sem a polarização elétrica por corrente contínua do mesmo, no intervalo de frequência de 3 MHz a 6 GHz. Os resultados são discutidos a seguir.

3.2.2.1 Medição de Impedância sem a Polarização do SOA

Na Fig. 3.3, tem-se a resposta do módulo de impedância da montagem experimental sem a polarização elétrica do dispositivo *SOA*, (corrente de 0 mA). Através do gráfico anterior (Fig. 3.2), pode-se observar a mudança de comportamento da resposta de impedância da montagem experimental no intervalo de frequência proposto, agora com a presença do dispositivo *SOA*.

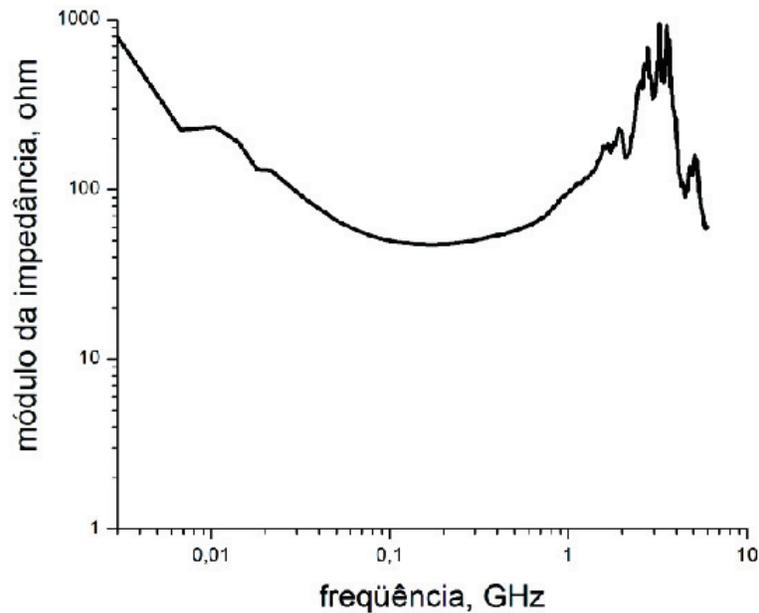


Fig. 3.3: Resposta experimental da impedância da montagem com o SOA sem polarização elétrica

Verifica-se que a resposta, para a frequência inicial de 3 MHz, tem um valor bastante alto, em torno de 800Ω . Logo após, esta sofre uma queda de valor, que, por volta da frequência de 200 MHz, está em $47,5\Omega$. Este comportamento da resposta, em baixas frequências, foi notado em outros trabalhos [10], com a resposta de impedância do dispositivo tendo valores bastante elevados em frequências próximas de zero, quando o *SOA* está com polarização nula.

Com a presença do dispositivo *SOA* (encapsulamento + *chip*), observa-se que há um incremento da resposta do módulo de impedância, principalmente, para frequências mais altas, com a acentuação dos picos de resposta, e um deslocamento dos picos para intervalos de frequência menores do que os apresentados na seção 3.2.1.

No intervalo de frequência de 1 GHz a 2 GHz, observa-se a presença de uma impedância indutiva, a qual provoca a elevação do valor da resposta para 230Ω , aproximadamente, e uma

prevalência de impedância capacitiva atua provocando uma pequena queda na mesma, após atingir este pico. Após isso, as ressonâncias provocadas pelas impedâncias parasitas são bastante elevadas e acentuadas, provocando picos elevados da resposta de impedância da montagem experimental.

No intervalo de frequência de 2 GHz a 4 GHz, têm-se três picos de resposta (ressonâncias) mais elevados, com 1000Ω de resposta, aproximadamente, onde se pode observar a grande influência das impedâncias presentes, principalmente, no encapsulamento e no *chip* do *SOA*.

De 5 GHz a 6 GHz, vê-se também um pico de ressonância, porém, menos acentuado do que os anteriores, por volta de 160Ω .

3.2.2.2 Medição de Impedância com a Polarização do SOA

Nas Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 apresentam-se as respostas do módulo da impedância da montagem experimental com a polarização do dispositivo *SOA*, com correntes elétricas contínuas de 14 mA, 40 mA e 80 mA, respectivamente.

Foram utilizados valores de correntes de polarização nestes intervalos visando melhorar a observação das respostas de impedância com a polarização do *SOA*. Pode-se verificar que, independentemente do valor de corrente de polarização do dispositivo, a resposta total de impedância da montagem permanece praticamente a mesma. De fato, tanto para baixas frequências como para frequências mais altas, pode-se observar poucas alterações da resposta da impedância ao longo do intervalo de frequência utilizado, 3 MHz a 6 GHz.

Através de uma análise, observando os gráficos gerados, têm-se os seguintes valores de impedância, nas respectivas frequências, para os três valores de corrente de polarização, conforme mostrado na Tabela 3-II. É interessante notar que a impedância varia com a corrente somente para baixos valores de frequência de excitação do *SOA*. Esta variação vai desaparecendo para frequências maiores e, acima de 1 MHz, ela é quase imperceptível. Ao nosso melhor juízo esta observação não foi encontrada na literatura especializada, e a variação deve estar ligada ao comportamento do *SOA* atuando como um diodo, do ponto de vista elétrico.

TABELA 3-II:

RESPOSTA DE IMPEDÂNCIA COM A POLARIZAÇÃO DO SOA PARA DIFERENTES VALORES DE FREQUÊNCIA

Frequência (GHz)	Corrente de polarização (mA)	Impedância (Ω)
0,003	14	47,9
	40	46,3
	80	46
0,01	14	48
	40	46,4
	80	46,24
0,1	14	48,5
	40	47,7
	80	47,6
1	14	99,5
	40	99,8
	80	100
3	14	414
	40	414,6
	80	415,8
5	14	137,4
	40	137,5
	80	137,8

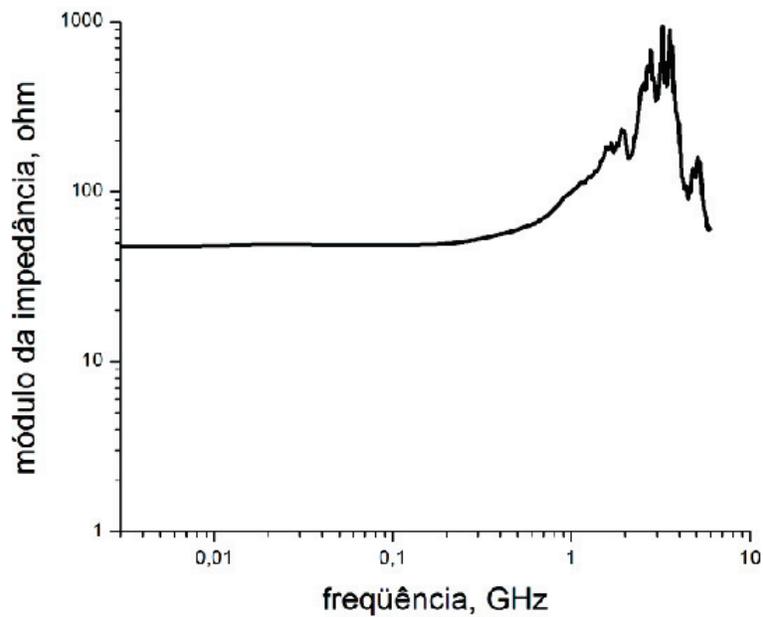


Fig. 3.4: Resposta experimental da impedância da montagem com o SOA polarizado com 14 mA.

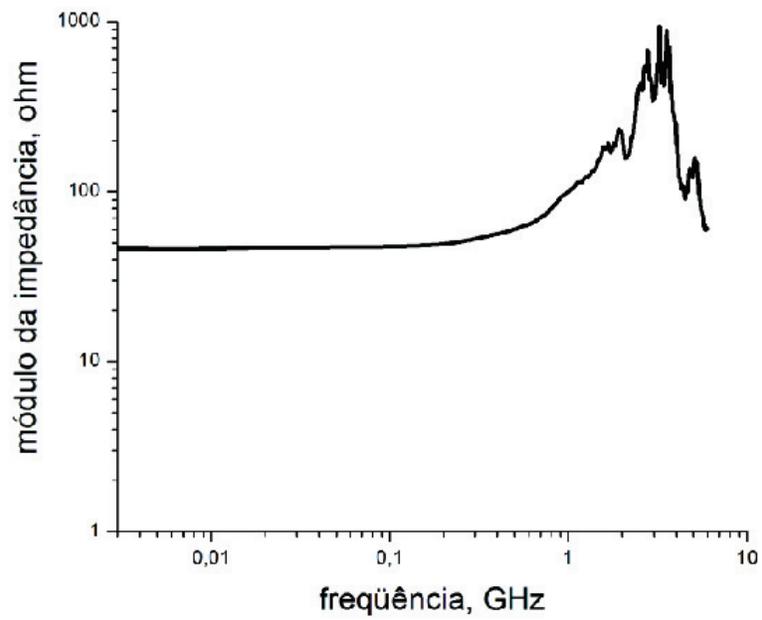


Fig. 3.5: Resposta experimental da impedância da montagem com o SOA polarizado com 40 mA.

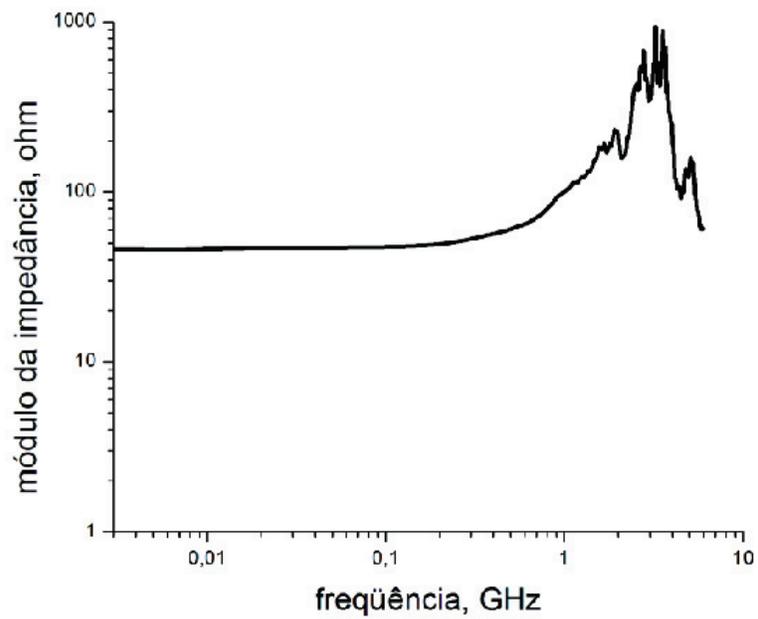


Fig. 3.6: Resposta experimental da impedância da montagem com o SOA polarizado com 80 mA.

3.2.2.3 Comparação entre as Respostas com e sem a Polarização do SOA

Realizando a sobreposição das curvas das respostas de impedância com e sem a presença de polarização do dispositivo *SOA*, podem-se observar os resultados na Fig. 3.7, abaixo.

