
Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Microondas e Óptica
DMO-FEEC-UNICAMP

**METODOLOGIA PARA EXTRAÇÃO DE
PARÂMETROS EXPERIMENTAIS EM
AMPLIFICADORES ÓPTICOS A SEMICONDUTOR**

Autor: Rafael Peixoto Derenzi Vivacqua
Orientador: Prof. Dr. Evandro Conforti

*Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual de Campinas, para preenchimento
Dos pré-requisitos parciais para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Banca Examinadora:
Prof. Flávio Caldas da Cruz - IFGW - Unicamp
Prof. Evandro Conforti - DMO-FEEC-Unicamp
Prof. Aldário Chestani Bordonalli - DMO-FEEC-Unicamp

Campinas, 22 de Agosto de 2003

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

V836m Vivacqua, Rafael Peixoto Derenzi
Metodologia para extração de parâmetros
experimentais em amplificadores ópticos a
semiconductor / Rafael Peixoto Derenzi Vivacqua.--
Campinas, SP: [s.n.], 2003.

Orientador: Evandro Conforti
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Amplificadores ópticos. 2. Simulação
(Computadores). 3. Mínimos quadrados. I. Conforti,
Evandro. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
III. Título.

Aos meus pais, Luiz Fernando e Luciana.
Aos meus irmãos, Christina, Juliana, Gabriel, Luiz Paulo.
Aos meus avós, Paulo e Juracy.
Aos meus tios, Mariano e Paulo Augusto.

Agradecimentos

Ao Prof. Evandro Conforti pelo apoio, incentivo, compreensão e por suas grandes qualidades como ser humano. Ao doutorando Cristiano de Mello Gallep, pela imensurável ajuda em todos os momentos que precisei.

À CAPES, pelo suporte financeiro.

Aos colegas do Departamento de Microonda e Óptica, Cezar, Marcelo (Max), Boris (Tio), Kleber Zuza e André, pelo companherismo e amizade que demonstraram.

Aos amigos e colegas que, de alguma forma, contribuíram para tornar a convivência em Campinas mais descontraída e agradável, entre eles, os moradores da pensão do Seu Rui, os amigos da Bahia entre outros.

A todos os professores que de alguma forma contribuíram com o trabalho e por todo conhecimento que adquiri com vocês.

Ao Cezar Augusto Dartora, Vinícius F. Montagner e ao Ricardo L. Kulzer pelo apoio que me deram quando mudei de residência, e especialmente pela amizade.

Finalmente, a todos os meus familiares, minha namorada Laila e meus amigos. Em especial à minha mãe e ao meu tio Mariano, pelo apoio e segurança que precisei nos momentos mais difíceis do mestrado, também a meu pai pela complementação financeira que me proporcionou.

Ao CEPOF - FAPESP (www.ifi.unicamp/foton) pelos equipamentos utilizados.

Resumo

Apresenta-se uma metodologia para a extração dos principais parâmetros internos de amplificadores ópticos a semicondutor (SOA - Semiconductor Optical Amplifier) através da análise da resposta experimental do dispositivo encapsulado. As modelagens matemáticas estática e dinâmica destes amplificadores, que servem de base para a teoria do método de extração dos parâmetros, são também apresentadas. Foram desenvolvidos programas em linguagem 'MATLAB' para a implementação dos algoritmos necessários ao método. Também foi feito um estudo teórico e experimental, observando a resposta de SOAs sob condição dinâmica. Este estudo utilizou o software 'SOASIM', onde foi feita uma modificação no sentido de complementar o programa. Através desses programas foi estudada a resposta dinâmica do SOA sob diversas condições de frequência do sinal modulante, corrente de polarização e potência óptica. Os resultados obtidos foram comparados com resultados experimentais.

Abstract

A parameter extraction technique for semiconductor optical amplifiers (SOA) is presented. The SOA theoretical analysis and the computer programs associated with the parameter extraction technique are also presented, including a simulation of the SOA dynamic behavior. The experimental results obtained are coherent with SOA measurements and with the international literature.

Sumário

1	Modelagem	1
1.1	Análise de Sinais Estáticos	3
1.1.1	Equações básicas	3
1.1.2	Saturação do Ganho	7
1.1.3	Coefficiente de ganho g_0	9
1.1.4	Perdas	10
1.1.5	Parâmetros do Modelo estático	11
1.1.6	Considerações sobre Ruído	12
1.2	Análise Dinâmica	13
2	Experimentos	21
2.1	Programa de captação dos dados	21
2.2	Impedância de entrada	23
2.2.1	Aparato experimental	24
2.2.2	Modelagem dos elementos parasitas	27
2.2.3	Resposta em alta frequência	33
2.2.4	Resposta em Baixa frequência	33
2.3	Ganho DC	35
2.3.1	Metodologia	36
2.4	Ganho diferencial	37
2.4.1	Sinal óptico modulado em amplitude	38
2.4.2	Metodologia	39
3	Extração de parâmetros para o modelo estático	41
3.1	Medição do comprimento do SOA	41
3.2	Teoria da extração	44

3.2.1	Perdas de acoplamento e Potência de saturação	44
3.2.2	Corrente de limiar e kL	48
3.3	Ajuste dos dados	49
3.4	Programas em Matlab	51
3.4.1	Arquivo de dados	51
3.4.2	Execução do software	52
3.5	Resultados	53
3.6	Discussão	55
4	Resultados teóricos e experimentais para o SOA em regime dinâmico	59
4.1	Ganho diferencial	59
4.2	Método de simulação dinâmica	61
4.3	Inserção da perda interna no modelo dinâmico	62
4.3.1	Determinação das funções $G_s(h)$ e $F(h)$	63
4.4	Implementação computacional	64
4.4.1	Módulo de simulação	64
4.4.2	Módulo de apresentação	64
4.4.3	Implementação do modelo com perdas α_{int}	64
4.5	Ganho diferencial em altas frequências	67
4.6	Resultados	69
4.7	Discussão	74
5	Conclusões	77
	Anexo 1	78
	Anexo 2	91

Lista de Figuras

1.1	Visão transverso-frontal de um SOA.	4
1.2	Perfil de potência saturado ao longo de z.	5
1.3	Perfil do coeficiente de ganho saturado ao longo de z.	6
1.4	Perfil de potência não-saturado ao longo de z.	7
1.5	Perfil do coeficiente de ganho não-saturado ao longo de z.	7
1.6	Efeito da compressão do ganho devido à saturação óptica.	8
1.7	Decaimento da potência devido às perdas.	11
1.8	Resposta do modelo estático com a inserção de β usando $P_{in}=-2$ dBm. 13	
2.1	Janela do programa de aquisição dos valores de impedâncias.	22
2.2	Janela do programa de aquisição dos valores de ganho diferencial . . .	23
2.3	Montagem para medição da impedância elétrica do SOA.	25
2.4	Vista superior da estrutura de alimentação e proteção elétrica.	25
2.5	Vista lateral da estrutura de alimentação e proteção elétrica.	25
2.6	Foto do SOA 1	26
2.7	Foto do SOA 2.	27
2.8	Aproximação inicial do modelo da estrutura de alimentação.	28
2.9	Impedância do resistor SMD em função da frequência.	28
2.10	Impedância da estrutura com curto-circuito no ponto B.	29
2.11	Reatância devido puramente ao fio de conexão de entrada.	30
2.12	Impedância do fio de conexão de entrada.	30
2.13	Impedância da estrutura com curto-circuito no ponto A	31
2.14	Impedância da estrutura com ponto A aberto	32
2.15	Visão geral impedância do SOA com efeito da estrutura de polarização. 33	
2.16	Parte real da impedância do SOA para $P_{in}=-3$ dBm, até 160MHz. . .	34
2.17	Parte imaginária da impedância do SOA para $P_{in}=-3$ dBm, até 160MHz 34	

2.18	Montagem para medição do ganho DC	35
2.19	Circuito de polarização DC	36
2.20	Espectro do laser.	37
2.21	Montagem para medição do ganho diferencial	38
2.22	Montagem para medição do sinal óptico modulado	39
2.23	Sinal óptico modulado em 10MHZ	39
3.1	Onda estacionária na região ativa do SOA.	42
3.2	Espectro de emissão do SOA - visão geral.	42
3.3	Espectro de emissão do SOA - visão localizada	43
3.4	Perfil de potência constante ao longo da região ativa $\alpha_{cpl} = 0.6$	45
3.5	Potências de saturação para 3 curvas - visão geral	47
3.6	Potências de saturação para 3 curvas - visão localizada	48
3.7	Arquivo de dados	52
3.8	Janela de comando do MATLAB durante o processo de ajuste.	53
3.9	Resposta CW do modelo usando parâmetros iniciais - 3 valores de potência.	54
3.10	Resposta CW do modelo usando parâmetros ajustados - 3 valores de potência.	55
3.11	Resposta CW do modelo usando parâmetros iniciais - 2 valores de potência	56
3.12	Resposta CW do modelo usando parâmetros ajustados - 2 valores de potência.	56
4.1	Sinais de entrada e saída do SOA - Ganho alto	60
4.2	Sinais de entrada e saída do SOA - Ganho baixo	61
4.3	Funções G_s , F e h em função de P_{in}	65
4.4	G_s e F em função de h	66
4.5	Variação da função $F(h)$ em função da corrente de polarização	66
4.6	Tendência do ganho diferencial teórico com aumento da frequência	68
4.7	Tendência do ganho diferencial experimental com aumento da frequência	69
4.8	Ganho diferencial com $P_{in} = 2,4$ mW.	70
4.9	Ganho diferencial com $P_{in} = 0,63$ mW.	71
4.10	Ganho diferencial	72
4.11	Ganho diferencial	73

Capítulo 1

Modelagem

Visando estimar o desempenho de lasers ou amplificadores ópticos a semicondutor (SOA - semiconductor optical amplifier), descrições baseadas nas equações de taxa são frequentemente utilizadas. Desenvolveram-se vários modelos de equações de taxa com diversos níveis de complexidade [1, 2]. Enquanto modelos sofisticados permitem uma considerável compreensão sobre importantes características do dispositivo estudado [1, 3], para a simulação de sistemas, um modelo relativamente simples é suficiente. De uma forma geral, para se obter uma boa concordância entre resultados experimentais e calculados por meio de simulação, valores para os parâmetros que aparecem nas equações de taxa devem ser definidos com cuidado. Algumas técnicas para extração dos parâmetros de equações taxa para lasers foram documentadas [4, 5, 6, 7], porém nenhuma técnica foi encontrada especificamente para extração de parâmetros em SOAs.

Uma das técnicas, apresentada em [4], baseia-se em medições da corrente de limiar do laser, potência óptica de saída, frequência de ressonância e fator de amortecimento. Outra técnica, apresentada em [5], visa extrair os parâmetros do modelo não linear de um laser a semicondutor através da análise de subprodutos de intermodulação. Em [7], foi apresentada uma metodologia para a extração de parâmetros de um laser de emissão superficial de cavidade vertical (VCSEL) que busca determinar tanto os parâmetros da equação de taxa, como também o valor dos elementos parasitas presentes no circuito de alimentação do dispositivo, baseando-se em dados da curva de resposta estática, curva de potência versus corrente (I-L), transmissividade eletro-óptica e atraso de início de emissão para pulsos isolados (turn-on delay). Em outro trabalho [6], apresentou-se uma metodologia baseada na análise do espectro de saída do laser na região abaixo do limiar.

Todos estes métodos extraem os parâmetros através do ajuste da resposta do modelo com os dados experimentais. O algoritmo de ajuste mais comum é o dos mínimos quadrados, usando como estimativa inicial valores típicos da literatura ou que sejam fisicamente razoáveis. O trabalho apresentado nesta dissertação de mestrado apresenta diferenças em relação aos trabalhos acima citados. Ao invés do laser, esta metodologia está direcionada para SOAs operando sob regime (CW - continuous wave); os parâmetros procurados se referem ao modelo estático derivado das equações de taxa. Outra diferença é a maneira como o valor inicial dos parâmetros é definido: ao invés de uma escolha arbitrária, os valores são calculados através da análise das curvas de ganho CW por um algoritmo desenvolvido neste trabalho.

Neste capítulo apresenta-se uma revisão da literatura sobre extração de parâmetro e modelagem dos amplificadores ópticos a semicondutor. Apresenta-se também a modelagem matemática para análise de grandes sinais e sinais variantes no tempo. Este modelo foi elaborado com base na teoria desenvolvida em [8, 9] e também em adaptações do autor para melhoria deste procedimento teórico. A avaliação dos resultados desta nova implementação foi baseada em resultados experimentais, considerando-se as perdas intrínsecas do material de um modo diferente das implementações anteriores. A modelagem também possibilita a inclusão do ruído ASE (amplified spontaneous emission). Em acréscimo, apresenta-se o modelo dinâmico desenvolvido por Agrawal e Olsson [10], usado para análise da amplificação de trem de pulsos ópticos através de SOAs.

No Capítulo 2, apresenta-se uma descrição dos experimentos realizados, de onde se obteve os conjunto de dados usados no algoritmo de extração e na análise comparativa do modelo.

No Capítulo 3, é apresentada uma descrição detalhada do algoritmo de extração, incluindo o desenvolvimento teórico, a implementação, a utilização e os resultados obtidos comparados aos valores experimentais.

No Capítulo 4, apresenta-se uma extensão dos resultados obtidos no Capítulo 3 aplicados à observação do compartimento dinâmico do SOA. Neste Capítulo também são utilizados os dados experimentais obtidos através dos procedimentos descritos no Capítulo 2. Diversas condições de operação são simuladas, comparadas aos valores medidos, e os resultados discutidos.