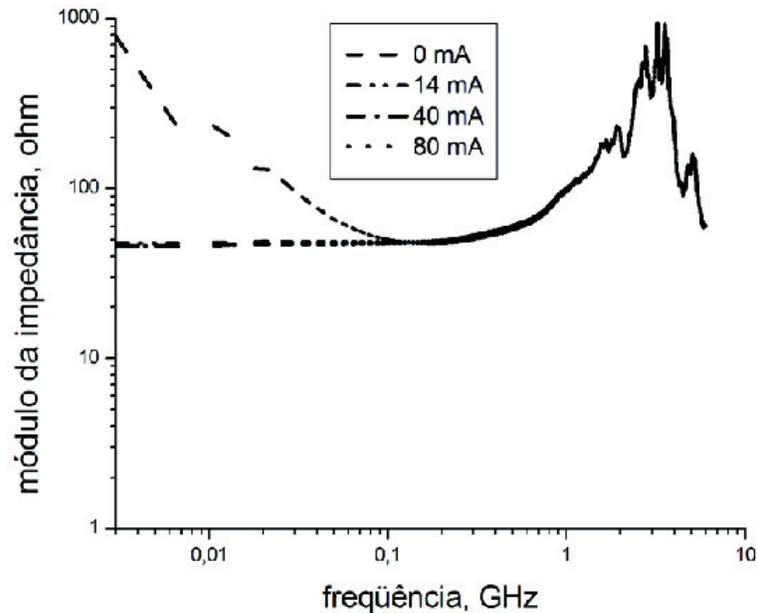


Fig. 3.7: Comparação entre as respostas com e sem polarização do SOA.

Comparando as respostas de impedância para os casos que são apresentados na Fig. 3.7, observa-se que a principal diferença entre as respostas do módulo da impedância se dá em relação ao alto valor da resposta sem a presença da polarização elétrica, em baixas frequências. Quanto mais próximas do valor zero da frequência do sinal elétrico, maior é o valor da resposta de impedância do *SOA*, tendendo a um valor muito alto para sinal *dc*. Já com a presença de um valor finito para a corrente de polarização, observa-se que o módulo da impedância do *SOA* tem um valor bem mais estável, para baixas frequências, apresentando valores próximos de 50Ω , sendo o valor da resistência SMD ($47,5 \Omega$) mais 3Ω do *SOA*.

Como a equipe e o autor observaram em [10], este comportamento da resposta de impedância do *SOA* provavelmente se dá devido ao efeito “diodo semiconductor” do *SOA*, semelhante a um diodo com polarização reversa, o qual possui uma alta impedância, ou como um

diodo com polarização direta, o qual possui uma baixa impedância. Esta observação é preliminar e estudos mais aprofundados serão realizados no futuro.

A partir da frequência de 100 MHz, verifica-se que a resposta é extremamente aproximada para as várias polarizações elétricas, comprovando que, independentemente da polarização do dispositivo, para altas frequências a resposta de impedância é a mesma, não havendo a influência da polarização elétrica ou sua ausência.

3.2.3 Comparação entre a Resposta com e sem o Curto-Circuito na Entrada do SOA

Realizando a sobreposição das curvas das respostas de impedância com e sem a presença do curto-circuito na entrada do dispositivo *SOA*, pode-se observar o resultado na Fig. 3.8, abaixo.

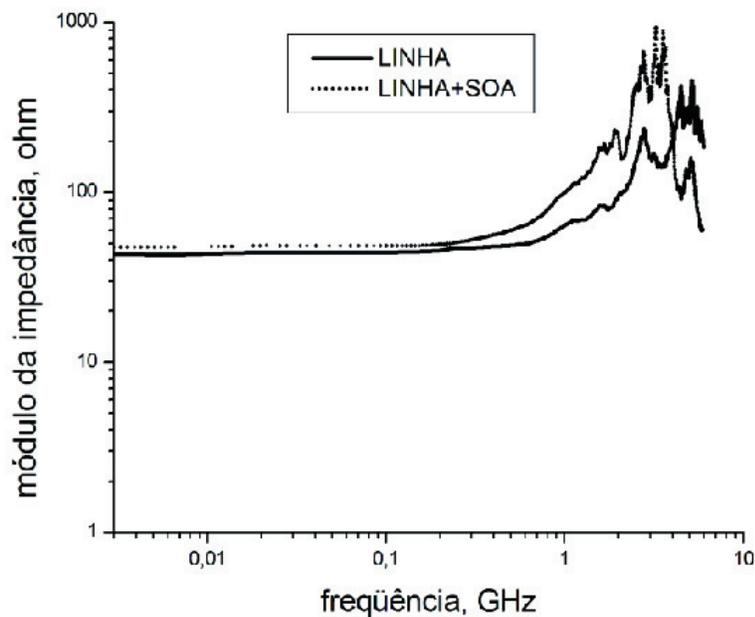


Fig. 3.8: Comparação entre as respostas com (LINHA) e sem (LINHA+SOA) o curto-circuito na entrada do SOA.

Devido à semelhança entre as respostas com e sem a polarização elétrica do dispositivo, para a realização desta comparação, foi utilizado o gráfico da resposta de impedância com polarização de 14 mA. Observa-se que o comportamento geral das curvas é semelhante, porém havendo várias diferenças, principalmente, quando se consideram as respostas em altas frequências.

Inicialmente, para a frequência de 3 MHz, já se pode observar a influência da presença do *SOA* na resposta. Tem-se nesta frequência inicial, como resposta de impedância, para o caso com o curto-circuito (LINHA), praticamente o valor da resistência de microondas implementada na montagem de $47,5\ \Omega$ e na curva LINHA+*SOA*, observa-se uma diferença inicial da resposta, de aproximadamente, $3\ \Omega$, que representa o valor de impedância do *SOA*, quando polarizado em baixas frequências.

Realizando a comparação, através de pontos nas curvas, representados pelas respectivas frequências e pela resposta de impedância, continua-se a observar uma diferença entre os valores da resposta. Em 10 MHz verifica-se uma diferença de $5\ \Omega$ e em 100 MHz de $4\ \Omega$, podendo, com isso, verificar o valor, aproximado, da impedância experimental do *SOA* nestas frequências.

Pode-se considerar que, para altas frequências, a presença do dispositivo *SOA* influencia ainda mais, provocando um aumento significativo no valor da resposta de impedância da montagem experimental. Por exemplo, na frequência de 1 GHz, para a curva LINHA, tem-se uma resposta de $63,7\ \Omega$, e para a curva LINHA+*SOA*, tem-se uma resposta de $99,5\ \Omega$, um aumento bastante considerável.

Outros pontos observados são em relação aos picos de ressonância provocados pela presença de impedâncias capacitivas e indutivas, parasitas ou não, presentes em toda montagem. De fato, com a introdução do *SOA* na montagem há um aumento nos picos de ressonância, fazendo com que a resposta atinja valores bem elevados, como em torno de $932\ \Omega$. Estes picos provavelmente são provocados por impedâncias capacitivas, indutivas e resistivas presentes no dispositivo, encapsulamento e no *chip* do *SOA* propriamente dito. Além disso, observa-se que há um deslocamento destes picos para frequências de valores um pouco menores. Por exemplo, a partir de 4 GHz, aproximadamente, verifica-se que a resposta para o caso com a presença do curto-circuito possui valores mais elevados, onde, para a frequência de 4,5 GHz, tem-se a resposta de $94,3\ \Omega$, para a curva LINHA+*SOA* e de $376\ \Omega$ para a curva LINHA. Até a frequência de 6 GHz este comportamento está presente.

Em conclusão, os resultados experimentais apresentaram respostas de impedância satisfatórias, tendo como base de comparação, os estudos desenvolvidos sobre extração de parâmetros experimentais do *SOA* [10] e respostas de impedância para lasers semicondutores [2], conforme será mostrado a seguir.

Capítulo 4 - Extração do Circuito Equivalente do SOA

Neste capítulo são apresentados os resultados teóricos para a resposta de impedância, incluindo o resultado para a linha antes do *SOA*, o resultado de toda montagem (linha + *SOA*), e o resultado do *SOA* (encapsulamento+*chip*). Realiza-se, também, a extensão do resultado teórico do *SOA* em um intervalo de frequência maior, até 40 GHz. Finalmente, são feitas comparações entre as respostas de impedância experimentais e teóricas, para a linha antes do dispositivo e para toda montagem realizada.

4.1 Circuito Equivalente Teórico da Montagem

Após a realização dos experimentos em laboratório, buscando as respostas de impedância de toda montagem realizada, apresentada no Capítulo 3 desta tese, e após estudarem-se os trabalhos da literatura desenvolvidos em [2], [3], [4], [5], foi desenvolvido um modelo de um circuito equivalente de microondas de toda montagem.

Com base na teoria descrita na Seção 2.1.4 do Capítulo 2 desta dissertação, e através de suposição, pelo método de tentativa e erro, aliado ao bom senso, chegou-se ao circuito equivalente representado na Fig. 4.1.

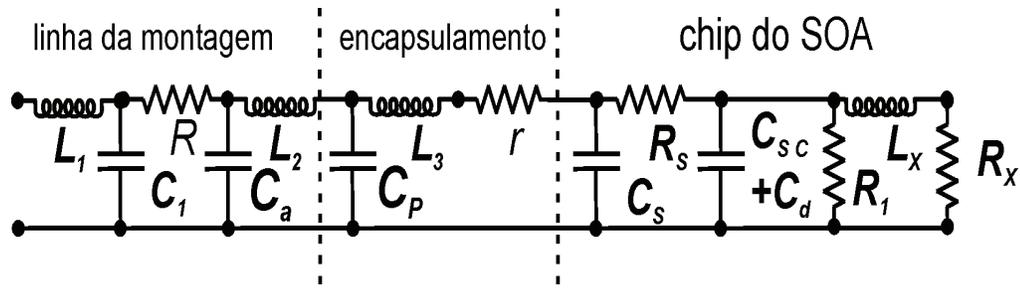


Fig. 4.1: Circuito equivalente da montagem experimental proposta, incorporando o SOA.

Através do circuito equivalente de microondas teórico de toda montagem, conseguiu-se observar, com mais precisão, o comportamento da resposta de impedância para a linha localizada antes do *SOA*, ou linha da montagem, para o dispositivo *SOA*, composto por seu encapsulamento e *chip*, e para toda a montagem realizada, composta pelo *SOA* e a linha da montagem.

Este circuito teórico apresentado é bastante semelhante ao modelo apresentado em [2], onde são apresentados modelos de circuito de microondas de lasers a semicondutor. O circuito apresentado está dividido em três partes: linha da montagem, encapsulamento do *SOA* e *chip* do *SOA*, nas quais se têm a presença de impedâncias capacitivas, indutivas e resistivas.

As impedâncias que compõem a linha da montagem são: as indutivas L_1 e L_2 , que representam as influências de pequenas linhas de microondas formadas na montagem antes do *SOA*; as capacitivas C_1 e C_a , que representam trechos da linha que têm efeitos que compensam a influência resistência de microondas do *SMD* presente na montagem.

Todo o circuito que se segue, excetuando-se o circuito equivalente da linha da montagem, foi definido das pequenas linhas formadas pelas indutâncias; e a resistiva R que representa a a partir do modelo para Laser de heteroestrutura enterrada, apresentado em [2]. Considerou-se que ele se aproximaria bastante de um modelo para o *SOA*, otimizado para conversão em comprimento de onda, utilizado para a presente dissertação.

No encapsulamento do *SOA* estão representadas as impedâncias indutiva e capacitiva, respectivamente, L_3 e C_p , e a resistiva r , impedâncias que representam toda a estrutura de encapsulamento do *SOA* e que são parasitas no dispositivo, as quais podem provocar ressonâncias na resposta de impedância do dispositivo.

No *chip* do *SOA* tem-se uma aproximação de um circuito de microondas formado por impedâncias representadas pela heteroestrutura do material semicondutor presente no *chip* do

SOA. Há também a presença das impedâncias parasitas R_s e C_s , que são formadas ao longo do substrato da heteroestrutura semicondutora; C_{sc} e C_d , que são, respectivamente, capacitância de carga espacial (*space-charge*) e capacitância de difusão da região ativa, ambas formadas na heterojunção do material semicondutor presente no *chip* do *SOA*. Estas últimas formam uma capacitância total $C_{sc} + C_d$, e ainda temos as resistências R_l e R_x e a indutância L_x , que representam o comportamento de diodo da heteroestrutura semicondutora do *chip* do *SOA*.

Tendo como base o circuito da Fig. 4.1, de toda análise experimental realizada, dos modelos apresentados em [2], de métodos de tentativa e erro e técnicas heurísticas, foram encontrados os valores para as impedâncias descritas anteriormente, mostrados na Tabela 4-I.

TABELA 4-I:
VALORES TEÓRICOS DAS IMPEDÂNCIAS PRESENTES NO CIRCUITO DE MICROONDAS DA MONTAGEM

Impedâncias	Valores teóricos
L1	10 nH
C1	0,4 pF
R	47,5 Ω
Ca	1,1pF
L2	0,5nH
Cp	0,29 pF
L3	3 nH
r	1 Ω
Cs	1 pF
Rs	2 Ω
Csc	10 pF
Cd	400 pF
R1	0,6 Ω
Lx	9 pH
Rx	5 m Ω

4.2 Simulações das Respostas de Impedâncias Teóricas

Através da utilização dos valores das impedâncias presentes no circuito teórico da montagem e do cálculo algébrico de impedância equivalente, foram desenvolvidos códigos utilizando o programa de manipulação de dados e simulações *Matlab* [12]. Neste caso, analisam-se teoricamente o comportamento da resposta da impedância da linha da montagem antes do *SOA*, de toda montagem com a presença do dispositivo *SOA* e do dispositivo *SOA* isoladamente.

O Apêndice 1 apresenta os cálculos algébricos de impedância equivalente para os três casos de resposta citados anteriormente. Todos os cálculos foram desenvolvidos utilizando a teoria de equivalência de circuitos no domínio da frequência [13].

O Apêndice 2 apresenta todos os códigos, desenvolvidos no *Matlab*, dos programas para a extração dos circuitos equivalentes da montagem, divididos para os três casos de comportamento da resposta teórica da impedância. E para uma melhor análise da resposta, os programas foram divididos em resposta real e imaginária.

Os programas simulam o comportamento das respostas de impedância, tanto na parte real como na parte imaginária, gerando gráficos das mesmas. Durante o processamento destas respostas, um arquivo de extensão *.txt* é gerado em formato *ASCII*, contendo o intervalo de frequência e os dados da parte real ou da parte imaginária da resposta. Com a utilização do programa *Origin* (construtor de respostas gráficas) [14] o arquivo *.txt* é importado para uma tabela, com a qual é obtido o módulo da resposta de impedância; com isso, é gerado o gráfico do módulo da resposta de impedância x frequência, para cada caso.

4.2.1 Resposta Teórica para a Linha da Montagem antes do SOA

A resposta teórica para a linha da montagem presente antes do *SOA* foi encontrada através da impedância equivalente do circuito que está representado na Fig. 4.2.

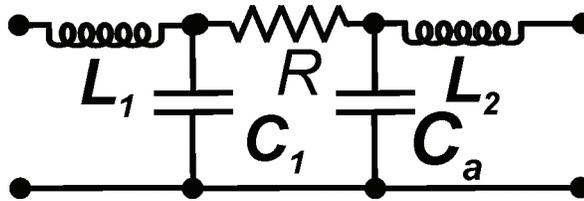


Fig 4.2: Circuito equivalente para a montagem sem a presença do dispositivo SOA.

Na Seção 1.1 do Apêndice 1, encontra-se a solução do circuito equivalente da Fig. 4.2. De posse desta solução, foram feitos dois códigos no programa *Matlab* para simular o comportamento do respectivo circuito, o código *linha_real.m* para a parte real da resposta e o código *linha_imaginario.m* para a parte imaginária da resposta, ambos presentes nas Seções 2.1 e 2.2, respectivamente, do Apêndice 2.

Após a execução dos dois programas realizados para a linha de montagem, gerou-se o gráfico da resposta de impedância, representado na Fig. 4.3.

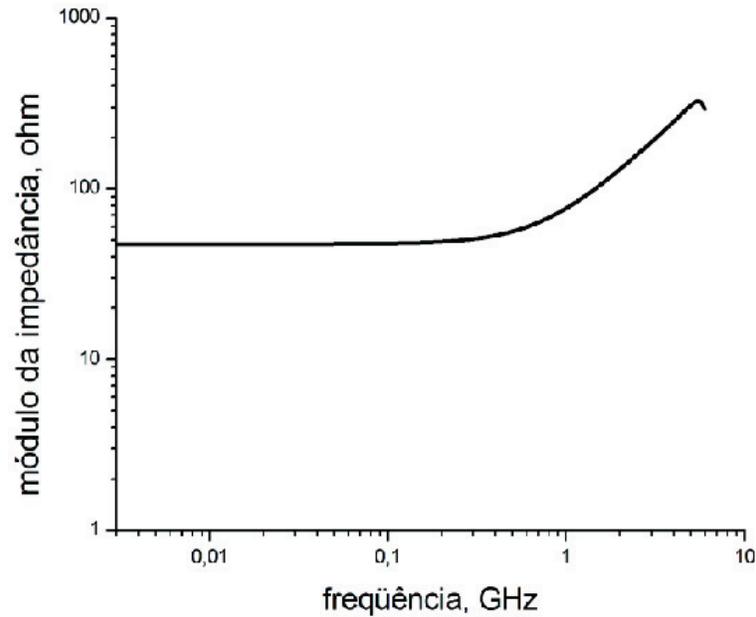


Fig 4.3: Resposta teórica da impedância da linha antes do SOA.

Pode-se observar nesta figura que a resposta do módulo da impedância inicia-se em $47,5\ \Omega$, valor da resistência de microondas empregada na linha da montagem antes do SOA. Em baixas frequências, a resposta tem, praticamente, um comportamento constante em torno do valor de $47,5\ \Omega$, elevando-se gradativamente até à frequência de 300 MHz, onde a resposta tem um valor de $51\ \Omega$, aproximadamente. Com isso, verifica-se que o comportamento da resposta de impedância para baixas frequências permanece praticamente constante, tendo somente a influência da resistência de microondas empregada.

A partir de 300 MHz, observa-se uma elevação da resposta, devido principalmente à influência das impedâncias indutivas e capacitivas. Analisando a influência das impedâncias, elas provocam o aparecimento de uma ressonância na resposta de impedância da linha da montagem.

Os estudos mostram que a elevação do valor de L_1 provoca um aumento na resposta, compensando a influência da capacitância C_1 , a qual provoca uma queda da resposta se tiver seu valor elevado; e quanto menor for o valor de L_1 , maior será a influência da capacitância C_1 , provocando uma queda da resposta. Porém, com a considerável diminuição do valor de C_1 , a influência de L_1 não é tão expressiva, pois não há uma grande elevação da resposta. Já os

parâmetros L_2 e C_a também possuem grande influência na resposta. Porém, diferentemente de C_1 , C_a atua provocando uma elevação da resposta do módulo da impedância. Por outro lado, L_2 e C_a atuam de formas semelhantes na resposta de impedância final, pois, com o aumento de seus valores, o pico de ressonância tem seu valor elevado e se desloca para frequências mais baixas; com a diminuição de seus valores, há somente a influência de L_1 e C_1 , não provocando um deslocamento considerável para altas frequências. A ressonância está presente na frequência de 5,5 GHz com um valor de pico de 325Ω .

4.2.2 Resposta Teórica para o SOA

A resposta teórica para o dispositivo *SOA*, composto por seu encapsulamento e *chip*, foi encontrada através da impedância equivalente do circuito que está representado na Fig. 4.4.

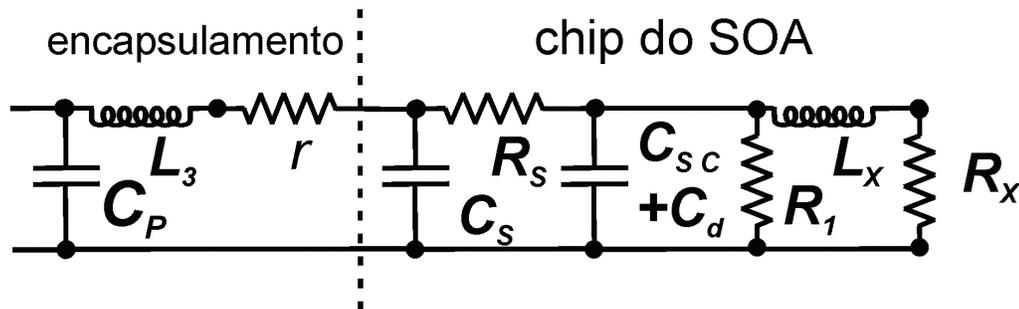


Fig. 4.4: Circuito equivalente para o dispositivo SOA (encapsulamento+*chip*).

Na Seção 1.2 do Apêndice 1, encontra-se a solução do circuito equivalente da Fig. 4.4. De posse desta solução, foram feitos dois códigos no programa *Matlab* para simular o comportamento do respectivo circuito, o código *soa_real.m* para a parte real da resposta e o código *soa_imaginario.m* para a parte imaginária da resposta, ambos presentes nas Seções 1.3 e 1.4, respectivamente, do Apêndice 2.

Após a execução dos dois programas realizados para o dispositivo *SOA*, gerou-se o gráfico da resposta de impedância representado na Fig. 4.5.

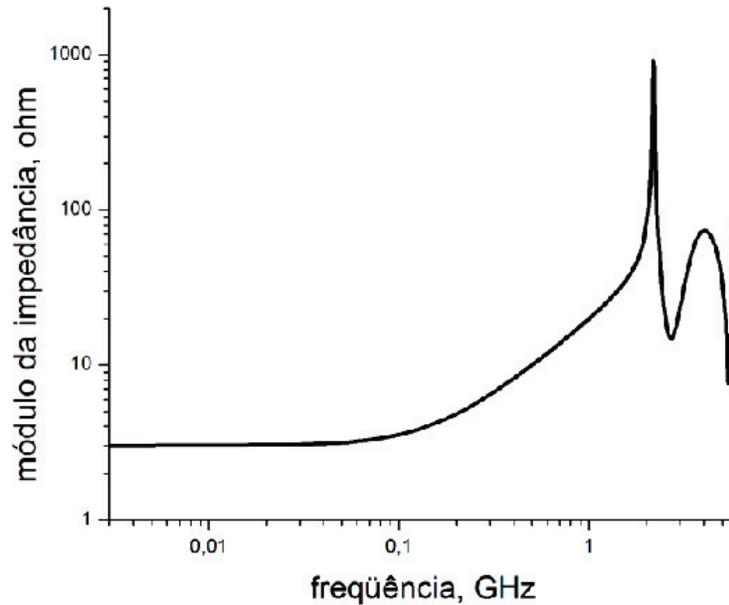


Fig 4.5: Resposta teórica da impedância do dispositivo SOA (encapsulamento+chip).