Finalmente, as conclusões são apresentadas no Capítulo 5. Os programas computacionais utilizados encontram-se nos Anexos 1 e 2.

1.1 Análise de Sinais Estáticos

1.1.1 Equações básicas

Considerando-se o meio semiconductor com níveis de energia de bandas simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos, pode-se definir o coeficiente de ganho longitudinal em função da potência óptica e da frequência óptica como [11, 12]:

$$g(P, \omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T^2 + \frac{P}{P_s}} \quad (1.1)$$

onde:

g - coeficiente de ganho longitudinal (no sentido da propagação) [*neper/cm*]

g_0 - ganho de pico do amplificador, determinado pela corrente [*neper/cm*]

ω - frequência angular óptica do sinal incidente [*rad/s*]

ω_0 - frequência angular óptica de transição atômica do material da região ativa [*rad/s*]

P - potência óptica do sinal incidente [*W*]

P_s - potência óptica de saturação [*W*]

T - tempo de relaxação do dipolo [*s*]

No caso onde se trabalha com a frequência angular óptica ω bem próxima a da frequência angular de transição atômica do semiconductor que constitui a região ativa ω_0 , a equação 1.1 se transforma em:

$$g(P) = \frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_s}} \quad (1.2)$$

É importante ressaltar que P é função de z (sentido da propagação dentro do semiconductor conforme a Figura 1.1), e como g é função de P , isso torna g também uma função de z .

A equação da variação da potência óptica ao longo do amplificador pode ser escrita conforme [9]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = (g(z) - \alpha_{int})P(z) \quad (1.3)$$

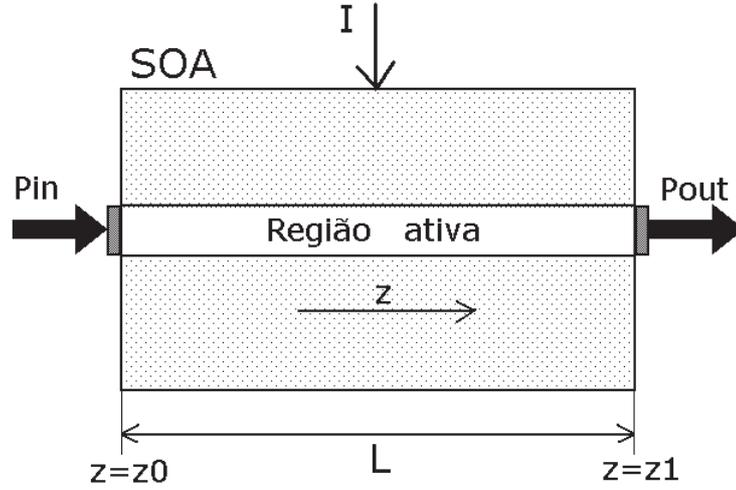


Figura 1.1: Visão transversal-frontal de um SOA.

Onde α_{int} é o coeficiente de perda interna devido à absorção pelo material, espalhamento e difração. Sendo assim, a equação 1.3 pode ser escrita na forma do diferencial da potência:

$$\frac{dP(z)}{P(z)} = (g(z) - \alpha_{int})dz \quad (1.4)$$

Integrando-se ambos os lados da equação 1.4 tem-se:

$$\int_{P_{in}}^{P_{out}} \frac{dP(z)}{P(z)} = \int_{z_0}^{z_1} (g(z) - \alpha_{int})dz \quad (1.5)$$

Resolvendo tem-se:

$$\ln\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) = h - \alpha_{int}L \quad (1.6)$$

$$h = \int_{z_0}^{z_1} g(z)dz \quad (1.7)$$

Onde L representa o comprimento da região ativa ($z_1 - z_0$) em centímetros. As equações 1.6 e 1.7 levam finalmente à equação para potência de saída em função da potência de entrada:

$$P_{out} = P_{in}e^{(h - \alpha_{int}L)} \quad (1.8)$$

Esta equação é útil quando o valor de h é disponível. Em especial, o h em função do tempo permite calcular a potência de saída para sinais que variam no tempo (discutido com mais detalhes na seção que trata do modelo dinâmico). No caso estático não é necessário calcular h para se encontrar a potência de saída. Substituindo a equação 1.2 em 1.3 obtem-se:

$$\frac{dP(z)}{dz} = \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_s}} - \alpha_{int} \right) P \quad (1.9)$$

Esta equação pode ser resolvida numericamente, fornecendo o perfil de potência óptica dentro do SOA. Uma vez calculado este perfil, pode-se encontrar diretamente o perfil do coeficiente de ganho através da equação 1.2. Integrando o perfil de ganho em relação a z , conforme equação 1.7, obtem-se então o valor de h .

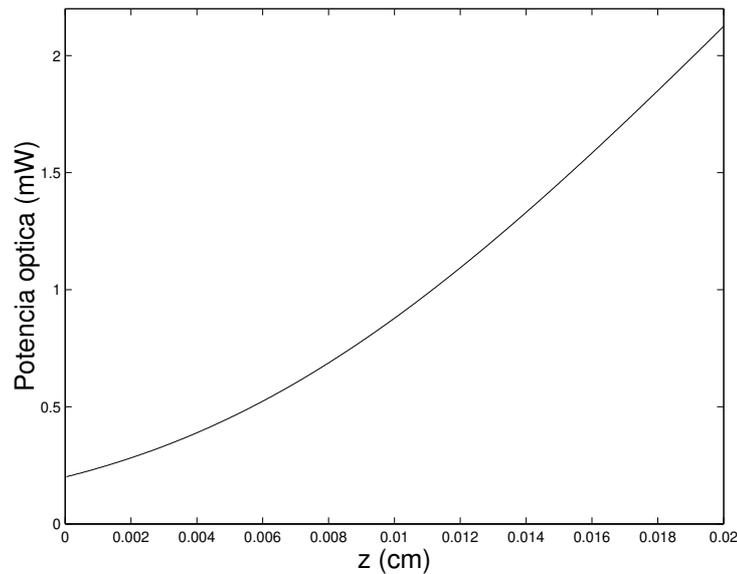


Figura 1.2: Perfil de potência saturado ao longo de z .

A Figura 1.2 ilustra o gráfico da potência óptica ao longo da região ativa de um SOA fictício, obtido resolvendo-se a equação 1.9 pelo método de Runge-Kutta 4 com uma discretização espacial de 500 pontos [9]. Os valores dos parâmetros utilizados foram: $g_0=232,4$ neper/cm, $\alpha_{int}=26,8$ neper/cm, $P_s=1,5$ mW. O valor de potência aplicado a entrada ($P_{in}=0,5$ mW) foi escolhido de modo a ilustrar o efeito da saturação. Nesta condição a potência obtida na saída do dispositivo foi de 2,12 mW resultando em um ganho de 12,2 dB. A Figura 1.3 ilustra o correspondente perfil

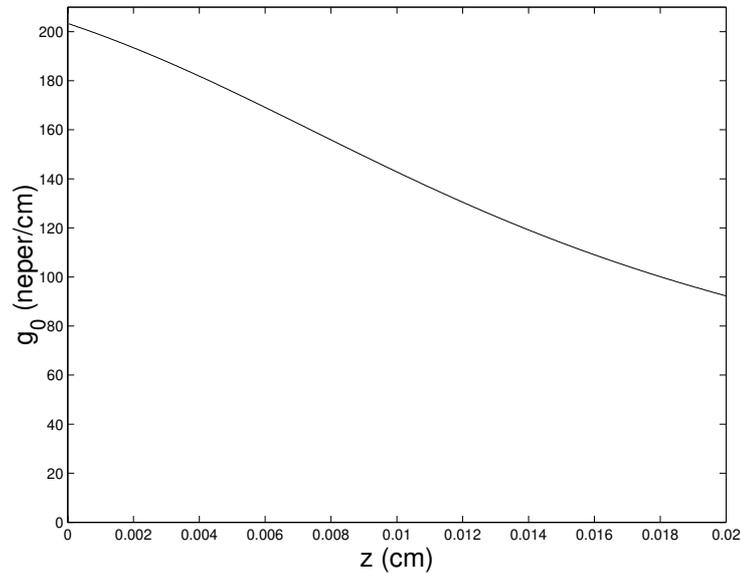


Figura 1.3: Perfil do coeficiente de ganho saturado ao longo de z .

do coeficiente de ganho nesta condição. Pode-se observar claramente o decaimento do coeficiente de ganho, a medida em que se aproxima a saída do SOA ($z = z_1$). Este efeito causa uma compressão do ganho do dispositivo, fazendo que seu ganho seja menor quando se têm potências ópticas maiores, pois os portadores disponíveis são exauridos completamente nestes casos, impedindo a amplificação progressiva do sinal em relação a z .

A Figura 1.4 ilustra o mesmo gráfico da potência ao longo da região ativa (usando-se os mesmos parâmetros de simulação), porém neste caso o amplificador trabalha sem entrar na região de saturação. A potência óptica aplicada a entrada foi de $2\mu\text{W}$, o que gerou uma potência de saída de $0,111\text{mW}$ (Ganho de potência de $17,5\text{ dB}$) garantindo assim que, em toda a região de amplificação, a condição de não-saturação ($P/P_s \ll 1$) seja satisfeita. Comparando a Fig. 1.4 com a Fig. 1.2, pode-se notar que a primeira apresenta uma curvatura mais acentuada, semelhante a uma curva exponencial, enquanto a segunda apresenta na região final um aspecto retilíneo devido à saturação do SOA. A Figura 1.5 ilustra o correspondente perfil do coeficiente de ganho. Neste caso observa-se que não há um grande decaimento do coeficiente de ganho em regiões próximas à saída do amplificador ($z \rightarrow 0,020\text{cm}$). Consequentemente, o dispositivo apresenta um maior ganho.

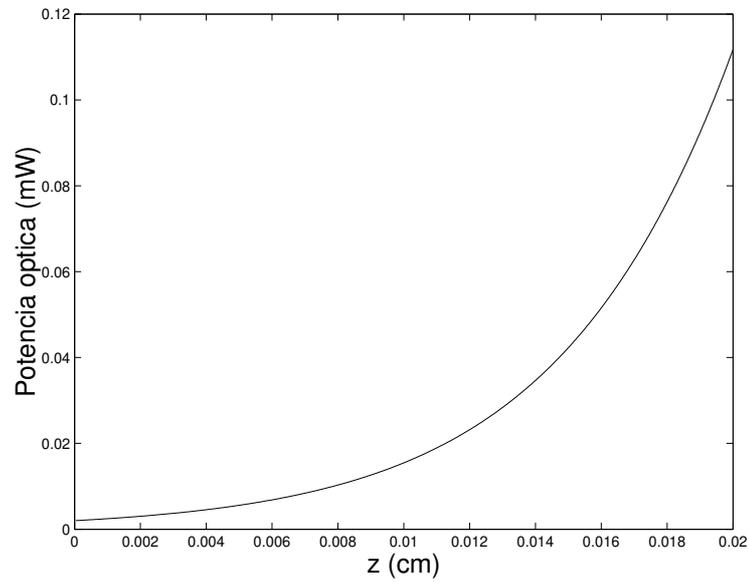


Figura 1.4: Perfil de potência não-saturado ao longo de z.

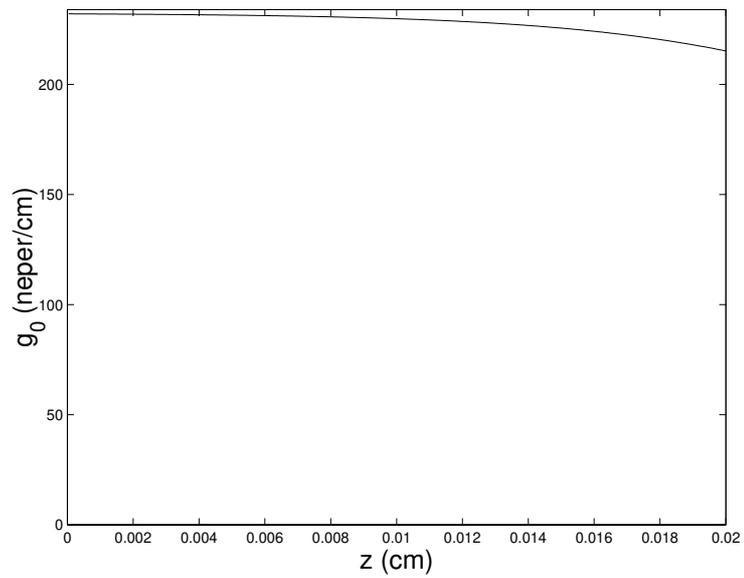


Figura 1.5: Perfil do coeficiente de ganho não-saturado ao longo de z.