A resposta de impedância do dispositivo *SOA* inicia-se em $3\ \Omega$, impedância do *SOA* em baixas frequências, composta pela resistência do encapsulamento r e a resistência parasita presente no *chip* R_s . A partir da frequência de 100 MHz, a resposta de impedância começa a alterar seu comportamento. Observa-se a presença de duas ressonâncias no intervalo de frequência proposto de 3 MHz a 6 GHz: na frequência de 2,15 GHz de $920\ \Omega$, um pico mais elevado e, na frequência de 4 GHz, um pico de ressonância de $73\ \Omega$.

Há grande influência das impedâncias resistivas, indutivas e capacitivas presentes no circuito teórico, tanto do *chip* como do encapsulamento do *SOA*, representado na Fig. 4.4. Em geral, R_l não influencia consideravelmente na resposta; já com o aumento de R_x , há um grande aumento do pico da 2ª ressonância e pouco no da 1ª, e um R_x menor provoca pouca queda nos dois picos. O parâmetro L_x provoca o aumento de ambos os picos de ressonância, quando seu valor é elevado, e, quando seu valor é diminuído, há uma queda nos valores de pico e um deslocamento dos mesmos para frequências menores.

A capacitância C_{sc} , quando tem seu valor elevado, provoca um aumento do pico da 1ª ressonância e uma grande queda da 2ª. Por outro lado, quando seu valor é reduzido, tanto o aumento do pico da 1ª como a queda do pico da 2ª não é considerável. A capacitância C_d provoca

uma grande elevação dos picos de ressonância quando é elevada. Além disso, provoca um deslocamento do 1º pico para frequências mais baixas e uma elevação do 2º pico bem mais considerável do que do 1º.

A capacitância parasita C_s provoca uma considerável alta do pico da 2ª ressonância e a queda do pico da 1ª e o deslocamento desta para frequências mais baixas quando sua impedância eleva-se. Quando há uma queda do valor de C_s , o comportamento da resposta de impedância do *SOA* é o mesmo como o descrito anteriormente.

A impedância indutiva L_3 , quando tem seu valor elevado, provoca a elevação do pico da 1ª ressonância e desloca as ressonâncias para frequências mais baixas. Quando seu valor é diminuído, há o deslocamento das ressonâncias para frequências mais altas e há também a elevação do pico da 2ª ressonância.

Com a elevação do valor da capacitância C_p , há a presença de somente um pico de ressonância na resposta de valor baixíssimo em baixa frequência. Porém, para um menor valor de C_p , tem-se o deslocamento dos dois picos de ressonância para frequências mais altas e o 2º pico com um maior valor em relação ao 1º.

4.2.3 Resposta Teórica para toda a Montagem

A resposta teórica para toda a montagem realizada em laboratório, composta pela linha da montagem e pelo dispositivo *SOA*, foi encontrada através da impedância equivalente do circuito que está representado na Fig. 4.1. Para facilitar todos os cálculos de equivalência, todo dispositivo *SOA* foi considerado como uma impedância Z , como representado na Fig. 4.6.

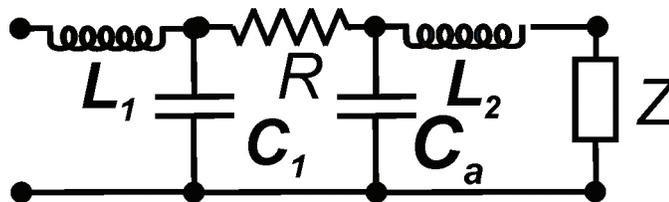


Fig. 4.6: Circuito equivalente para toda a montagem, considerando o *SOA* como Z .

Através do circuito da Fig. 4.6, foi calculado o circuito equivalente tendo a resposta de impedância de toda montagem em função de Z , a qual representa a resposta de impedância do dispositivo *SOA* calculada na Seção 1.2 do Apêndice 1. O cálculo do equivalente da Fig. 4.6 pode ser observado na Seção 1.3 do Apêndice 1.

De posse da respectiva resposta equivalente e da impedância equivalente para o caso do dispositivo *SOA*, foram desenvolvidos os códigos *linhasoa_real.m* e *linhasoa_imaginário.m*, para a parte real e parte imaginária, respectivamente, da resposta de impedância para toda montagem. Estes códigos estão descritos nas Seções 2.5 e 2.6 do Apêndice 2.

Após a execução dos dois programas realizados para toda montagem realizada, gerou-se o gráfico da resposta do módulo da impedância, representado na Fig. 4.7.

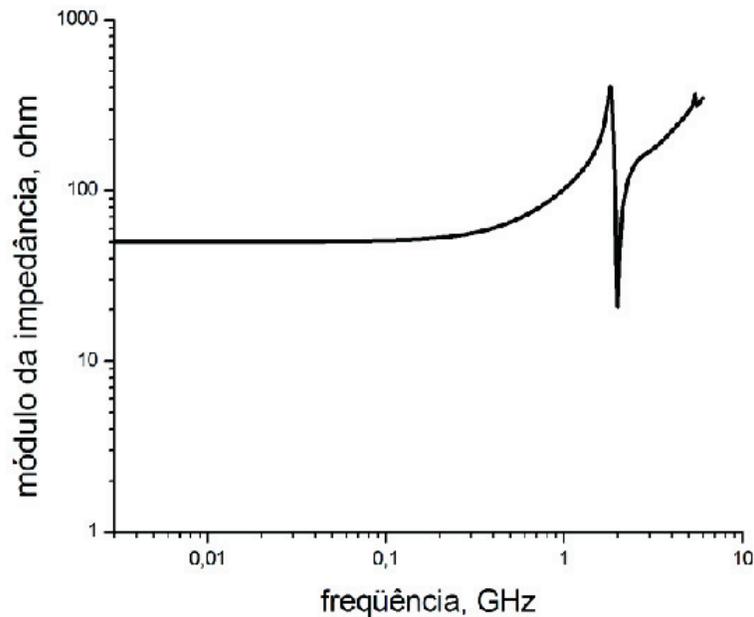


Fig 4.7: Resposta teórica da impedância de toda montagem realizada em laboratório.

Analisando-se o gráfico de toda a montagem, observa-se que na frequência de 3MHz o valor da resposta de impedância é exatamente $50,5 \Omega$, valor resultante da soma das impedâncias resistivas do *SOA* (3Ω) e do resistor de microondas ($47,5 \Omega$). Para baixas frequências, identifica-se somente esta resposta de impedância, como nas Fig. 4.3 e 4.5, não havendo a influência de outras impedâncias, como as capacitivas e indutivas.

A partir do intervalo de frequência de 200 MHz a 300 MHz, o comportamento da resposta começa a mudar, podendo-se observar uma elevação no valor da impedância que em 1 GHz é de $102\ \Omega$. Seguindo esta elevação da resposta de impedância, tem-se um pico de ressonância na frequência de 1,82 GHz de $404\ \Omega$. Logo depois, a resposta sofre uma queda bem considerável, sendo que na frequência de 2 GHz seu valor é $21\ \Omega$, aproximadamente. Em seguida a resposta tem seu valor elevado, apresentando uma outra ressonância em 5,4 GHz de $368\ \Omega$, tendo uma pequena queda após esta frequência, mas continua a elevar-se até 6 GHz.

Nas Seções 4.2.1 e 4.2.2 deste capítulo, foram analisados os casos da linha da montagem antes do *SOA* e do dispositivo *SOA*, respectivamente. Através destas duas análises, verificou-se a influência das impedâncias presentes nos circuitos para cada caso. Para a presente análise, tem-se a presença dos dois casos anteriores formando todo o circuito da montagem.

Ao longo de toda análise desenvolvida, nas duas seções anteriores, observam-se as influências das impedâncias indutiva, resistiva (R_x) e capacitiva em provocarem a elevação ou queda da resposta: toda esta dinâmica destas impedâncias influenciam no aparecimento de ressonâncias.

Na resposta mostrada na Fig. 4.7, pode-se observar que há uma grande influência das impedâncias presentes na linha e no dispositivo *SOA* sobre a resposta de impedância final de toda a montagem. O grande pico de ressonância apresentado na Fig. 4.5, na frequência de 2,15 GHz, de $920\ \Omega$, sofreu a influência da baixa elevação da resposta da linha da montagem. Esta, por sua vez, apresenta nesta frequência uma resposta de $138,6\ \Omega$, o que levou o pico de ressonância a se deslocar para uma frequência mais baixa, 1,82 GHz, e a ter um pico de resposta de $404\ \Omega$. Em 2,68 GHz verifica-se que a queda da resposta para o dispositivo *SOA* (Fig. 4.5), havia sido para um valor de aproximadamente $14\ \Omega$; com a presença da linha da montagem, a qual nesta frequência possui uma resposta de $169\ \Omega$, esta resposta foi pouco elevada, para $21\ \Omega$, e houve o deslocamento da frequência para 2 GHz.

Toda elevação da resposta da linha da montagem influenciou bastante a resposta global a partir da frequência de 2 GHz. Pode-se observar isto na Fig. 4.7, onde a ressonância em 5,4 GHz, de $368\ \Omega$, encontra-se em uma frequência bem próxima na qual ocorre a ressonância presente na Fig. 4.3, na frequência de 5,5 GHz, de $325\ \Omega$. Porém, neste intervalo de frequência no *SOA*, observa-se uma queda da resposta em 5,4 GHz, seguida de um início de elevação da resposta em 5,5 GHz, o que elevou o pico de ressonância de forma não tão considerável em $43\ \Omega$. A partir

daí, na frequência de 6 GHz, verifica-se que há o início de uma elevação na resposta na Fig. 4.7, concluindo, pelas Fig. 4.3 e 4.5, que é maior a influência do *SOA* em frequências maiores.

4.3 Comparações entre Respostas Experimentais e Teóricas

De posse das respostas experimentais, desenvolvidas ao longo do Capítulo 3, para a linha da montagem e para toda a montagem, realizaram-se as comparações das respectivas respostas com as teóricas desenvolvidas no presente capítulo. Como experimentalmente não houve a possibilidade de efetuar-se a medida da resposta do dispositivo *SOA*, encapsulamento e *chip* separadamente, a comparação da resposta experimental com a teórica, para o *SOA* isoladamente, não foi realizada nas seções a seguir.

Através dos dois gráficos que são apresentados nas Fig. 4.8 e Fig. 4.9, observa-se que as respostas teóricas possuem um comportamento mais linear, ou ideal, em relação às respostas experimentais. Isto é devido, principalmente, à presença de elementos parasitas da montagem realizada em laboratório. Estes efeitos não puderam ser reproduzidos na curva teórica, como imperfeições intrínsecas aos materiais de suporte utilizados na montagem, imperfeições no próprio encapsulamento do *SOA* e nos conectores utilizados.

4.3.1 Respostas para a Linha da Montagem

Através da resposta teórica, Fig. 4.3, e experimental, Fig. 3.2, para a linha da montagem, que está presente antes do *SOA*, foi realizada a comparação entre elas para verificar o comportamento da resposta de impedância. Utilizando a Fig. 4.8, podem-se observar as duas respostas.

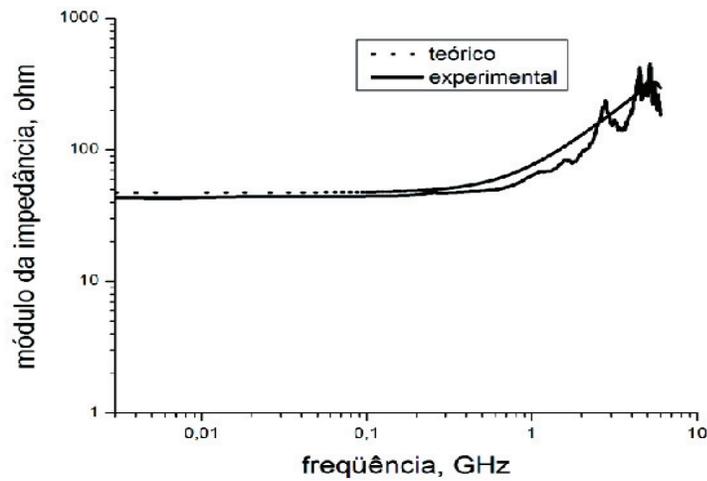


Fig. 4.8: Comparação entre as respostas de impedância teórica e experimental para a linha da montagem.

O comportamento das duas respostas está bastante próximo dentro do intervalo de frequência proposto de 3 MHz a 6 MHz. Ao longo das duas curvas, a principal diferença é a presença de três ressonâncias na resposta de impedância experimental e uma na resposta teórica. Esta última apresenta uma ressonância com um pico que se aproxima dos picos das duas ressonâncias da resposta experimental, localizados nas frequências de 4,46 GHz e 5,15 GHz. Na frequência inicial de 3 MHz, tem-se uma pequena diferença entre as respostas de impedância: a experimental $43\ \Omega$ e a teórica $47,5\ \Omega$, sendo os valores real e nominal, respectivamente, da resistência de microondas empregada na montagem. Esta diferença pode ser observada, para baixas frequências, até por volta de 400 MHz.

Pela extração do circuito teórico que foi desenvolvida na Seção 4.2.1, deste capítulo, foi possível descrever o comportamento da resposta experimental da linha da montagem presente antes do dispositivo *SOA* utilizando os valores de impedâncias apresentados na Tabela 4-I. Após várias tentativas e erros, chegou-se ao melhor comportamento dessa resposta.

4.3.2 Respostas para toda a Montagem

Através da resposta teórica, Fig. 4.7, e experimental, Fig. 3.4, para toda a montagem realizada em laboratório, foi realizada a comparação entre elas para verificar o comportamento da resposta de impedância. Utilizando a Fig. 4.9, podem-se observar as duas respostas.

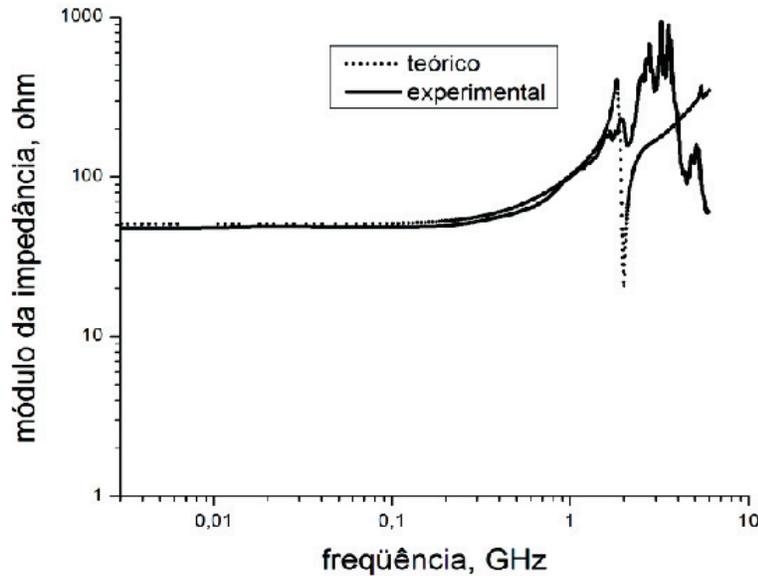


Fig. 4.9: Comparação entre as respostas de impedância teórica e experimental para toda montagem realizada

Os comportamentos das duas respostas de impedância, teórica e experimental, são bastante semelhantes no intervalo de frequência proposto, de 3 MHz a 6 GHz.

O comportamento em baixas frequências, principalmente, está próximo. Somente a partir da frequência de 1,5 GHz as curvas possuem diferenças mais explícitas, mas que não comprometem a semelhança das respostas. As pequenas diferenças presentes em baixas frequências são devido aos valores ideais que estão presentes na resposta de impedância teórica.

Há algumas diferenças no intervalo de frequência de aproximadamente 2 GHz a 6 GHz, mas que são provavelmente provocados pelo comportamento das impedâncias internas do SOA (encapsulamento + *chip*) utilizado no experimento e os valores teóricos otimizados para se obter a resposta de impedância teórica. Um dos picos de ressonância que é observado nas duas respostas é aquele localizado na frequência de 1,98 GHz, na resposta experimental, e em 1,82

GHz, na resposta teórica. O outro pico está localizado na frequência de 5,08 GHz na resposta experimental, e em 5,42 GHz, na resposta teórica.

O comportamento das curvas na frequência de 2 GHz, com a presença de uma queda de impedância para a resposta teórica e, não tão evidente, para a experimental, ocorre provavelmente devido aos valores teóricos de impedâncias, que podem estar presentes no dispositivo *SOA* ou na linha da montagem antes do *SOA*, principalmente, sendo algumas dessas impedâncias capacitivas.

A resposta teórica não apresentou os picos de ressonância presentes no intervalo de frequência de 2,5 GHz a 4 GHz. Porém, o comportamento da curva teórica neste intervalo obedece ao da curva experimental, com uma considerável elevação.

4.4 Extensão do Resultado da Resposta para o SOA para Frequência até 40GHz

A Fig. 4.10 representa a resposta teórica de impedância do dispositivo *SOA* para um intervalo de frequência de 3 MHz a 40 GHz, uma extensão da resposta do *SOA* representada na Fig. 4.5, de 3 MHz a 6 GHz.

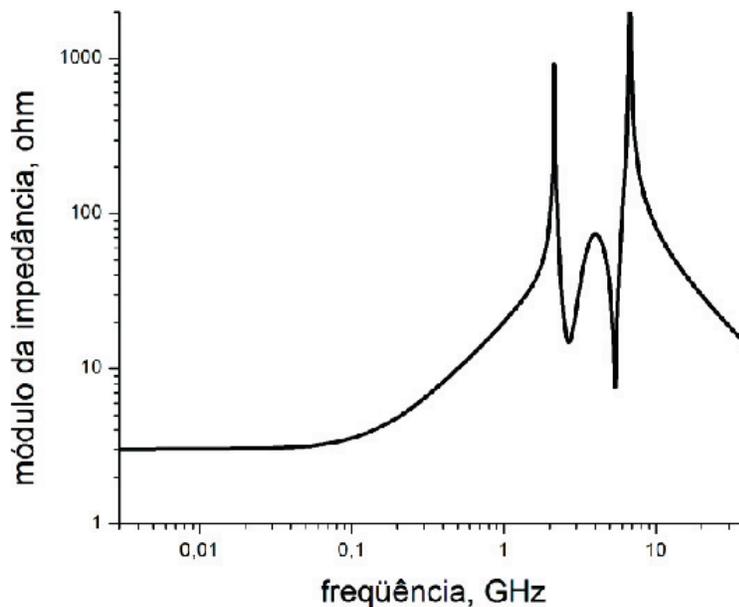


Fig. 4.10: Extensão da resposta de impedância para o dispositivo SOA para frequência de 3 MHz a 40 GHz.

A extensão, na frequência, para a resposta de impedância do *SOA* foi realizada para observar-se o comportamento em frequências mais altas das que foram obtidas nas respostas experimentais e teóricas realizadas.

A partir de 6 GHz, verifica-se uma elevação no valor da resposta de impedância considerável, onde há a presença de uma nova ressonância na frequência de 6,7 GHz de aproximadamente $2000\ \Omega$. Este valor é aproximadamente duas vezes maior do que o da primeira ressonância observada em 2,15 GHz de $920\ \Omega$. Após este pico de ressonância, o valor da resposta de impedância decresce de forma significativa, atingindo o valor de $14\ \Omega$ na frequência de 40 GHz. Na prática, esse comportamento de alto decréscimo na resposta se dá pela influência das impedâncias capacitivas e indutivas presentes em toda estrutura do dispositivo.

A tendência verificada através do gráfico da Fig. 4.10 é que para frequências ainda mais altas pode ocorrer o aparecimento de outras ressonâncias na resposta de impedância com valores de pico ainda mais elevados.

Com isso, esta análise finaliza as análises experimentais, teóricas e comparativas entre as mesmas para toda a montagem realizada em laboratório, para se obter o comportamento da resposta de impedância.

De forma geral, o *SOA* estudado nesta dissertação seria um dispositivo não tão recomendado para operação eletro-óptica acima de 2 GHz, sendo que este fato foi comprovado por outras medidas realizadas pelo grupo de pesquisa liderado pelo Prof. Evandro. Mesmo como dispositivo de conversão em comprimento de onda, com corrente de polarização elétrica constante, a operação deste *SOA* foi satisfatória apenas até 4 GHz. A explicação de tais fatos foge ao escopo deste trabalho, mas a Fig. 4.10 parece evidenciar que poder-se-iam esperar problemas em operação de vários GHz, para este dispositivo.

Capítulo 5 - Considerações Finais

Através de uma montagem experimental realizada em laboratório com a presença do amplificador óptico a semiconductor, pôde-se verificar a resposta em frequência da impedância de toda montagem (linha+*SOA*) e da linha.

Utilizando o modelo de circuito de microondas para um dispositivo laser a diodo semiconductor, apresentado em [2], puderam-se desenvolver circuitos teóricos para se obter um circuito equivalente de toda a montagem realizada e calcular, através de simulação, as respostas teóricas para a realização de comparações com as respostas experimentais.

Diferentemente do dispositivo laser a diodo semiconductor, notou-se que a impedância do *SOA* sofre variações imperceptíveis com a variação da corrente de polarização elétrica, devido a pouca refletividade das faces do *SOA*.

Foi realizada a simulação para o dispositivo *SOA* (encapsulamento+*chip*), obtendo, com isso, a resposta teórica do dispositivo até a frequência de 40 GHz.

As respostas das impedâncias experimentais e teóricas estão razoavelmente próximas, ilustrando o comportamento ideal da impedância, representado pelas respostas teóricas, e o comportamento real ou prático da impedância, representado pelas respostas experimentais.