1.1.2 Saturação do Ganho

Quando a potência óptica que caminha dentro do SOA se torna comparável à potência de saturação, o coeficiente de ganho começa a decrescer significativamente, gerando um efeito também redutor no ganho geral do amplificador. Isso pode ser

observado comparando-se as Figuras 1.3 e 1.5, que ilustram o comportamento do ganho total do amplificador quando se varia o nível de potência utilizado. Pode-se notar que quando se têm potências ópticas maiores, o ganho total do amplificador fica reduzido. Utilizando-se as equações 1.6 e 1.7 observa-se que o ganho em dB pode ser calculado por:

$$G = 4,16(h - \alpha_{int}L) \quad (1.10)$$

A equação 1.10 explicita a relação do ganho do SOA com a integral do coeficiente de ganho h . O SOA apresenta o ganho máximo quando não ocorre nenhuma saturação, ou seja $P/P_s \ll 1$ ao longo de todo o dispositivo. Nesse caso, integrando diretamente a equação 1.7 tem-se:

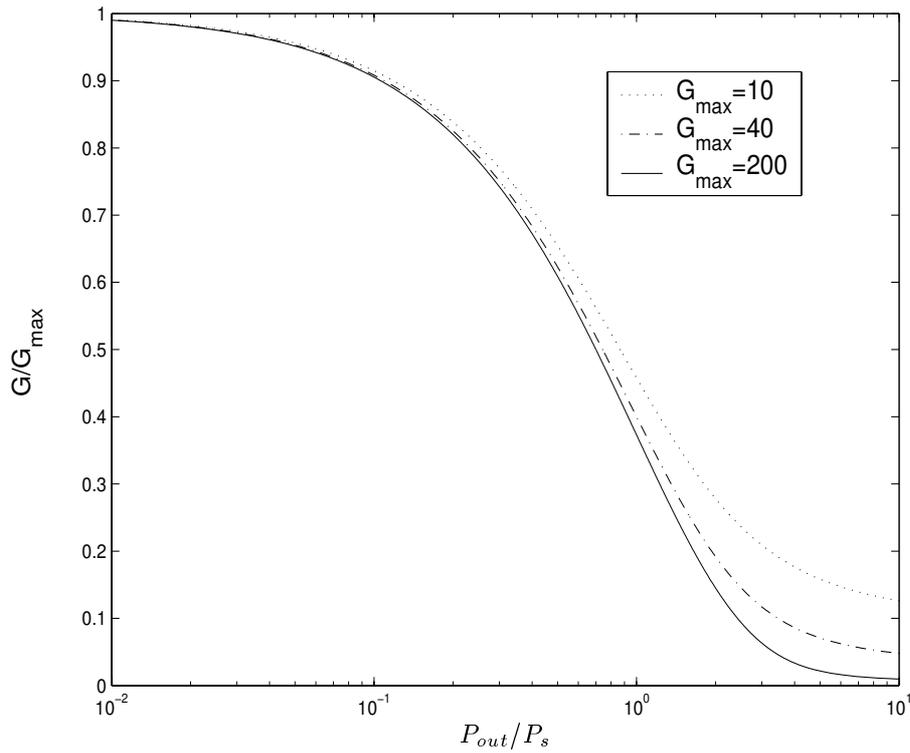


Figura 1.6: Efeito da compressão do ganho devido à saturação óptica.

$$h_{max} = g_0L \quad (1.11)$$

Usando este resultado na equação 1.8 conclui-se que o ganho máximo que o SOA pode alcançar é dado por:

$$G_{max} = e^{(g_0 - \alpha_{int})L} \quad (1.12)$$

A Figura 1.1.2 ilustra o decaimento do ganho do SOA, normalizado em relação ao ganho máximo, em função do nível de sinal de saída. O ganho G_{max} se refere ao ganho máximo do dispositivo desconsiderando a perda interna (α_{int}). Nota-se que a medida em que a potência de saída se aproxima do valor da potência de saturação, ocorre uma acentuada redução no ganho final do dispositivo. Quanto maior for o valor de G_{max} , mais pronunciado será o efeito da saturação e portanto menor será o ganho.

1.1.3 Coeficiente de ganho g_0

O coeficiente de ganho é o parâmetro da equação 1.1 que determina a máxima taxa de ganho ($\frac{dP}{dz}$) que pode haver em uma dada seção do SOA. Ele depende de diversos parâmetros, entre eles a corrente polarização e o volume da cavidade. Uma aproximação linear é apresentada como [10]:

$$g_0 = \Gamma a N_0 \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right) [neper/cm] \quad (1.13)$$

onde:

Γ - fator de confinamento

I_0 - corrente de limiar ou corrente de transparência

N_0 - número de portadores na transparência

a - coeficiente de ganho da seção transversal

Definindo-se o parâmetro funcional $k = \Gamma a N_0$, a equação 1.13 pode ser escrita como:

$$g_0 = k \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right) \quad (1.14)$$

A equação 1.14 ilustra a dependência linear de g_0 com a corrente de polarização. É importante lembrar que isso é apenas uma aproximação, válida dentro de um determinado intervalo de valores de corrente. Obviamente, caso se aumente consideravelmente a corrente de excitação, tende-se a uma condição de saturação do dispositivo (a equação linear 1.14 não é mais válida), impedindo que g_0 aumente

na mesma proporção. Este efeito tende a distorcer um pouco a resposta do modelo quando se está operando em regime de correntes elevadas.

1.1.4 Perdas

Para analisar a resposta estática de um SOA real, deve-se considerar as perdas externas à região ativa do material. Neste modelo, consideram-se dois tipos de perdas: perdas internas (α_{int}) e as perdas de acoplamento. A perda interna ocorre dentro da região ativa do SOA e é responsável pela redução do ganho longitudinal líquido ($g_{0-liquid} = g_0 - \alpha_{int}$).

No programa realizado nesse trabalho, considerou-se o efeito da perda interna a cada passo do cálculo da potência ao longo do SOA, conforme equação 1.9. Isso representou uma melhoria em relação a simulações anteriores [9]. Neste trabalho, a equação 1.3 foi resolvida desconsiderando a perda interna, sendo esta incluída somente no final do processo conforme a equação 1.8. Ao se resolver a equação 1.9 desconsiderando a perda interna, obtém-se um perfil maior de potência ao longo do SOA. Isso resulta em um perfil do coeficiente de ganho $g(z)$ menor, resultando em um valor de h também menor (equação 1.7). Ao se calcular a potência de saída por meio da equação 1.8, obtém-se um valor de P_{out} um pouco menor que o obtido no programa implementado neste trabalho.

As perdas de acoplamento ocorrem nas lentes de acoplamento entre as fibras e a entrada ou saída da região ativa do SOA. Devido à sua construção simétrica, pode-se considerar que a perda de inserção na entrada é aproximadamente igual à da saída.

Como condição inicial para equação 1.9, utiliza-se o valor $P_{init} = \alpha_{acp} P_{in}$ ao invés do valor de P_{in} diretamente, de forma a serem consideradas as perdas de acoplamento. Conforme equação 1.8, a potência de saída passa a ser calculada por:

$$P_{out} = \alpha_{acp}^2 P_{in} e^{(h - \alpha_{int} L)} \quad (1.15)$$

Nesta equação o termo α_{acp}^2 inclui a perda de acoplamento tanto para a entrada quanto para a saída.

A Figura 1.7 ilustra o efeito das perdas sobre um sinal atravessando um SOA que está operando numa condição sem ganho ($g_0 = 0$). As regiões 1 e 3 representam atenuações devido aos acoplamentos, e a região 2 a atenuação devido à perda interna.

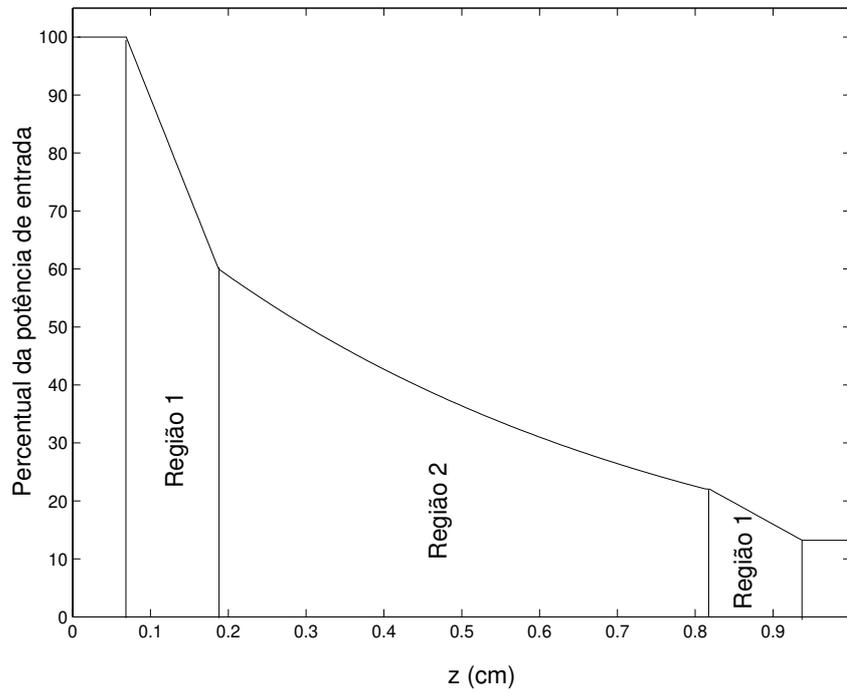


Figura 1.7: Decaimento da potência devido às perdas.

1.1.5 Parâmetros do Modelo estático

A simulação da resposta de um SOA, para uma certa potência óptica de entrada, emprega as equações 1.9, 1.15 e 1.14, e utilizam os seguinte parâmetros.

Parâmetro	Descrição
k	coeficiente de proporcionalidade para cálculo de g_0 conforme equação 1.14
I_0	corrente de limiar
P_s	potência óptica de saturação
α_{int}	perda interna intrínseca, (ver seção anterior)
α_{cpl}	perdas de acoplamento, (ver seção anterior)
L	comprimento longitudinal da região ativa do SOA

Tabela 1.1: Tabela de parâmetros

Estes seis parâmetros, muitas vezes, são de difícil determinação, principalmente para um SOA já encapsulado, o que dificulta a implementação do modelo para a simulação do SOA. A proposta principal deste trabalho é estabelecer um conjunto de ensaios simples e rápidos em laboratório, que em conjunto com um algoritmo de ex-

tração de parâmetros, possa encontrar de uma forma mais precisa estes parâmetros.

1.1.6 Considerações sobre Ruído

O modelo estático do SOA, apresentado nas seções anteriores, não considera os efeitos do ruído, e isso torna o modelo mais impreciso quando se está trabalhando com níveis baixos de sinal (potência óptica). Da mesma forma que os dispositivos eletrônicos (resistores, diodos e amplificadores), o SOA gera ruído internamente e também amplifica o ruído presente no sinal de entrada, de modo que a relação sinal ruído na saída é sempre menor que na entrada. Porém, diferentemente dos amplificadores eletrônicos, no SOA o ruído altera seu funcionamento de maneira mais complexa. Isso ocorre porque os fótons de ruído amplificados também consomem portadores, de modo que o coeficiente de ganho $g(z)$ acaba sendo reduzido, e consequentemente, o ganho do dispositivo também.

O ruído gerado internamente no amplificador é denominado ASE. Este processo ocorre devido à geração espontânea de fótons dentro da região ativa do SOA sempre que um átomo excitado transita espontaneamente para um estado de menor energia. Parte desses fótons caminham na direção longitudinal do SOA e são amplificados pelo processo de emissão estimulada, consumindo então portadores que seriam usados para amplificação dos sinal. A quantidade de fótons gerados por emissão espontânea por unidade de tempo e por unidade de comprimento depende da densidade de portadores e do tempo médio de vida destes portadores τ_c .

Para inserção de um parâmetro que represente o ruído ASE gerado, a equação 1.9 foi modificada, sendo agora:

$$\frac{dP(z)}{dz} = \left(\frac{g_0}{1 + \frac{P}{P_s}} - \alpha_{int} \right) P + \beta \quad (1.16)$$

Nesta equação, o termo β está relacionado à taxa de geração de fótons de ruído no eixo do amplificador por unidade de tempo e de comprimento. Os valores de β utilizados foram retirados de [8], estando na faixa entre 10^{-2} e 10^{-6} W/cm. Através de tentativas, comparando-se a resposta do modelo com os resultados experimentais, determinou-se que $\beta = 9$ mW/cm produzia uma boa concordância entre modelo e experimento. A arranjo experimental utilizado neste experimento será apresentado detalhadamente no Capítulo 2, e os parâmetros utilizados são valores bem próximos aos apresentados no Capítulo 3, tabela 3.5, segunda coluna.

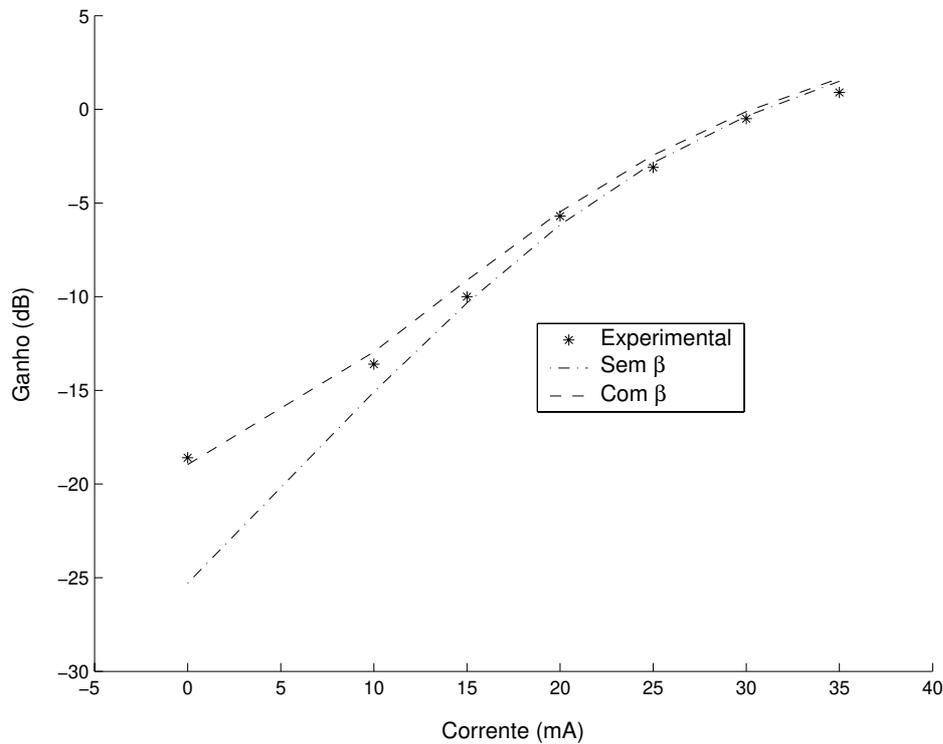


Figura 1.8: Resposta do modelo estático com a inserção de β usando $P_{in} = -2$ dBm.

A Figura 1.8 ilustra o efeito da inserção do termo de ruído β no modelo. Pode-se observar que, para pequenas correntes de polarização, a resposta do modelo se aproximou bem mais do resultado experimental. Isso ocorre porque nesta situação a maior parte da potência óptica medida pelo instrumento (ver Figura 2.18) é potência de ruído. Para efeito de simplificação, este parâmetro não foi introduzido nem no algoritmo de extração de parâmetros apresentado adiante, nem no algoritmo ajuste de dados, também apresentado a seguir. O valor de β foi fixado em 9 mW/cm. No Capítulo 3 serão apresentados em maiores detalhes os resultados obtidos através da simulação do SOA usando o modelo estático aqui apresentado, com a inserção do termo de ruído.

1.2 Análise Dinâmica

A resposta do SOA para sinais que estão variando no tempo foi introduzida por Agrawal e Olsson [10] e também está contido na referência [13]. A teoria de propagação de pulsos em amplificadores ópticos aproxima esse dispositivo como um

sistema de dois níveis (banda de valência e banda de condução), sem interação entre sí, com energias de transição estendendo-se sobre todo o intervalo das bandas de valência e condução. Entretanto, esta modelagem ainda é difícil de ser implementada. Simplificações consideráveis podem ser feitas, caso a largura do pulso for assumida como muito maior do que o tempo de relaxação intra-bandas. Nesse tipo de aproximação, a região ativa do SOA responde ao campo elétrico \vec{E} como descrito pela equação de taxa [10]:

$$\frac{\partial N(z, t)}{\partial t} = D\nabla^2 N(z, t) + \frac{I}{qV} - \frac{N(z, t)}{\tau_c} - \frac{a(N(z, t) - N_0)}{h\nu_0} |\vec{E}|^2 \quad (1.17)$$

onde:

N - densidade de portadores elétricos [m^{-3}]

D - coeficiente de difusão [$m^{-1}s^{-1}$]

I - corrente de polarização [A]

q - carga do elétron [C]

V - volume da região ativa [m^3]

τ_c - tempo de vida dos portadores elétricos [s]

a - coeficiente de ganho da secção transversal

N_0 - densidade de portadores na transparência [m^{-3}]

$h\nu_0$ - energia do fóton [J]

Pode-se observar que a variação temporal da densidade de portadores elétricos depende dos quatro termos do lado direito da equação 1.17, sendo o primeiro devido à difusão de portadores, o segundo à injeção de portadores devido à corrente de polarização, e os dois últimos devidos ao consumo de portadores por emissão espontânea de fótons e à emissão estimulada pelos fótons associados ao campo elétrico \vec{E} .

Para analisar a propagação da onda no interior da região ativa do SOA, pode-se usar a teoria dos "slabs", descrita em [14]. A região ativa funciona como um guia de onda no qual a energia óptica fica confinada.

As equações de Maxwell para os rotacionais dos campos são [15]:

$$\nabla \times \vec{E}(x, y, z, t) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}(x, y, z, t) \quad (1.18)$$

$$\nabla \times \vec{H}(x, y, z, t) = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}(x, y, z, t) \quad (1.19)$$

As relações constitutivas para meios isotrópicos:

$$\vec{D}(x, y, z, t) = \epsilon(x, y, z, t)\vec{E}(x, y, z, t) \quad (1.20)$$

$$\vec{B}(x, y, z, t) = \mu(x, y, z, t)\vec{H}(x, y, z, t) \quad (1.21)$$

Combinando-se adequadamente as equações 1.18, 1.19, 1.20 e 1.21, e considerando que a variação da fonte de corrente é lenta se comparada às frequências ópticas, pode-se escrever a equação para o campo elétrico num meio isotrópico como:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} = -\epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.22)$$

Esta equação vale para o caso em que tanto ϵ quanto μ são funções da posição. No caso da região ativa de um SOA, como se trata de um material não magnético, sua permeabilidade é constante e igual a do vácuo, então tem-se:

$$\mu(x, y, z) = \mu_0 \quad (1.23)$$

Isso permite simplificar a equação 1.24, o que leva a:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\mu_0 \epsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.24)$$

Considerando $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ e $c^2 = \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0}$ tem-se finalmente:

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\frac{\epsilon_r}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.25)$$

Usando a identidade vetorial para o rotacional do rotacional, a equação 1.25 pode ser escrita como:

$$\nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2 \vec{E} = -\frac{\epsilon_r}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (1.26)$$

Admitindo-se que não existem fontes de carga, podemos escrever segunda a equação de Maxwell para o divergente do vetor deslocamento elétrico como:

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (1.27)$$

Substituindo a equação 1.20 em 1.27 e aplicando a identidade vetorial necessária, temos:

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\nabla \epsilon \cdot \vec{E}}{\epsilon} \quad (1.28)$$

Considerando que o valor de ϵ dentro da região ativa seja praticamente constante ou varia suavemente, temos então que seu gradiente é nulo e portanto o primeiro termo da equação 1.26 também se anula. Sendo assim temos:

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{\epsilon_r}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (1.29)$$

A constante dielétrica é dada por:

$$\epsilon_r = n_b^2 - \xi \quad (1.30)$$

onde:

n_b^2 - índice de refração de fundo

ξ - Suceptibilidade devido à densidade de portadores N

O índice de refração de fundo é função das coordenadas transversais e é responsável pelo guiamento por índice dentro do SOA. A suceptibilidade ξ é uma função da densidade de portadores e representa a contribuição da carga do portador dentro da região ativa. A relação de dependência exata de ξ com N é complexa, dependendo entre outras coisas, dos detalhes da estrutura de bandas. Num modelo simplificado, ξ é assumido como sendo [13]:

$$\xi(N(z, t)) = \frac{an_{eff}c}{\omega_0} (\beta_c + j)(N(z, t) - N_0) \quad (1.31)$$

onde:

n_{eff} - índice de modo efetivo

ω_0 - frequência do sinal óptico

β_c - fator de ênfase de largura de linha - tipicamente 3 a 8 para SOAs

Será considerado um único modo de propagação para o SOA com o campo de entrada linearmente polarizado na direção x, mantendo-se assim ao longo de todo o dispositivo. Com essas considerações, pode-se tratar o campo como tendo uma distribuição transversal independente do sentido da propagação descrito como [10]:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = A(z, t)E_x(x, y)e^{j(k_0z - \omega_0t)}\frac{\hat{x}}{2} \quad (1.32)$$

$$k_0 = \frac{n_{eff} \omega_0}{c} \quad (1.33)$$

onde:

\hat{x} - versor unitário de polarização

$E_x(x, y)$ - distribuição transversal do campo elétrico do modo no guia [V/m]

k_0 - número de onda do modo [m^{-1}]

$A(z, t)$ - envoltória de variação temporal lenta

n_{eff} - índice de refração efetivo do modo

c - velocidade da luz no vácuo [m/s]

Substituindo-se a equação 1.32 em 1.29, desprezando as derivadas segundas de A com relação a z e t e integrando nas dimensões transversais, tem-se [10]:

$$\frac{\partial^2 E_x(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_x(x, y)}{\partial y^2} + (n_0^2 - n_{eff}^2)\frac{\omega_0^2}{c^2}E_x(x, y) = 0 \quad (1.34)$$

$$\frac{\partial A(z, t)}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A(z, t)}{\partial t} = j \frac{\omega_0 \Gamma}{2n_{eff}c} \xi A(z, t) - \frac{1}{2} \alpha_{int} A(z, t) \quad (1.35)$$

Onde v_g é a velocidade de grupo e Γ o fator de confinamento. Os parâmetros acima podem ser calculados como:

$$v_g = \frac{c}{n_g} \quad (1.36)$$

$$n_g = n_{eff} + \omega_0 \frac{\partial n_{eff}}{\partial \omega} \quad (1.37)$$

$$\Gamma = \frac{\int_0^w \int_0^d dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} dx dy} \quad (1.38)$$

A solução da equação 1.34, com as devidas condições de contorno, fornece a distribuição transversal da componente do campo elétrico, E_x , e também o índice do modo efetivo n_{eff} . A equação 1.35 descreve a evolução da amplitude da envoltória ao longo do comprimento do amplificador. Os efeitos transversais são incluídos pelo

fator de confinamento Γ . O último termo da equação 1.35 foi incluído para considerar as perdas internas α_{int} experimentadas pelo modo quanto $\xi = 0$. A dispersão da velocidade de grupo devida à derivada segunda do índice de refração com a frequência do campo é desprezível, considerando a pequena dimensão do amplificador.

A equação 1.35 pode ser discretizada e resolvida numericamente, obtendo-se assim a solução temporal e espacial da potência. Este método requer um grande número de cálculos e portanto requer uma maior capacidade computacional para ser aplicado. O método aqui utilizado foi proposto por Agrawal [16] e elimina a análise espacial do problema, concentrando-se apenas na dependência temporal. Com isso o esforço computacional é reduzido drasticamente, permitindo a implementação em computadores comuns. Na Secção 4.3 será apresentada em detalhes a contribuição deste trabalho em relação a este método, que já foi estudado e implementado em trabalhos anteriores [9, 8]. A eliminação da dependência espacial é feita através das substituições [10]:

$$\tau = t - \frac{z}{v_g} \quad (1.39)$$

$$Z = z \quad (1.40)$$

Esta mudança do sistema de variáveis implica em um sistema de referência movendo-se em relação ao amplificador com velocidade igual à velocidade do pulso que se propaga.

A equação 1.17 também pode ser simplificada pelo fato de a largura e a espessura da região ativa serem geralmente menores enquanto o comprimento é muito maior que o comprimento de difusão. Assim, a distribuição transversal da densidade de portadores N é aproximadamente uniforme. Podemos então usar um valor médio como uma boa aproximação e desprezar o efeito da difusão de portadores. Tomando-se a média (eq. 1.17) sobre as dimensões da região ativa, obtemos [10]:

$$\frac{\partial N(z, t)}{\partial t} = \frac{I}{q} - \frac{N(z, t)}{\tau_c} - \frac{g(N(z, t)) |A(z, t)|^2}{h\nu_0} \quad (1.41)$$

O coeficiente de ganho $g(N)$ é definido por:

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0) \quad (1.42)$$

Combinando as equações 1.41 e 1.42 obtém-se:

$$\frac{\partial g(z, t)}{\partial t} = \frac{g_0 - g(z, t)}{\tau_c} - \frac{g(z, t) |A(z, t)|^2}{E_{sat}} \quad (1.43)$$

Onde E_{sat} representa a energia de saturação do amplificador.

$$E_{sat} = \frac{h\omega_0 wd}{a\Gamma} \quad (1.44)$$

Onde w é a largura e d a espessura da região ativa. Separando-se a amplitude e a fase do pulso, temos:

$$A = \sqrt{P} e^{j\phi} \quad (1.45)$$

A potência instantânea do pulso é dada por:

$$P = |A|^2 \quad (1.46)$$

Aplicando-se a mudança de variável à equação 1.35, em conjunto com as equações 1.31 e 1.45, obtem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\frac{\partial P(Z, \tau)}{\partial Z} = (g(Z, \tau) - \alpha_{int}) P(Z, \tau) \quad (1.47)$$

$$\frac{\partial \phi(Z, \tau)}{\partial Z} = -\frac{1}{2}\beta_c g(Z, \tau) \quad (1.48)$$

Reescrevendo a equação 1.43 para o novo sistema de referência e substituindo a equação 1.46 tem-se:

$$\frac{\partial g(Z, \tau)}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g(Z, \tau)}{\tau_c} - \frac{g(Z, \tau) P(Z, \tau)}{E_{sat}} \quad (1.49)$$

Integrando-se a equação 1.49 sobre todo o comprimento do amplificador elimina-se a dependência espacial do problema. Substituindo as equações 1.7 e 1.47 (desprezando o termo α_{int}), obtem-se assim:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{out} - P_{in}}{E_{sat}} \quad (1.50)$$

Substituindo a equação 1.8 (também desconsiderando a perda interna α_{int}) na equação 1.50 tem-se finalmente:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}}{E_{sat}}(e^h - 1) \quad (1.51)$$

Esta equação permite analisar a variação do $h(\tau)$ quando as potências ópticas variam no tempo, conforme descrito anteriormente. É importante lembrar que esta equação não considera o efeito das perdas internas, o que difere do equacionamento para sinais estáticos.

Capítulo 2

Experimentos

Neste capítulo será descrito o trabalho de experimental que permitiu a obtenção dos dados básicos do SOA, os quais dão suporte ao algoritmo de extração dos parâmetros e a comparação com os resultados das simulações. Os experimentos foram realizados no laboratório LAPCOM (Laboratório Avançado de Pesquisas em Comunicações Ópticas e Microondas Prof. Attilio Giarola) sob coordenação do professor Evandro Conforti. Foram desenvolvidos experimentos para medir a impedância de entrada do SOA, o ganho óptico DC e o ganho óptico diferencial. Para aquisição dos valores medidos pelos instrumentos de laboratório, foi desenvolvido um programa que através da interface GPIB faz a leitura dos dados e os transfere para um computador PC.