Como futuros trabalhos, medidas de *SOAs* produzidos por outros fabricantes e medidas diretas da impedância em *SOA* tipo *chip* seriam importantes, para esclarecer as limitações da operação eletro-óptica destes dispositivos, tema relevante para o aumento de velocidade de chaves eletro-ópticas amplificadas, as quais tem relevância para as redes ópticas de futura geração.

5.1 **Sugestões para trabalhos futuros**

Para trabalhos futuros sugere-se a realização de simulação para obter a resposta teórica da montagem, com a presença do *SOA* sem estar polarizado, simulando o comportamento da impedância para baixas frequências, como foi obtido experimentalmente na presente dissertação. Para a realização da comparação entre as respostas experimental e teórica de toda montagem foi utilizada a resposta experimental com o *SOA* estando polarizado, 14 mA, pois com o *SOA* polarizado, em baixas frequências, as respostas analisadas (teórica e experimental) são semelhantes.

Podem ser efetuadas medidas experimentais para se obter a resposta experimental do dispositivo *SOA* (encapsulamento e *chip*) em frequências mais altas e realizarem-se comparações com a resposta teórica da impedância do *SOA*.

Outra sugestão é realizar simulação e medir experimentalmente a resposta da impedância do dispositivo *SOA* em frequências mais altas do que as realizadas.

Otimizar ainda mais as respostas de impedância desenvolvidas para obter uma simulação de comportamento da impedância cada vez mais eficiente.

5.2 Publicações

Resultados obtidos com este trabalho geraram as seguintes publicações:

GUIMARÃES, Murilo; TOAZZA, Adriano L.; GALLEP, Cristiano de Mello; CONFORTI, Evandro. Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor. *In: MOMAG 2006 - 12º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, 2006, Belo Horizonte, 2006.

TOAZZA, Adriano L.; GUIMARÃES, Murilo; PETERSEN, Carlos A. C.; GALLEP, Cristiano de Mello; CONFORTI, Evandro. Experimental and Theoretical Analysis of Packaging Inductances and Stray Capacitances of a Semiconductor Optical Amplifier. *In: ITS 2006 – VI International Telecommunications Symposium*, Setembro 3-6, 2006, Fortaleza-CE, 2006.

Referências Bibliográficas

[1] Govind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, 3rd ed., Wiley-Interscience, New York, 2002.

[2] Rodney S. Tucker and David J. Pope, “Microwave Circuit Models of Semiconductor Injection Lasers”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-31, no.3, March 1983.

[3] Rodney S. Tucker and David 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, July 1983.

[4] Rodney S. Tucker and Ivan P. Kaminow, “High-Frequency Characteristics of Directly Modulated InGaAsP Ridge Waveguide and Buried Heterostructure Lasers”, *Journal of Light wave Technology*, vol. LT-2, no.4, August 1984.

[5] K. C. Sum, N. J. Gomes, “Microwave-optoelectronic modeling approaches for semiconductor lasers”, *IEE Proc. Optoelectron*, vol. 145, no. 3, June 1998.

[6] E. Conforti e C. M. Gallep, “A Fast Electro-Optical Amplified Switch using a Resistive Combiner for Multi-Pulse Injection,” aceito para apresentação na *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, a ser realizada de 11 a 16 de Junho em São Francisco, USA.

[7] Spatio-Temporal Structures in Vertical Cavity Lasers (www.ino.it/~gianni/introduction.html).

[8] Wikipedia, the free encyclopedia (www.wikipedia.com).

[9] Aldário C. Bordonalli, “*Lasers Semicondutores – Princípios de Funcionamento e Estudo Teórico*”, IE 311 – Tópicos em Microondas II, FEEC – Unicamp, 2005.

[10] Rafael P. D. Vivacqua, “*Metodologia para Extração de Parâmetros Experimentais em Amplificadores Ópticos a Semicondutor*”, Dissertação de Mestrado, FEEC/UNICAMP, Ago. 2003.

[11] Semiconductor Optical Amplifiers, (www.fiber-optics.info/articles/op-amp.htm)

-
- [12] Bruce Littlefield and Duane Hanselman, *Matlab 5: Versão do Estudante – Guia do Usuário*, Makron Books, 1999.
- [13] Joseph A. Edminister and Mahmood Nahvi, *Schaum's Outline of Theory and Problems of Electric Circuits*, Schaum's Outline Series, Mc Graw-Hill.
- [14] OriginLab, “*Origin 7.5 Brochure*”, 2004 OriginLab Corporation.
- [15] Robert D. Burnham and Donald R. Scifres, “Buried-Heterostructure Diode Injection Laser”, *Xerox Corporation*, Stamford, Conn., June 23, 1975.
- [16] Jean-Jacques Bernard and Monique Renaud, SPIE-The International Society for Optical Engineering, *Alcatel*, 2000.
- [17] Govind P. Agrawal, Dutta K. Niloy, *Semiconductor Lasers*, Second Edition, Van Nostrand Reinhold.
- [18] Guimarães, Murilo; Toazza, Adriano L.; Gallep, Cristiano de Mello; Conforti, Evandro. Circuito Equivalente e Extração de Parâmetros em um Amplificador Óptico a Semicondutor. *In: MOMAG 2006 - 12º SBMO - Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica*, 2006, Belo Horizonte, 2006.
- [19] Toazza, Adriano L.; Guimarães, Murilo; Petersen, Carlos A. C.; Gallep, Cristiano de Mello; Conforti, Evandro. Experimental and Theoretical Analysis of Packaging Inductances and Stray Capacitances of a Semiconductor Optical Amplifier. *In: ITS 2006 – VI International Telecommunications Symposium*, Setembro 3-6, 2006, Fortaleza-CE, 2006.

Apêndice 1 - Cálculo algébrico das impedâncias

1.1 Impedância da linha com SOA em curto-circuito

$$1. \quad \mathbf{L2//Ca}: \frac{\frac{j\omega L2}{j\omega Ca}}{\frac{1}{j\omega Ca} + j\omega L2} = \frac{j\omega L2}{1 - \omega^2 L2Ca}$$

$$2. \quad \mathbf{R+1}: R + \frac{j\omega L2}{1 - \omega^2 L2Ca} = \frac{j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR}{1 - \omega^2 L2Ca}$$

$$3. \quad \mathbf{C1//2:}$$

$$\left(\frac{j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR}{1 - \omega^2 L2Ca} \right) \frac{1}{j\omega C1} = \frac{j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR}{- \omega^2 L2C1 + j\omega C1R - j\omega^3 L2C1CaR + 1 - \omega^2 L2Ca}$$

$$\frac{j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR}{1 - \omega^2 L2Ca} + \frac{1}{j\omega C1}$$

$$4. \quad \mathbf{L1+3}: j\omega L1 + \frac{j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR}{- \omega^2 L2C1 + j\omega C1R - j\omega^3 L2C1CaR + 1 - \omega^2 L2Ca}$$

$$= \frac{\omega^4 L1L2C1CaR - \omega^2 (L2CaR + L1C1R) + R - j\omega^3 (L1L2C1 + L1L2Ca) + j\omega (L2 + L1)}{1 - \omega^2 (L2C1 + L2Ca) - j\omega^3 L2C1CaR + j\omega C1R}$$

sendo: $\mathbf{A}=L1L2C1CaR$; $\mathbf{B}=L2CaR+L1C1R$; $\mathbf{C}=L1L2C1+L1L2Ca$; $\mathbf{D}=L2+L1$
 $\mathbf{E}=L2C1+L2Ca$; $\mathbf{F}=L2C1CaR$; $\mathbf{G}=C1R$.

$$= \frac{\omega^4 A - \omega^2 B + R - j\omega^3 C + j\omega D}{1 - \omega^2 E - j\omega^3 F + j\omega G} * \frac{1 - \omega^2 E + j\omega^3 F - j\omega G}{1 - \omega^2 E + j\omega^3 F - j\omega G}$$

Numerador – Parte Real:

$$\omega^6 (CF - AE) + \omega^4 (A + BE - DF - CG) + \omega^2 (DG - B - ER) + R$$

Numerador – Parte Imaginária:

$$\omega^7 AF + \omega^5 (CE - BF - AG) + \omega^3 (BG + FR - DE - C) + \omega(D - GR)$$

Denominador:

$$\omega^6 F^2 + \omega^4 (E^2 - 2FG) + \omega^2 (G^2 - 2E) + 1$$

1.2 Impedância do SOA (encapsulamento+chip)

1. **Rx+Lx:** $Rx + j\omega Lx$

2. **R1//1:** $\frac{RxR1 + j\omega LxR1}{Rx + R1 + j\omega Lx}$

3. **(C=Cd+Csc)//2:**

$$\frac{\left(\frac{RxR1 + j\omega LxR1}{Rx + R1 + j\omega Lx} \right) \frac{1}{j\omega C}}{\frac{RxR1 + j\omega LxR1}{Rx + R1 + j\omega Lx} + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{RxR1 + j\omega LxR1}{j\omega CRxR1 - \omega^2 LxR1C + Rx + R1 + j\omega Lx}$$

4. **Rs+3:** $\frac{RxR1 + j\omega LxR1}{j\omega CRxR1 - \omega^2 LxR1C + Rx + R1 + j\omega Lx} + Rs$

$$= \frac{RxR1 + j\omega LxR1 + j\omega CRxR1Rs - \omega^2 LxR1CRs + RxRs + R1Rs + j\omega LxRs}{j\omega CRxR1 - \omega^2 LxR1C + Rx + R1 + j\omega Lx}$$

$$5. \quad \mathbf{Cs//4:} \frac{\left(\frac{-\omega^2 LxR1CRs + RxR1 + RxRs + R1Rs + j\omega(LxR1 + RxR1CRs + LxRs)}{-\omega^2 LxR1C + Rx + R1 + j\omega(RxR1C + Lx)} \right) \frac{1}{j\omega Cs}}{\frac{RxR1 + RxRs + R1Rs - \omega^2 LxR1CRs + j\omega(LxR1 + RxR1CRs + LxRs)}{-\omega^2 LxR1C + Rx + R1 + j\omega(RxR1C + Lx)} + \frac{1}{j\omega Cs}}$$

sendo: $\mathbf{A}=LxR1+RxR1CRs+LxRs$; $\mathbf{B}=LxR1CRs$;
 $\mathbf{Ck}=Cs(RxR1+RxRs+R1Rs)+RxR1C+Lx$; $\mathbf{D}=Cs(LxR1+RxR1CRs+LxRs)+LxR1C$;
 $\mathbf{E}=CsLxR1CRs$

$$= \frac{-\omega^2 B + RxR1 + RxRs + R1Rs + j\omega A}{-\omega^2 D + Rx + R1 - j\omega^3 E + j\omega Ck}$$

$$6. \quad \mathbf{r+L3+5:} = \frac{-\omega^2 B + RxR1 + RxRs + R1Rs + j\omega A}{-\omega^2 D + Rx + R1 - j\omega^3 E + j\omega Ck} + r + j\omega L3$$

sendo: $\mathbf{F}=L3E$; $\mathbf{G}=B+Dr+L3Ck$; $\mathbf{H}=Er+L3D$; $\mathbf{I}=A+Ckr+L3Rx+L3R1$;
 $\mathbf{J}=RxR1+RxRs+R1Rs+Rxr+R1r$; $\mathbf{K}=Rx+R1$

$$= \frac{\omega^4 F - \omega^2 G + J - j\omega^3 H + j\omega I}{-\omega^2 D + K - j\omega^3 E + j\omega Ck}$$

$$7. \quad \mathbf{(Cv=C2+C3)//6:} \frac{\left(\frac{\omega^4 F - \omega^2 G + J - j\omega^3 H + j\omega I}{-\omega^2 D + K - j\omega^3 E + j\omega Ck} \right) \frac{1}{j\omega Cv}}{\frac{\omega^4 F - \omega^2 G + J - j\omega^3 H + j\omega I}{-\omega^2 D + K - j\omega^3 E + j\omega Ck} + \frac{1}{j\omega Cv}}$$

$$= \frac{\omega^4 F - \omega^2 G + J - j\omega^3 H + j\omega I}{\omega^4 CvH - \omega^2 (CvI + D) + K + j\omega^5 CvF - j\omega^3 (CvG + E) + j\omega (CvJ + Ck)}$$

sendo: $\mathbf{L}=CvF$; $\mathbf{M}=CvG+E$; $\mathbf{N}=CvJ+Ck$; $\mathbf{O}=CvH$; $\mathbf{P}=CvI+D$

$$= \frac{\omega^4 F - \omega^2 G + J - j\omega^3 H + j\omega I}{\omega^4 O - \omega^2 P + K + j\omega^5 L - j\omega^3 M + j\omega N} * \frac{\omega^4 O - \omega^2 P + K - j\omega^5 L + j\omega^3 M - j\omega N}{\omega^4 O - \omega^2 P + K - j\omega^5 L + j\omega^3 M - j\omega N}$$