2.1 Programa de captação dos dados

Para transferir os dados medidos com Network Analyzer (modelo HP8708B) para o PC, foi desenvolvido software específico. Este software foi desenvolvido com o aplicativo "Igor" [17], o qual utiliza uma interface GPIB para fazer a comunicação do computador com o instrumento. O programa de transferência executa basicamente as seguintes tarefas:

- inicializa o porta GPIB;
- configura o instrumento para a medida desejada;
- transfere os dados e exibe os dados lidos;
- salva os dados em formato ASCII.

A cada comando de transferência, é enviado pelo instrumento um conjunto de

1601 pontos de medição para o PC. A transferência é feita no format IEEE-64bits. Os dados lidos são colocados em uma estrutura interna de dados suportada pelo "Igor", chamada 'WAVE'. Esta estrutura se assemelha a uma tabela de 2 colunas e 1601 linhas. Um 'WAVE' está apto a receber valores reais ou complexos, de acordo com o tipo de medida feito pelo instrumento. Quando se está trabalhando com valores complexos, o instrumento envia para cada, ponto de freqüência, um par de valores, um real e outro imaginário. Quando se está trabalhando com valores reais, o instrumento também manda um par de valores, porém o primeiro é sempre nulo. Cada par de valores é armazenado em uma linha da estrutura 'WAVE', sendo o valor real na primeira coluna e o imaginário na segunda.

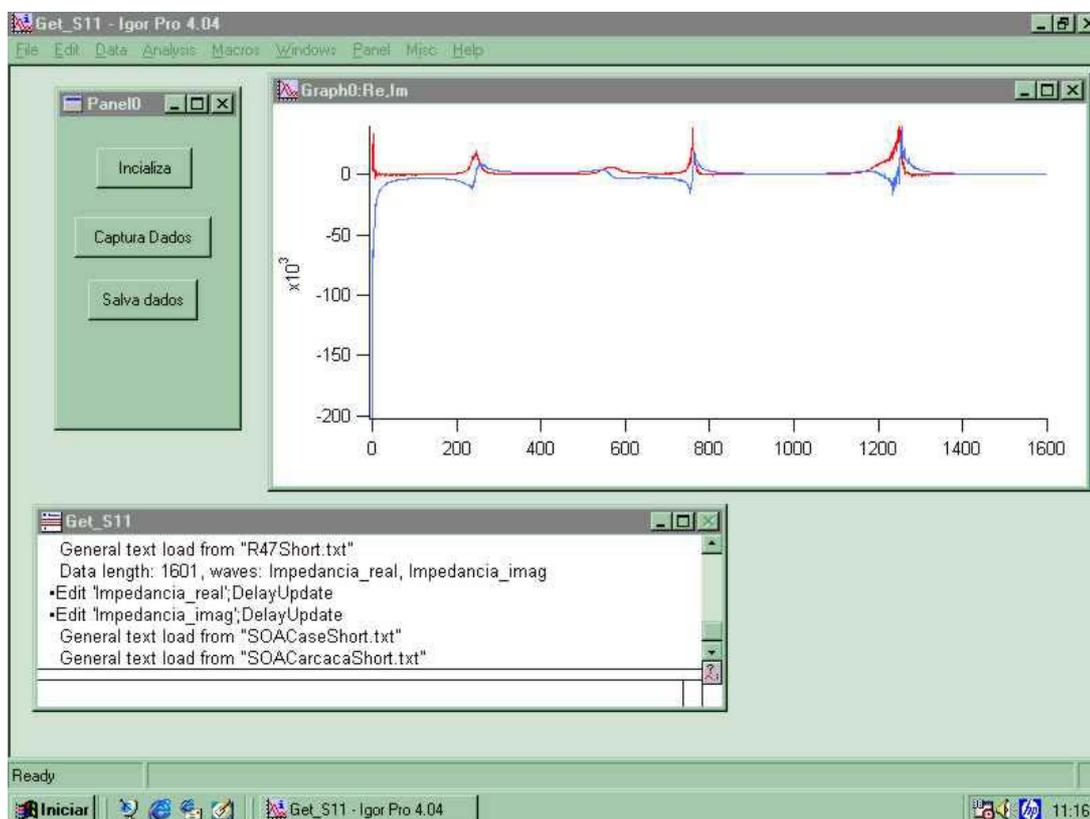


Figura 2.1: Janela do programa de aquisição dos valores de impedâncias.

As Figuras 2.1 e 2.2 ilustram a janela de operação dos programas de aquisição dos dados, sendo a primeira a do programa de aquisição dos parâmetros da matriz de espalhamento dadas por S11 e a segunda por S12. À direita das imagens pode-se observar o gráfico dos valores obtidos, que é gerado no mesmo instante que os dados

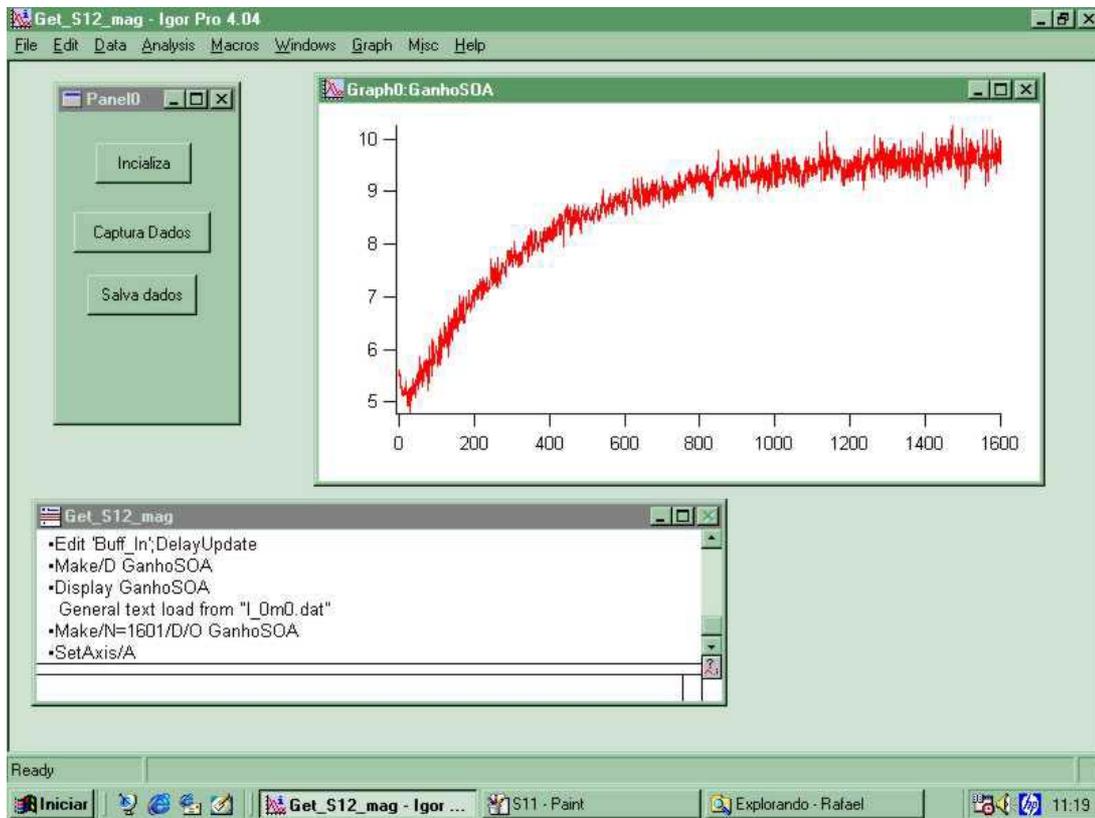


Figura 2.2: Janela do programa de aquisição dos valores de ganho diferencial

são capturados do instrumento. À esquerda temos uma caixa de comandos 3 botões.

O botão INICIALIZA inicializa a porta GPIB e envia comandos que ajustam o instrumento para a medida desejada. Estes ajustes definem o tipo de medição que está sendo feito (ex: S11, S12 etc), a faixa de frequência que será usada, o número de pontos tomados etc. O botão "captura" inicia e envia um comando de transferência para o instrumento, armazena os valores transmitidos na "WAVE" e gera o gráfico desses valores. O botão "Salva" pede o nome de um arquivo para nele salvar os valores armazenados na "WAVE" em formato ASCII.

2.2 Impedância de entrada

Conforme foi descrito no capítulo inicial, o SOA possui uma porta elétrica na qual aplica-se a corrente de polarização. No seu uso convencional, o SOA trabalha com um valor de corrente fixa, de acordo com as especificações do dispositivo e o

ganho desejado. Porém, pode-se medir uma impedância de pequenos sinais nesta porta definida como:

$$Z = \frac{\Delta V}{\Delta I} \quad (2.1)$$

Onde Z representa a impedância para pequenos sinais do SOA, ΔV a variação da tensão e ΔI a variação da corrente. Os valores de incrementos devem ser suficientemente pequenos para se fazer uma aproximação linear da curva estática de Tensão x Corrente (modelo de pequenos sinais). A impedância do SOA foi medida sob diferentes valores de potência óptica aplicada à porta de entrada do SOA (0 mW, -10 dBm, e -3 dBm), sendo que para cada um desses regimes variou-se a corrente de polarização na faixa de 0 a 70mA.

2.2.1 Aparato experimental

Para medir a impedância do SOA, foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Fonte de luz monocromática (laser Agilent modelo 83403C, $\lambda = 1.55\mu m$).
- Fonte de tensão DC regulada ajustável (HP modelo 6115A).
- Network Analyzer modelo (HP modelo 8702B).
- Computador Pentium II com software de aquisição de dados.
- Estrutura de alimentação e proteção do SOA.

Os valores de impedância foram determinados através da medição do coeficiente de reflexão S_{11} pelo Network Analyzer e calculados pelo programa de captação de dados por meio da expressão:

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (2.2)$$

Onde Z_0 é a impedância característica do equipamento (50 Ω).

A Figura 2.3 ilustra o aparato experimental usado na medição da impedância do SOA. As Figuras 2.4 e 2.5 mostram em detalhes a estrutura de alimentação e proteção elétrica. A terminação da linha de transmissão proveniente do Network Analyzer está rigidamente fixada à estrutura de alimentação. O condutor externo está soldado a uma chapa que forma um plano de terra se estendendo até a base do encapsulamento metálico do SOA. O condutor interno está conectado diretamente a um resistor SMD (surface mounting device) de 47 Ω que protege o SOA de surtos de

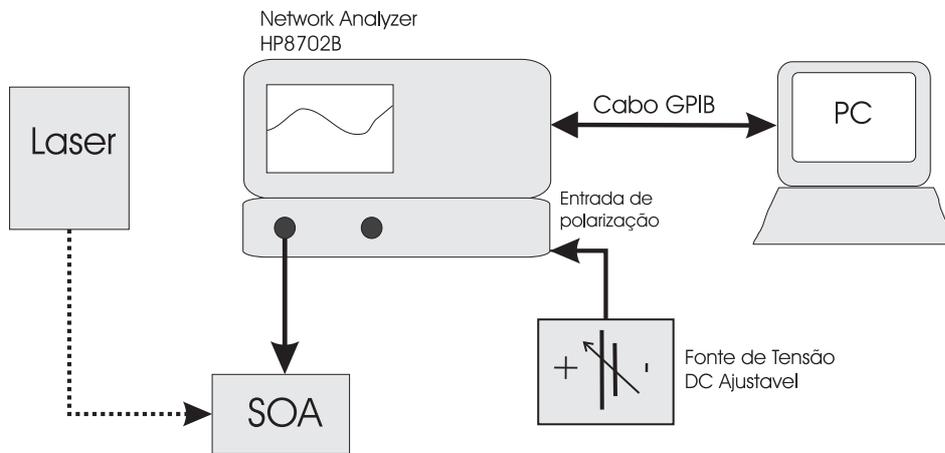


Figura 2.3: Montagem para medição da impedância elétrica do SOA.

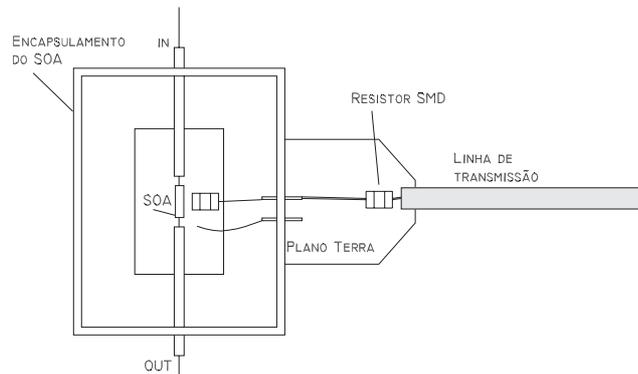


Figura 2.4: Vista superior da estrutura de alimentação e proteção elétrica.

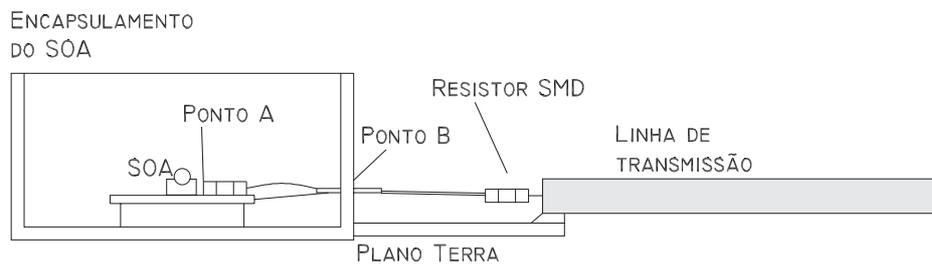


Figura 2.5: Vista lateral da estrutura de alimentação e proteção elétrica.

tensão produzidos pela fonte DC. O outro terminal do resistor é ligado ao terminal de polarização do SOA por meio de um fio rígido.

As Figuras 2.6 e 2.7 mostram fotos tiradas da parte interna de um SOA, corre-

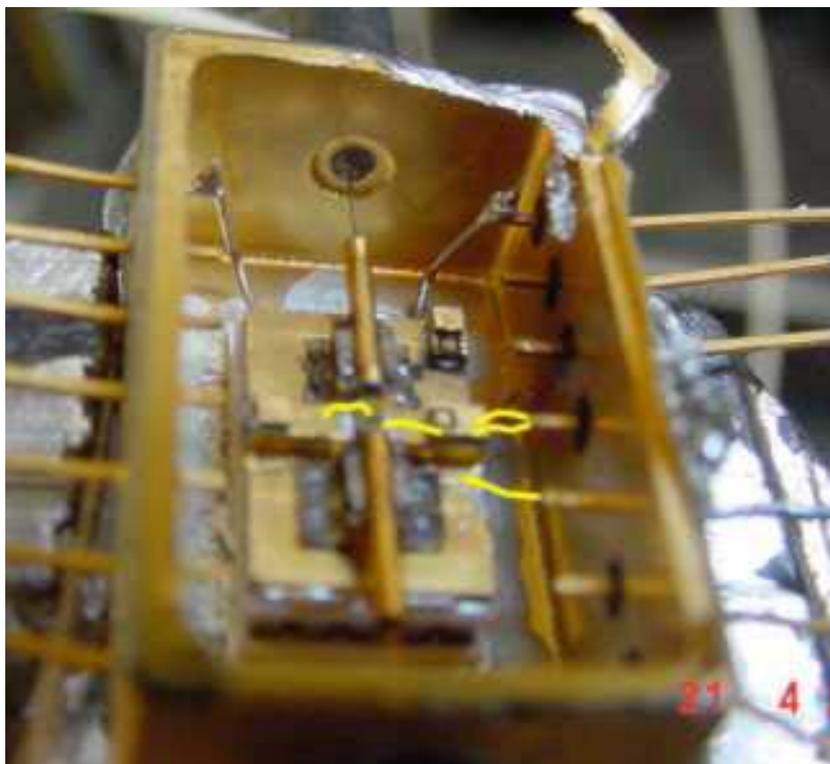


Figura 2.6: Foto do SOA 1

spondentes ao desenho da Figura 2.4. Os traços em branco indicam a posição dos fios de ligação internos, que são muito delgados. Na Figura 2.6 temos uma visão mais aproximada da região interna do SOA, onde podem-se observar os cilindros de fixação da fibra óptica e, no meio, uma região escura que corresponde ao semicondutor que forma região ativa do SOA. Os traços desenhados na figura também indicam os fios de conexão interna. Pode-se notar nesta foto um objeto em forma de tijolo, que é na verdade um suporte intermediário entre o terminal de entrada e o SOA.

A partir de certa frequência, os terminais elétricos de alimentação do SOA, o encapsulamento e o resistor exercem uma grande influência no valor medido, pois as indutâncias dos fios, e as capacitâncias dos suportes tornam-se muito acentuadas. O próprio resistor SMD a partir, de uma certa frequência, deixa de se comportar puramente como um resistor. As influências dos elementos parasitas dificulta a determinação da impedância SOA.



Figura 2.7: Foto do SOA 2.

2.2.2 Modelagem dos elementos parasitas

Conforme dito anteriormente, a fim de se determinar a impedância do SOA, é preciso modelar elétrica a estrutura de alimentação.

A Figura 2.8 ilustra o modelo inicial da estrutura de alimentação, mostrando os pontos de aterramento usados durante a investigação do modelo. Pode-se observar o resistor SMD, um indutor L_s (formado pelo fio de ligação do resistor SMD ao ponto B - Figura 2.5), um quadripolo passivo representado por $Y(j\omega)$ e o SOA representado por uma pequena resistência. Os pontos A e B correspondem aos pontos mostrados na Figura 2.5.

Os testes feitos para se determinar a aproximação inicial do modelo foram: a

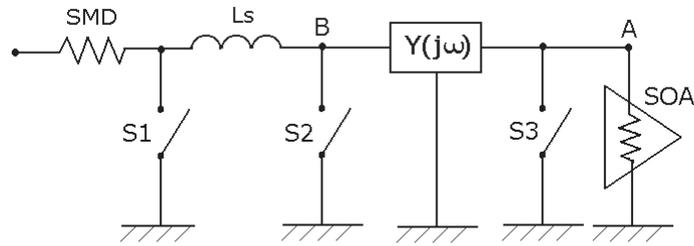


Figura 2.8: Aproximação inicial do modelo da estrutura de alimentação.

resposta em frequência do resistor SMD; a impedância da estrutura quando se curto circuita no ponto A (Figura 2.8), e a resposta da estrutura quando curto circuita-se no ponto B (Figura 2.8). Os testes foram feitos com o SOA operando sob diferentes regimes de potência óptica e corrente de polarização. Observou-se que a potência óptica não causa variações perceptíveis nas medições.

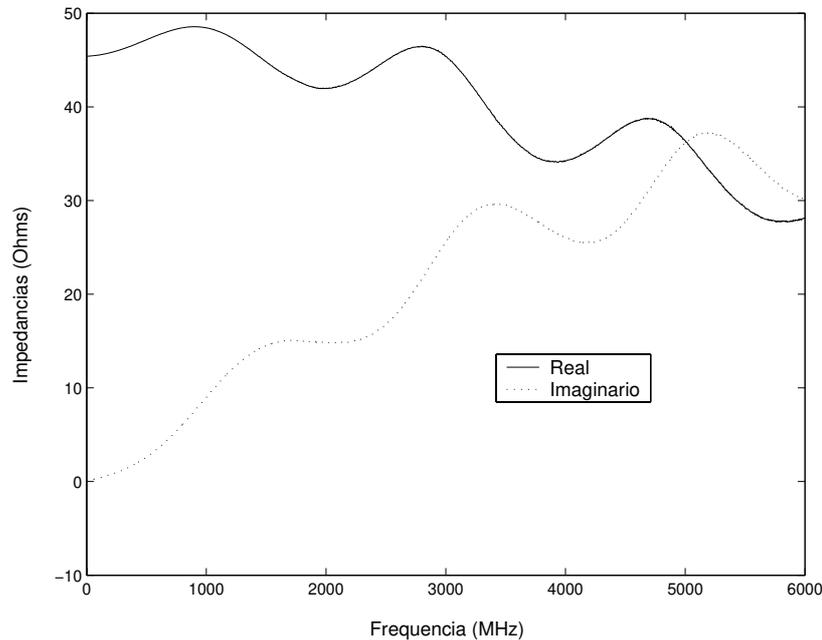


Figura 2.9: Impedância do resistor SMD em função da frequência.

A Figura 2.9 ilustra a impedância somente do resistor SMD. Foi obtida, soldando-se o resistor o mais próximo possível da terminação da linha de transmissão (chave S_1 em curto - Figura 2.8). A Figura 2.10 ilustra a impedância da estrutura quando

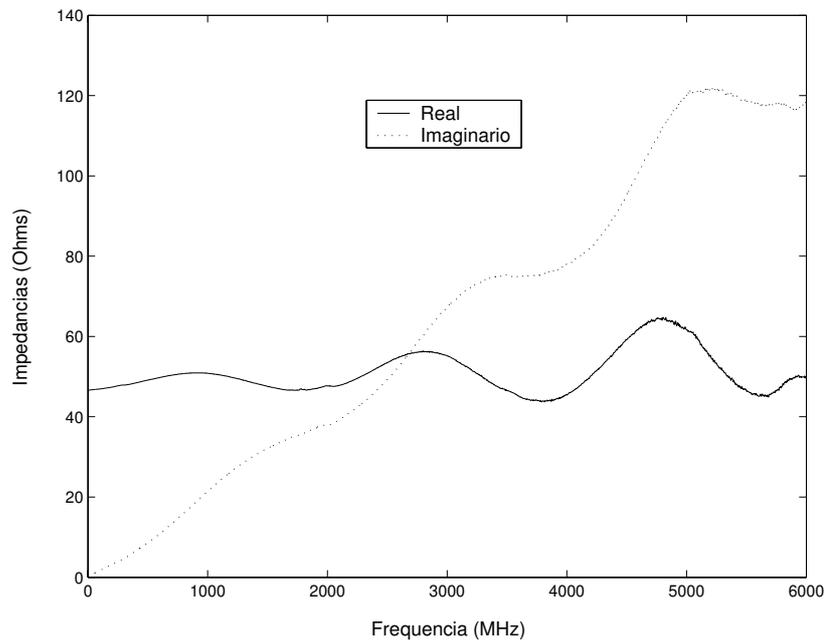


Figura 2.10: Impedância da estrutura com curto-circuito no ponto B.

coloca-se um curto circuito no ponto B (Figura 2.5), que foi feito soldando-se uma folha de cobre entre este ponto e a carcaça do SOA. Isso equivale a fechar a chave S_2 na Figura 2.8. Pode-se observar que houve um aumento da parte imaginária, devido à indutância L_S .

Caso subtraírem-se as reatâncias dos gráficos das Figuras 2.9 e 2.10, obtem-se então a parcela de reatância inserida pela indutância L_s , e com isso, pode-se fazer uma estimativa do seu valor.

A Figura 2.11 ilustra a diferença das reatâncias mostradas nas Figuras 2.10 e 2.9, ou seja a parcela de reatância adicionada por L_s quando se insere este laço no circuito. Nesta configuração (chave S_2 fechada), pode-se aproximar o modelo como sendo formado pelo resistor SMD em série com a indutância do fio. Apesar de haver influência da resistência do fio, esta é muito menor do que a influência da indutância e por isso a análise foi enfocada na determinação da indutância .

Calculando o valor da indutância ($L_s = \frac{X_L}{2\pi f}$) para cada ponto do gráfico da Figura 2.11, obtem-se o gráfico da Figura 2.12. Este gráfico indica que o fio que liga o SMD ao terminal do SOA realmente se comporta de maneira próxima a um indutor cujo o valor está próximo de $2,2nH$. Os testes a seguir foram feitos para

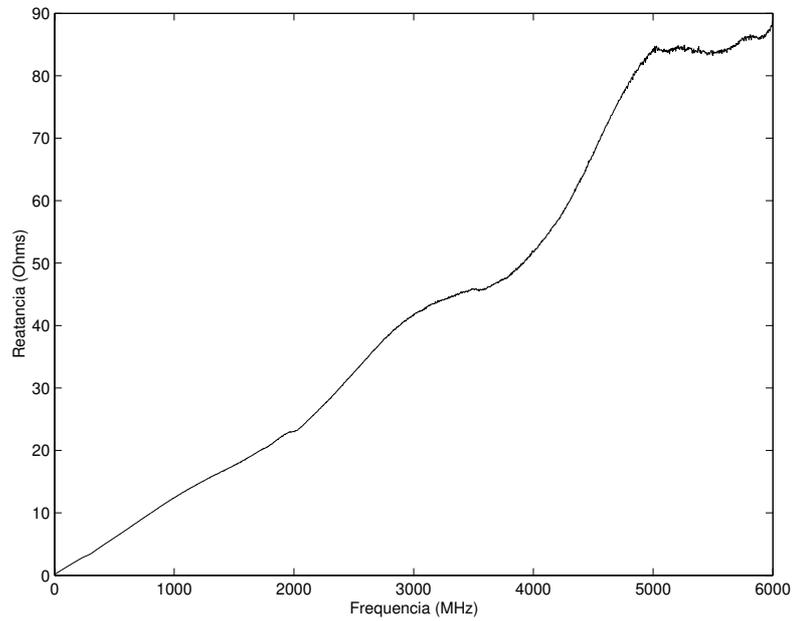


Figura 2.11: Reatância devido puramente ao fio de conexão de entrada.

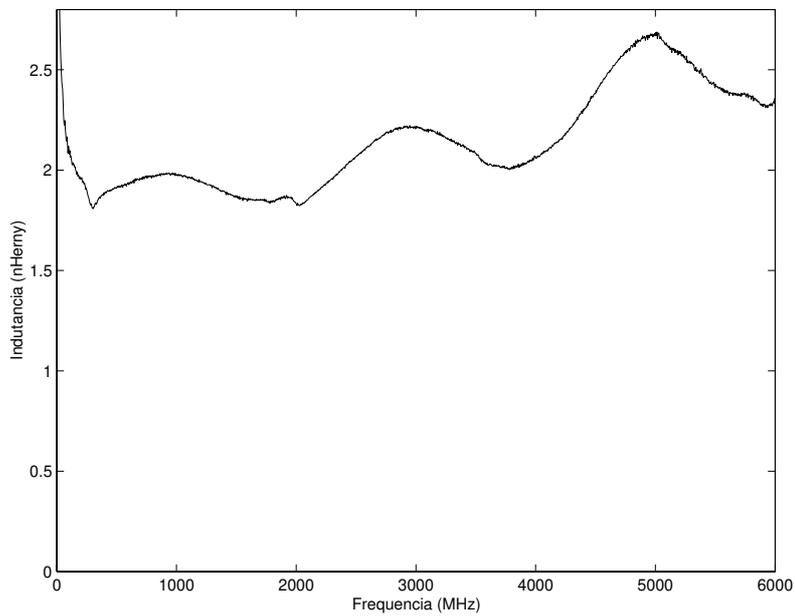


Figura 2.12: Impedância do fio de conexão de entrada.

gerar informações que permitissem criar um modelo para os elementos internos do capsulamento, incluindo o efeito do terminal de entrada. Todos estes elementos formam uma rede passiva e estão representados na Figura 2.8 como $Y(j\omega)$.