Numerador – Parte Real (Coeficientes):

$$\omega^8 : FO - LH$$

$$\omega^6 : IL + HM - GO - FP$$

$$\omega^4 : FK + PG + OJ - HN - IM$$

$$\omega^2 : IN - PJ - GK$$

$$\omega^0 : JK$$

Numerador – Parte Imaginária (Coeficientes):

$$\omega^9 : -FL$$

$$\omega^7 : FM + GL - HO$$

$$\omega^5 : IO + HP - LJ - GM - FN$$

$$\omega^3 : GN + MJ - HK - IP$$

$$\omega^1 : IK - NJ$$

Denominador (Coeficientes):

$$\omega^{10} : L^2$$

$$\omega^8 : O^2 - 2LM$$

$$\omega^6 : M^2 + 2LN - 2OP$$

$$\omega^4 : P^2 + OK - 2MN$$

$$\omega^2 : N^2 - 2PK$$

$$\omega^0 : K^2$$

1.3 Impedância da linha+SOA

Considerando a impedância do SOA, calculada na Seção 1.2, como sendo z:

1. **z+L2:** $z + j\omega L2$

2. **Ca//1:**
$$\frac{\frac{z + j\omega L2}{j\omega Ca}}{z + j\omega L2 + \frac{1}{j\omega Ca}} = \frac{z + j\omega L2}{1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz}$$

3. **R+2:**
$$R + \frac{z + j\omega L2}{1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz} = \frac{-\omega^2 L2CaR + z + R + j\omega L2 + j\omega CazR}{1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz}$$

4. **C1//3:**
$$\frac{\left(\frac{z + j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR + j\omega CazR}{1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz} \right) \frac{1}{j\omega C1}}{\frac{z + j\omega L2 + R - \omega^2 L2CaR + j\omega CazR}{1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz} + \frac{1}{j\omega C1}}$$

$$= \frac{z + R - \omega^2 L2CaR + j\omega L2 + j\omega CazR}{j\omega C1z - \omega^2 C1L2 + j\omega C1R - j\omega^3 C1L2CaR - \omega^2 C1CazR + 1 - \omega^2 L2Ca + j\omega Caz}$$

5. **L1+4:**

$$= \frac{z + R - \omega^2 L2CaR + j\omega(L2 + CazR)}{j\omega(C1z + C1R + Caz) - \omega^2(C1L2 + C1CazR + L2Ca) - j\omega^3 C1L2CaR + 1} + j\omega L1$$

sendo: **Ay**=L1C1L2CaR; **By**=L2CaR+L1C1(z+R)+L1Caz; **Cy**=L1C1(L2+CazR)+L1L2Ca;

Dy=L2+CazR+L1; **Ey**=C1L2+C1CazR+L2Ca; **Fy**=C1L2CaR; **Gy**=C1(z+R)+Caz

$$= \frac{\omega^4 Ay - \omega^2 By + z + R - j\omega^3 Cy + j\omega Dy}{-\omega^2 Ey + 1 - j\omega^3 Fy + j\omega Gy} * \frac{1 - \omega^2 Ey + j\omega^3 Fy - j\omega Gy}{1 - \omega^2 Ey + j\omega^3 Fy - j\omega Gy}$$

Numerador – Parte Real:

$$\omega^6 (CyFy - AyEy) + \omega^4 (Ay + ByEy - CyGy - DyFy) + \omega^2 (DyGy - EyR - Eyz - By) + z + R$$

Numerador – Parte Imaginária (Coeficientes):

$$\omega^7 : AyFy$$

$$\omega^5 : CyEy - ByFy - AyGy$$

$$\omega^3 : ByGy + Fy(z + R) - Cy - DyEy$$

$$\omega^1 : Dy - Gy(R + z)$$

Denominador :

$$\omega^6 Fy^2 + \omega^4 (Ey^2 - 2FyGy) + \omega^2 (Gy^2 - 2Ey) + 1$$

Apêndice 2 - Listagem dos programas de extração dos circuitos equivalentes da montagem

2.1 'linha_real.m'

```
% impedancia da linha (parte real)
% sem o dispositivo SOA

clear all;
close all;

format short g

w=6.28*linspace(3e6,6e9,1601);

% declaração dos valores de impedancia

res=47.5;
L1=10e-9;
C1=0.4e-12;
L2=0.5e-9;
Ca=1.1e-12;

% coeficientes parte real

A=L1*L2*C1*Ca*res;
B=L2*Ca*res+L1*C1*res;
C=L1*L2*C1+L1*L2*Ca;
D=L2+L1;
E=L2*C1+L2*Ca;
F=L2*C1*Ca*res;
G=C1*res;
```

```

% numerador

a6=C*F-A*E;
a4=A+B*E-D*F-C*G;
a2=D*G-B-E*res;

%denominador
b6=(F^2);
b4=(E^2)-2*F*G;
b2=(G^2)-2*E;

% parte real da impedancia equivalente

Pr = [a6 0 a4 0 a2 0 res];
Qr = [b6 0 b4 0 b2 0 1];

% polinomios, numerador e denominador da parte real

Pvr = polyval (Pr,w);
Qvr = polyval (Qr,w);

% parte real

R = Pvr./Qvr;

% grafico parte real impedancia equivalente

f=w/6.28;
plot (f,R);

% salva R

fr=f; rr=R';
real= cat(2,fr,rr);
dlmwrite('linhareal.txt',real);

```

2.2 'linha_imaginario.m'

```
% impedancia da linha (parte imaginaria)
% sem o dispositivo SOA
```

```
clear all;
close all;
```

```
format short g
```

```
w=6.28*linspace(3e6,6e9,1601);
```

```
% declaração dos valores de impedancia
res=47.5;
L1=10e-9;
C1=0.4e-12;
L2=0.5e-9;
Ca=1.1e-12;
```

```
% coeficientes parte imaginaria
A=L1*L2*C1*Ca*res;
B=L2*Ca*res+L1*C1*res;
C=L1*L2*C1+L1*L2*Ca;
D=L2+L1;
E=L2*C1+L2*Ca;
F=L2*C1*Ca*res;
G=C1*res;
```

```
% numerador
```

```
a7=A*F;
a5=C*E-B*F-A*G;
a3=B*G+F*res-D*E-C;
a1=D-G*res;
```

```
% denominador
```

```
b6=(F^2);
b4=(E^2)-2*F*G;
b2=(G^2)-2*E;
```

```

% parte imaginaria da impedancia equivalente

Pi = [a7 0 a5 0 a3 0 a1 0];
Qi = [b6 0 b4 0 b2 0 1];

% polinomios, numerador e denominador da parte imaginaria

Pvi = polyval (Pi,w);
Qvi = polyval (Qi,w);

% parte imaginaria

I = Pvi./Qvi

% grafico parte real impedancia equivalente

f=w/6.28;
plot (f,I);
% salva I

fr=f; ir=I';
imaginario= cat(2,fr,ir);
dlmwrite('linhaimaginario.txt',imaginario);

```

2.3 'soa_real.m'

```

% impedancia dispositivo SOA (parte real)
% SOA (encapsulamento + chip)

clear all;
close all;

format short g

w=6.28*linspace(3e6,6e9,1601);

```

% declaração dos valores de impedancia

R1=0.6;
Rx=5e-3;
Lx=9e-12;
Csc=10e-12;
Cd=400e-12;
Rs=2;
Cs=1e-12;
r=1;
L3=3e-9;
Cv=0.29e-12;
C=Cd+Csc;

% coeficientes parte real

A=Lx*R1+Rx*R1*C*Rs+Lx*Rs;
B=Lx*R1*C*Rs;
C1=Cs*Rx*R1+Cs*Rx*Rs+Cs*R1*Rs+Rx*R1*C+Lx;
D=Cs*Lx*R1+Cs*Rx*R1*C*Rs+Cs*Lx*Rs+Lx*R1*C;
E=Cs*Lx*R1*C*Rs;
F=L3*E;
G=B+D*r+L3*C1;
H=E*r+L3*D;
I=A+C1*r+L3*Rx+L3*R1;
J=Rx*R1+Rx*Rs+R1*Rs+Rx*r+R1*r;
K=Rx+R1;
L=Cv*F;
M=Cv*G+E;
N=Cv*J+C1;
O=Cv*H;
P=Cv*I+D;

% numerador

a8=F*O-L*H;
a6=I*L+H*M-G*O-F*P;
a4=F*K+P*G+O*J-H*N-I*M;
a2=I*N-P*J-G*K;
a0=J*K;

%denominador

```
b10=(L^2);
b8=(O^2)-2*L*M;
b6=(M^2)+2*L*N-2*O*P;
b4=(P^2)+O*K-2*M*N;
b2=(N^2)-2*P*K;
b0=(K^2);
```

% parte real da impedancia equivalente

```
Pr = [a8 0 a6 0 a4 0 a2 0 a0];
Qr = [b10 0 b8 0 b6 0 b4 0 b2 0 b0];
```

% polinomios, numerador e denominador da parte real

```
Pvr = polyval (Pr,w);
Qvr = polyval (Qr,w);
```

% parte real

```
R = Pvr./Qvr;
```

% grafico parte real impedancia equivalente

```
f=w/6.28;
plot (f,R);
```

% salva R

```
fr=f; rr=R';
real= cat(2,fr,rr);
dlmwrite('soareal.txt',real);
```