Para se obter mais conhecimento sobre os elementos internos da estrutura de alimentação, foi utilizado um SOA queimado, onde foi removido a parte superior do encapsulamento de modo a permitir observar seu interior. Inicialmente curto-circuitou-se a estrutura diretamente no ponto A (Figura 2.5), utilizando um fio fino de cobre que faz então a ligação o contato do ponto A e a base da estrutura (terra).

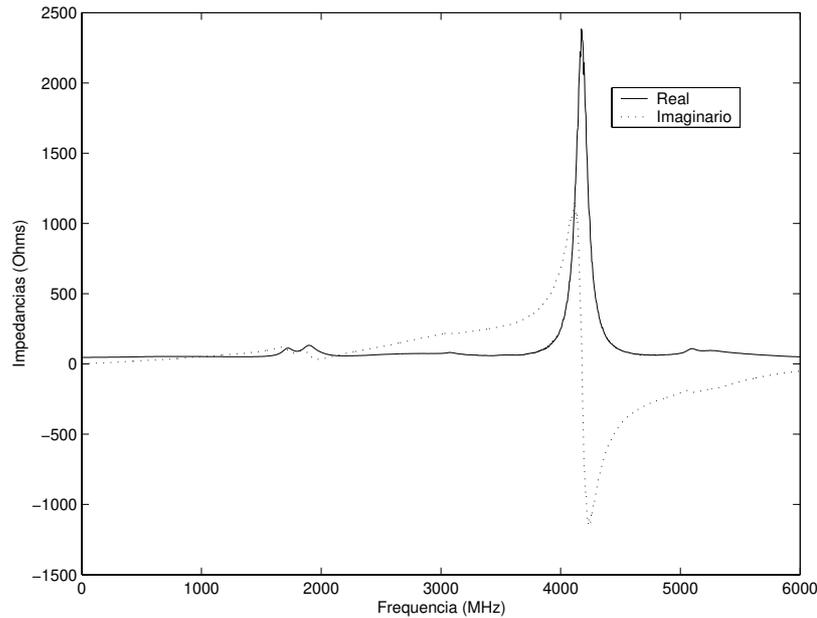


Figura 2.13: Impedância da estrutura com curto-circuito no ponto A

A Figura 2.13 ilustra a impedância da estrutura com o curto circuito no ponto A (chave S_3 - Figura 2.8). Este ponto é a posição onde a região ativa efetivamente está localizada e, nesta configuração, $Y(j\omega)$ entra no circuito. A inserção deste novo ramo no circuito tornou a impedância vista da entrada algo bem mais complexo, havendo agora pontos de ressonância que não haviam anteriormente.

Se fosse possível injetar a corrente de polarização diretamente no ponto A, não haveria as indesejadas influências elétricas dos elementos parasitas. Curto circuitando este ponto, está-se retirando da estrutura a região ativa do SOA, cuja impedância é o que se deseja medir.

Seguindo a seqüência de experimentos para investigarem-se os elementos parasitas internos do capsulamento $Y(j\omega)$, outra medição foi feita. Porém, agora foi removido do circuito a o SOA (abrir ponto A na Figura 2.8). A Figura 2.14 ilustra a impedância da estrutura nesta condição. Também pode-se notar que há pontos de

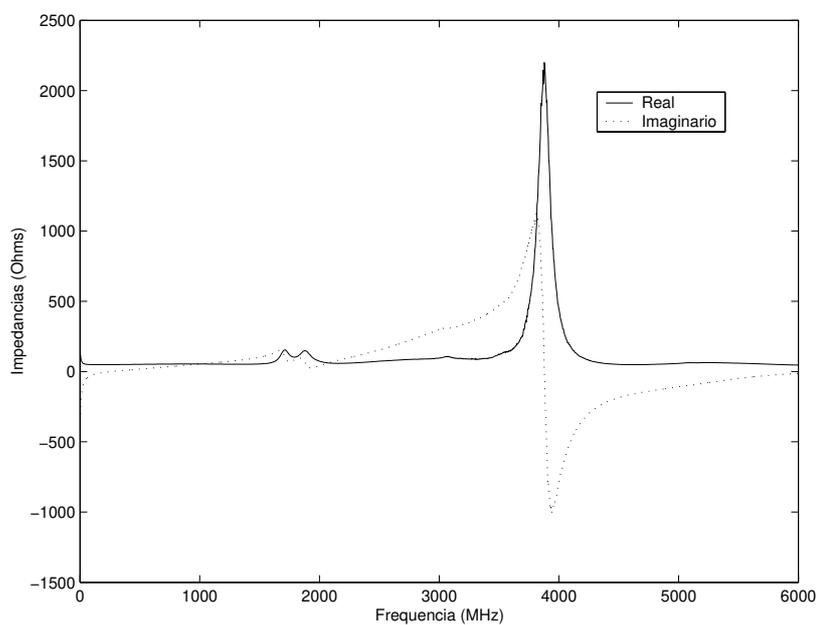


Figura 2.14: Impedância da estrutura com ponto A aberto

ressonância, porém em frequências diferentes. Análise complementares podem ser feitas com base nos dados gerados com os experimentos acima, a fim de se determinar a resposta do SOA, em toda a faixa analisada.

2.2.3 Resposta em alta frequência

Como foi dito na subsecção 2.2.2, o efeito das indutâncias e capacitâncias parasitas, tornam-se muito acentuados nas frequências mais elevadas, inclusive havendo pontos de ressonância. Isso torna difícil a observação da impedância do SOA, que pela natureza da junção semicondutora, apresenta um valor baixo.

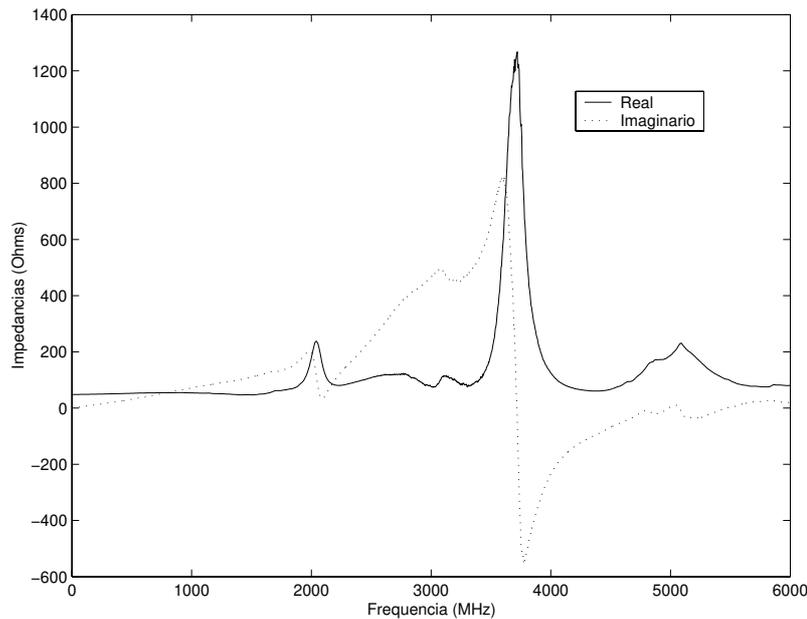


Figura 2.15: Visão geral impedância do SOA com efeito da estrutura de polarização.

A Figura 2.15 ilustra a resposta geral da estrutura de alimentação, com o SOA operando com uma potência óptica incidente de -3dBm e polarização de 20mA .

2.2.4 Resposta em Baixa frequência

Em baixas frequências, é possível observar diretamente a impedância do SOA. As Figuras 2.16 e 2.17 ilustram a parte real e imaginária da impedância do SOA em baixas frequências, em função da corrente de polarização e da frequência. Estes gráficos foram tomados com uma potência óptica de -3dBm . Os gráficos para as potências ópticas de $-\infty\text{dBm}$ e -10dBm também foram observados, e são idênticos. De uma forma geral, notou-se que quando o SOA está operando assim de uma certa corrente (aprox. 5mA), sua impedância muda rapidamente de um circuito aberto para um circuito resistivo com valor aproximado de $2.7\ \Omega$. Este valor mantém-se

praticamente constante para valores maiores de corrente. Também conclui-se que a potência óptica exerce muito pouca influência na impedância do SOA.

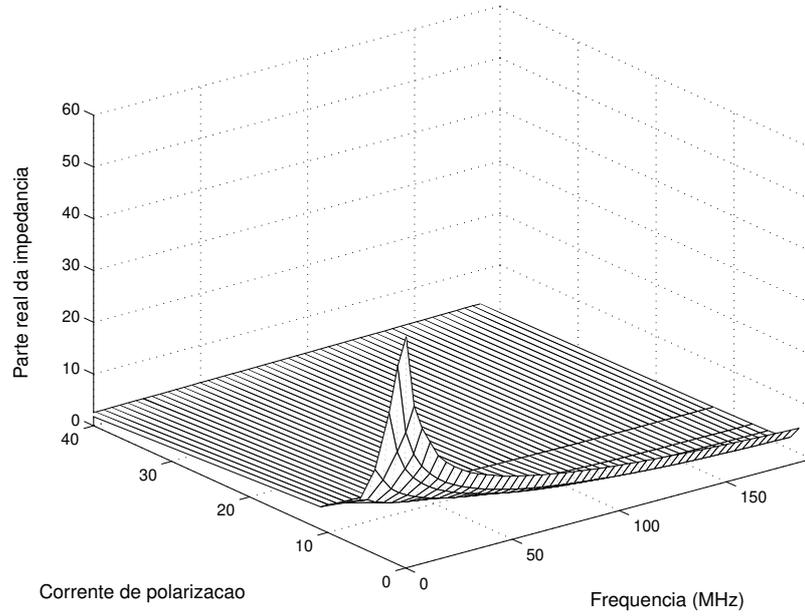


Figura 2.16: Parte real da impedância do SOA para $P_{in}=-3\text{dBm}$, até 160MHz.

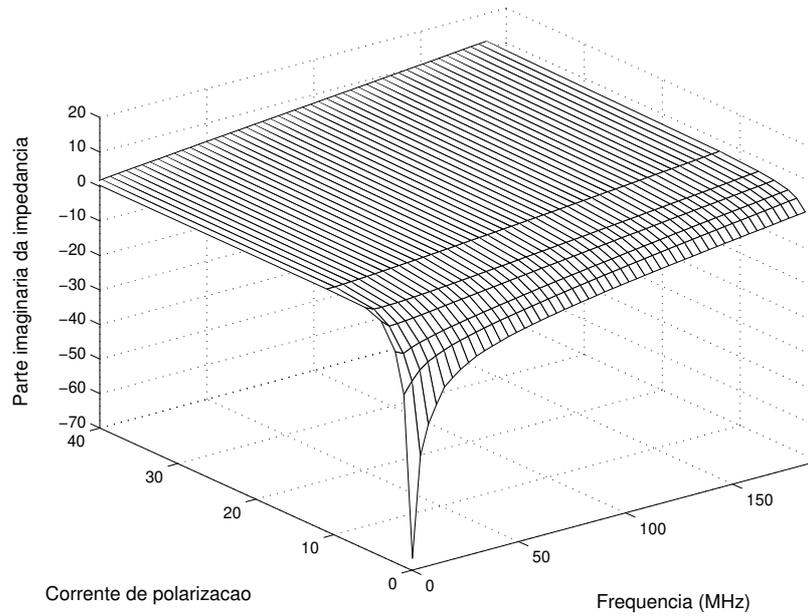


Figura 2.17: Parte imaginária da impedância do SOA para $p_{in}=-3\text{dBm}$, até 160MHz

2.3 Ganho DC

A medição do ganho DC tem por objetivo medir a resposta do SOA sob regime de onda contínua (CW), quando se varia a potência óptica aplicada e a corrente de polarização. Para este experimento foram utilizados os seguinte equipamentos:

- Fonte de luz monocromática (laser Agilent modelo 83403C, $\lambda = 1.55\mu m$).
- Fonte de tensão DC regulada ajustável (HP modelo 6115A).
- Atenuador.
- Polarizador (Photonetics).
- Isolador.
- Sensor óptico (Anritsu modelo MA9302A).
- Medidor de potência óptica digital (Anritsu modelo ML910A).

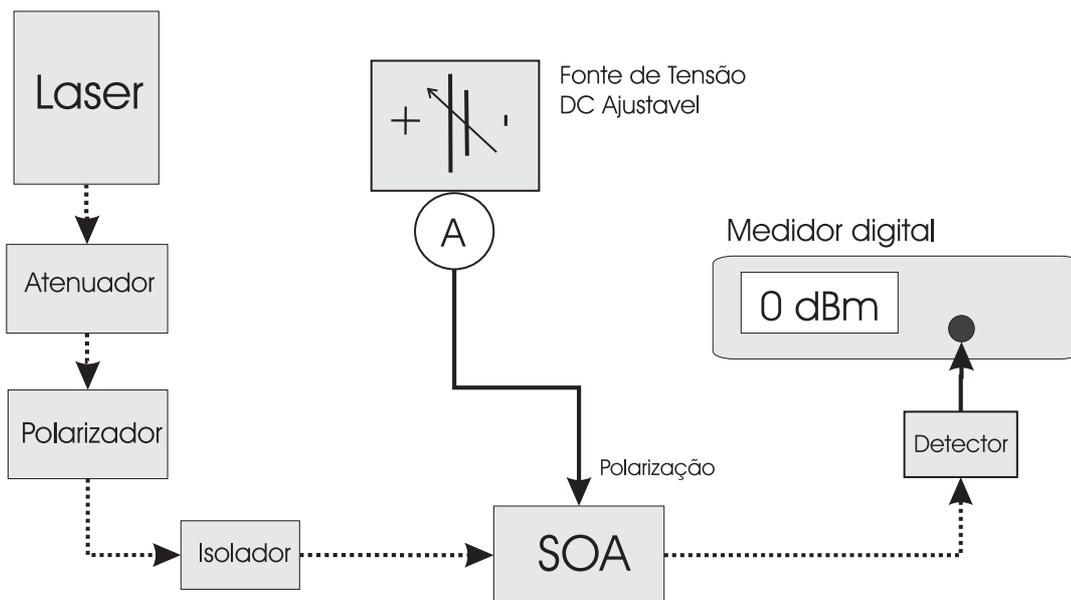


Figura 2.18: Montagem para medição do ganho DC

A Figura 2.18 ilustra o arranjo experimental utilizado para medição do ganho CW. A ligação do laser ao SOA foi feita através do isolador óptico, do polarizador e do atenuador, de modo a permitir o ajuste da intensidade e da polarização da luz incidente na entrada do SOA. Como a polarização da luz influencia o ganho do SOA, foi feito um procedimento de ajuste de polarização. O ponto de polarização correta foi determinado, quando observou-se, no medidor digital, o valor máximo de

leitura para a potência de saída do SOA, ao variar-se o controle de polarização.