2.4 'soa_imaginario.m'

```

% impedancia dispositivo SOA (parte imaginaria)
% SOA (encapsulamento + chip)

clear all;
close all;

format short g

w=6.28*linspace(3e6,6e9,1601);

% declaracao dos valores de impedancia

R1=0.6;
Rx=5e-3;
Lx=9e-12;
Csc=10e-12;
Cd=400e-12;
Rs=2;
Cs=1e-12;
r=1;
L3=3e-9;
Cv=0.29e-12;
C=Cd+Csc;

% coeficientes parte imaginaria

A=Lx*R1+Rx*R1*C*Rs+Lx*Rs;
B=Lx*R1*C*Rs;
C1=Cs*Rx*R1+Cs*Rx*Rs+Cs*R1*Rs+Rx*R1*C+Lx;
D=Cs*Lx*R1+Cs*Rx*R1*C*Rs+Cs*Lx*Rs+Lx*R1*C;
E=Cs*Lx*R1*C*Rs;
F=L3*E;
G=B+D*r+L3*C1;
H=E*r+L3*D;
I=A+C1*r+L3*Rx+L3*R1;
J=Rx*R1+Rx*Rs+R1*Rs+Rx*r+R1*r;
K=Rx+R1;
L=Cv*F;
M=Cv*G+E;
N=Cv*J+C1;
O=Cv*H;

```

$P=Cv*I+D;$

% numerador

a9=F*L;
a7=F*M+G*L-H*O;
a5=I*O+H*P-L*J-G*M-F*N;
a3=G*N+M*J-H*K-I*P;
a1=I*K-N*J;

% denominador

b10=(L^2);
b8=(O^2)-2*L*M;
b6=(M^2)+2*L*N-2*O*P;
b4=(P^2)+O*K-2*M*N;
b2=(N^2)-2*P*K;
b0=(K^2);

% parte imaginaria da impedancia equivalente

Pi = [-a9 0 a7 0 a5 0 a3 0 a1 0];
Qi = [b10 0 b8 0 b6 0 b4 0 b2 0 b0];

% polinomios, numerador e denominador da parte imaginaria

Pvi = polyval (Pi,w);
Qvi = polyval (Qi,w);

% parte imaginaria

I = Pvi./Qvi

% grafico parte real impedancia equivalente

f=w/6.28;
plot (f,I);

% salva I

fr=f; ir=I';
imaginario= cat(2,fr,ir);
dlmwrite('soaimaginario.txt',imaginario);

2.5 ‘linhasoa_real.m’

```

% impedancia linha + SOA (parte real)

clear all;
close all;

format short g;

w=6.28*inspace(3E6,6E9,1601);

% declaracao dos valores de impedancia

% SOA

R1=0.6;
Rx=5e-3;
Lx=9e-12;
Csc=10e-12;
Cd=400e-12;
Rs=2;
Cs=1e-12;
r=1;
L3=3e-9;
Cv=0.29e-12;
C=Cd+Csc;

% LINHA

res=47.5;
L1=10e-9;
C1=0.4e-12;
L2=0.5e-9;
Ca=1.1e-12;

% coeficientes polinomio SOA

A=Lx*R1+Rx*R1*C*Rs+Lx*Rs;
B=Lx*R1*C*Rs;
Ck=Cs*Rx*R1+Cs*Rx*Rs+Cs*R1*Rs+Rx*R1*C+Lx;
D=Cs*Lx*R1+Cs*Rx*R1*C*Rs+Cs*Lx*Rs+Lx*R1*C;
E=Cs*Lx*R1*C*Rs;
F=L3*E;

```

```
G=B+D*r+L3*Ck;
H=E*r+L3*D;
I=A+Ck*r+L3*Rx+L3*R1;
J=Rx*R1+Rx*Rs+R1*Rs+Rx*r+R1*r;
K=Rx+R1;
L=Cv*F;
M=Cv*G+E;
N=Cv*J+Ck;
O=Cv*H;
P=Cv*I+D;
```

% numerador

```
a9=i*(F*L);
a8=F*O-L*H;
a7=i*(F*M+G*L-H*O);
a6=I*L+H*M-G*O-F*P;
a5=i*(I*O+H*P-L*J-G*M-F*N);
a4=F*K+P*G+O*J-H*N-I*M;
a3=i*(G*N+M*J-H*K-I*P);
a2=I*N-P*J-G*K;
a1=i*(I*K-N*J);
a0=J*K;
```

% denominador

```
b10=(L^2);
b8=(O^2)-2*L*M;
b6=(M^2)+2*L*N-2*O*P;
b4=(P^2)+O*K-2*M*N;
b2=(N^2)-2*P*K;
b0=(K^2);
```

% polinomio SOA

```
Pr = [-a9 a8 a7 a6 a5 a4 a3 a2 a1 a0]; % numerador
Qr = [b10 0 b8 0 b6 0 b4 0 b2 0 b0]; % denominador
```

% numerador e denominador

```
Pvr = polyval (Pr,w);
Qvr = polyval (Qr,w);
```

% polinomio final

Z = Pvr./Qvr;

% coeficientes polinomio LINHA+SOA

for m=1:1601

```

Ay=L1*C1*L2*Ca*res;
By=L2*Ca*res+L1*C1*Z(m)+L1*C1*res+L1*Ca*Z(m);
Cy=L1*C1*L2+L1*C1*Ca*Z(m)*res+L1*L2*Ca;
Dy=L2+Ca*Z(m)*res+L1;
Ey=C1*L2+C1*Ca*Z(m)*res+L2*Ca;
Fy=C1*L2*Ca*res;
Gy=C1*Z(m)+C1*res+Ca*Z(m);
    
```

% numerador

```

c7=i*(Ay*Fy);
c6=Cy*Fy-Ay*Ey;
c5=i*(Cy*Ey-By*Fy-Ay*Gy);
c4=Ay+By*Ey-Cy*Gy-Dy*Fy;
c3=i*(By*Gy+Fy*Z(m)+Fy*res-Cy-Dy*Ey);
c2=Dy*Gy-Ey*res-Ey*Z(m)-By;
c1=i*(Dy-Gy*res-Gy*Z(m));
c0=Z(m)+res;
    
```

% denominador

```

d6=(Fy^2);
d4=(Ey^2)-2*Fy*Gy;
d2=(Gy^2)-2*Ey;
d0=1;
    
```

% polinomio impedancia LINHA+SOA

```

Pc(m)=c7*((w(m))^7)+c5*((w(m))^5)+c4*((w(m))^4)+c3*((w(m))^3)+c2*((w(m))^2)+c1
*((w(m)))+c0; % numerador
Pd(m)=d6*((w(m))^6)+d4*((w(m))^4)+d2*((w(m))^2)+d0; % denominador
    
```

end

P=Pc./Pd; % polinomio

```
for m=1:1601
R(m)=real(P(m));
Imagin(m)=imag(P(m));
end

% grafico impedancia equivalente

f=w/6.28;

m=1:1601;
plot (f,R(m));

% salva P

fr=f'; rr=R(m)';
total= cat(2,fr,rr);
dlmwrite('linhasoareal.txt',total);
```

2.6 'linhasoa_imaginario.m'

```
% impedancia linha + SOA (parte imaginaria)

clear all;
close all;

format short g;

w=6.28*linspace(3E6,6E9,1601);

% declaracao dos valores de impedancia

% SOA
R1=0.6;
Rx=5e-3;
Lx=9e-12;
Csc=10e-12;
Cd=400e-12;
Rs=2;
Cs=1e-12;
```

```
r=1;
L3=3e-9;
Cv=0.29e-12;
C=Cd+Csc;
```

```
% LINHA
res=47.5;
L1=10e-9;
C1=0.4e-12;
L2=0.5e-9;
Ca=1.1e-12;
```

% coeficientes polinomio SOA

```
A=Lx*R1+Rx*R1*C*Rs+Lx*Rs;
B=Lx*R1*C*Rs;
Ck=Cs*Rx*R1+Cx*Rx*Rs+Cx*R1*Rs+Rx*R1*C+Lx;
D=Cs*Lx*R1+Cx*Rx*R1*C*Rs+Cx*Lx*Rs+Lx*R1*C;
E=Cs*Lx*R1*C*Rs;
F=L3*E;
G=B+D*r+L3*Ck;
H=E*r+L3*D;
I=A+Ck*r+L3*Rx+L3*R1;
J=Rx*R1+Rx*Rs+R1*Rs+Rx*r+R1*r;
K=Rx+R1;
L=Cv*F;
M=Cv*G+E;
N=Cv*J+Ck;
O=Cv*H;
P=Cv*I+D;
```

% numerador

```
a9=i*(F*L);
a8=F*O-L*H;
a7=i*(F*M+G*L-H*O);
a6=I*L+H*M-G*O-F*P;
a5=i*(I*O+H*P-L*J-G*M-F*N);
a4=F*K+P*G+O*J-H*N-I*M;
a3=i*(G*N+M*J-H*K-I*P);
a2=I*N-P*J-G*K;
a1=i*(I*K-N*J);
a0=J*K;
```

```

% denominador

b10=(L^2);
b8=(O^2)-2*L*M;
b6=(M^2)+2*L*N-2*O*P;
b4=(P^2)+O*K-2*M*N;
b2=(N^2)-2*P*K;
b0=(K^2);

% polinomio SOA

Pr = [-a9 a8 a7 a6 a5 a4 a3 a2 a1 a0]; % numerador
Qr = [b10 0 b8 0 b6 0 b4 0 b2 0 b0]; % denominador

% numerador e denominador
Pvr = polyval (Pr,w);
Qvr = polyval (Qr,w);

% polinomio final

Z = Pvr./Qvr;

% coeficientes polinomio LINHA+SOA

for m=1:1601

    Ay=L1*C1*L2*Ca*res;
    By=L2*Ca*res+L1*C1*Z(m)+L1*C1*res+L1*Ca*Z(m);
    Cy=L1*C1*L2+L1*C1*Ca*Z(m)*res+L1*L2*Ca;
    Dy=L2+Ca*Z(m)*res+L1;
    Ey=C1*L2+C1*Ca*Z(m)*res+L2*Ca;
    Fy=C1*L2*Ca*res;
    Gy=C1*Z(m)+C1*res+Ca*Z(m);

% numerador

c7=i*(Ay*Fy);
c6=Cy*Fy-Ay*Ey;
c5=i*(Cy*Ey-By*Fy-Ay*Gy);
c4=Ay+By*Ey-Cy*Gy-Dy*Fy;
c3=i*(By*Gy+Fy*Z(m)+Fy*res-Cy-Dy*Ey);
c2=Dy*Gy-Ey*res-Ey*Z(m)-By;
c1=i*(Dy-Gy*res-Gy*Z(m));
c0=Z(m)+res;

```

```

% denominador

d6=(Fy^2);
d4=(Ey^2)-2*Fy*Gy;
d2=(Gy^2)-2*Ey;
d0=1;

% polinomio impedancia LINHA+SOA

Pc(m)=c7*((w(m))^7)+c5*((w(m))^5)+c4*((w(m))^4)+c3*((w(m))^3)+c2*((w(m))^2)+c1
*((w(m)))+c0; % numerador
Pd(m)=d6*((w(m))^6)+d4*((w(m))^4)+d2*((w(m))^2)+d0; % denominador

end

P=Pc./Pd; % polinomio

for m=1:1601
R(m)=real(P(m));
Imagin(m)=imag(P(m));
end

% grafico impedancia equivalente

f=w/6.28;

m=1:1601;
plot (f,Imagin(m));

% salva P

fr=f; rr=Imagin(m)';
total= cat(2,fr,rr);
dlmwrite('linhasoaimaginario.txt',total);

```