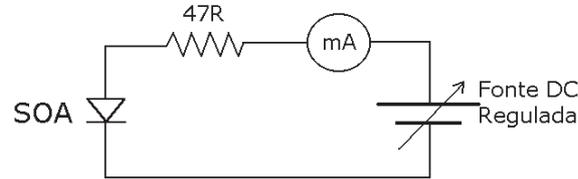


Figura 2.19: Circuito de polarização DC

A curva corrente x tensão para o SOA se assemelha muito à de um diodo PN, o que requer algum cuidado com o circuito de polarização, sendo o mais apropriado uma fonte de corrente. No experimento realizado, utilizou-se uma fonte de tensão em série com um resistor de 47Ω para improvisar uma fonte de corrente, conforme mostrado na Figura 2.19. Nesta Figura o SOA está representado como um diodo PN. A leitura do valor de corrente aplicada foi feita diretamente no mili-amperímetro da fonte.

A potência óptica do sinal de saída do SOA foi medido com um medidor de potência óptica digital (Anritsu modelo ML910A). Este medidor utiliza um sensor óptico de espectro largo, o que torna as leituras mais imprecisas devido ao ruído presente. Este problema se torna mais crítico quando se está trabalhando com potências ópticas baixas.

A Figura 2.20 mostra o espectro do laser utilizado no experimento e foi medido com o analisador de espectro óptico (Anritsu MS96A). A medição foi feita com uma atenuação de 14.8 dB. Portanto, o sinal de saída do laser está 14.8 dB acima dos valores exibidos.

2.3.1 Metodologia

A metodologia para a medição do ganho DC do SOA se resume aos seguintes passos:

1 - Ajuste da potência de entrada: A potência de entrada foi ajustada por meio de atenuadores, já que o laser usado não permite variação da intensidade. Uma vez inserido o atenuador, é feito então uma verificação da potência de sinal com o medidor digital.

2 - Polarização do sinal: A polarização do sinal óptico aplicado na entrada do SOA

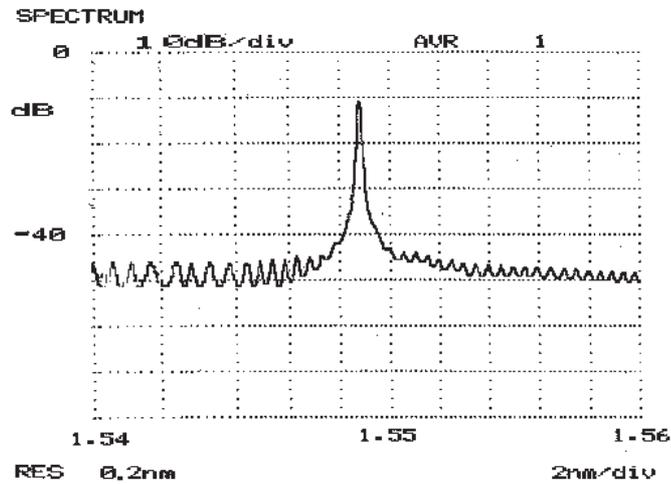


Figura 2.20: Espectro do laser.

foi feita por meio de um polarizador, observando o sinal de saída do SOA, até que se obtenha o valor máximo.

3 - Tomada dos pontos: O valor da corrente de polarização foi variado manualmente de zero a 120mA, com incrementos de 5mA, enquanto os valores de potência de saída foram anotados.

A potência do sinal óptico aplicado na entrada do SOA foi ajustado para 3 valores diferentes, para atender ao algoritmo de extração de parâmetros, descrito detalhadamente no Capítulo 3. Também no Capítulo 3 estão apresentados os valores medidos para o ganho DC utilizando-se a metodologia aqui apresentada.

2.4 Ganho diferencial

O ganho diferencial é definido como a relação entre a excursão do sinal de saída em relação à excursão do sinal de entrada. Para se fazerem estas medidas foi utilizado o Network Analyzer, em conjunto com um laser modulado e um detector. O sinal elétrico modulante é gerado na porta 1 do Network e então aplicado ao Laser. O laser então gera o sinal óptico cuja a amplitude está modulada com o sinal de RF gerado pelo Network. O sinal óptico passa através do SOA é então levado ao detector. O detector envia o sinal de microondas detectado para a porta 2 do Network. A medição é feita como se fosse um parâmetro de transmissividade elétrica da porta 1 para a 2 (S_{12}).

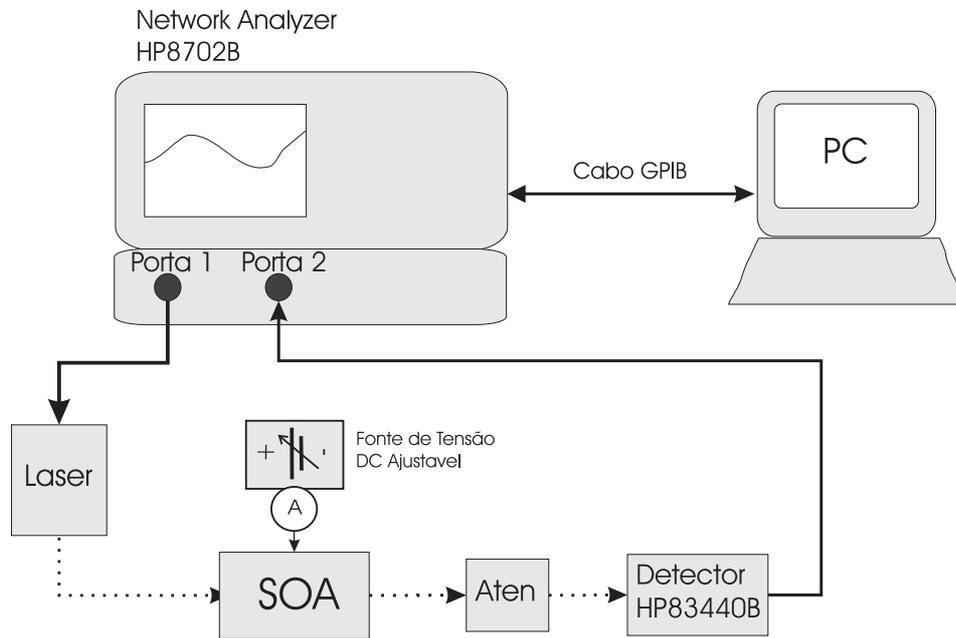


Figura 2.21: Montagem para medição do ganho diferencial

A Figura 2.21 ilustra os equipamentos e a montagem utilizados para determinação do ganho diferencial.

2.4.1 Sinal óptico modulado em amplitude

O par de transdutores elétrico-óptico (laser e detector) possuem uma série de parâmetros de fábrica, que permitem ao Network calcular a transmissividade óptica em questão. Estes parâmetros são fornecidos ao equipamento e ficam armazenadas na sua memória não volátil. Estes parâmetros não permitem que se calcule o sinal óptico que está sendo gerado. Para isso foi montado um experimento que permitisse determinar o sinal óptico, no domínio do tempo, que está sendo aplicado ao SOA. Esta informação é importante para a simulação do SOA quando aplicam-se sinais com variação temporal.

A Figura 2.22 ilustra os equipamentos e a montagem utilizados para se determinar o sinal óptico modulado que é aplicado à entrada do SOA. Durante este experimento, a potência do sinal de RF modulante gerada pelo Network foi ajustada para o valor de -10dBm e a frequência fixada em 10MHz. A Figura 2.23 ilustra o sinal observado no osciloscópio, com a devida conversão de tensão para potência.

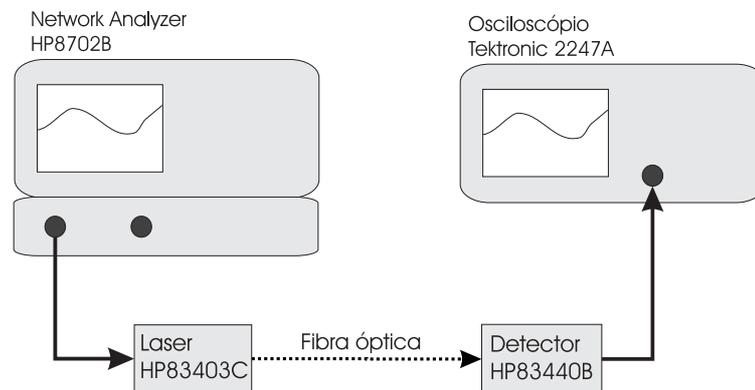


Figura 2.22: Montagem para medição do sinal óptico modulado

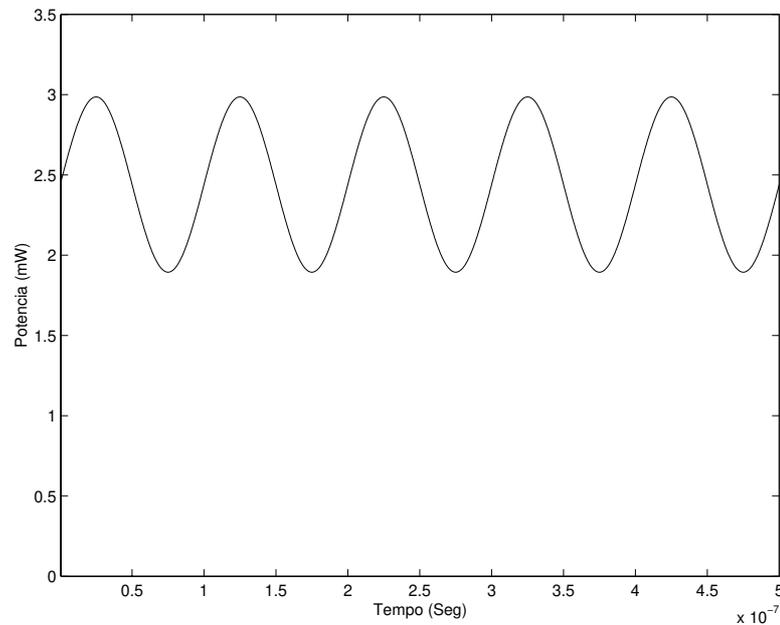


Figura 2.23: Sinal óptico modulado em 10MHZ

2.4.2 Metodologia

A medição do ganho diferencial requer um procedimento prévio de calibração do instrumento. Esta calibração é feita removendo-se o SOA na montagem da Figura 2.21 e ligando-se diretamente a saída do laser no atenuador. Como essa montagem, o instrumento é calibrado e portanto os valores medidos passam a ser os valores de referência (0dB). Feito isso, então recoloca-se o SOA na montagem, verifica-se a po-

larização e iniciam-se os procedimentos de captura dos dados. Estes procedimentos são:

1 - Ajuste da corrente de polarização: A corrente de polarização é ajustada através da tensão da fonte DC, observando o amperímetro até que se atinja o valor desejado.

2 - Captura do sinal: A captura do sinal é feita com o programa descrito anteriormente, que salva no HD do computador os valores medidos. Cada arquivo é nomeado com o valor de corrente utilizado, num diretório nomeado com a potência óptica média usada durante o experimentos.

Os valores das correntes de polarização foram variados de 0 a 100mA, com incrementos de 5mA, e as potências ópticas usadas (valores médios) foram $3,9\mu W$, $0,63mW$ e $2,4mW$, ajustadas por meio de atenuadores.

Os resultados das medições do ganho diferencial aqui descritos, estão apresentados no Capítulo 4, onde também apresenta-se uma comparação com resultados obtidos através de simulação.

Capítulo 3

Extração de parâmetros para o modelo estático

A simulação da resposta de ganho estático do SOA requer a determinação dos seis parâmetros descritos no capítulo 1. São eles: $k, I_0, P_s, \alpha_{int}, \alpha_{acp}, L$. Para tornar a resposta do modelo ainda mais coerente com a realidade, foi introduzido um termo relativo ao ruído ASE, o fator β , definido como a taxa de geração de potência de ruído por unidade de comprimento.

O primeiro parâmetro calculado é o comprimento da região ativa L . Este parâmetro é calculado por meio de análise do espectro de emissão do SOA. Em seguida, aplica-se o algoritmo de extração dos parâmetros ao conjunto de dados experimentais obtidos nas medições do laboratório. O algoritmo foi implementado em linguagem MATLAB, sendo composto de 3 módulos. O primeiro módulo faz a leitura do arquivo de dados, o segundo uma aproximação inicial para os parâmetros e o terceiro faz o ajuste fino. Os programas foram rodados em um Pentium-III com 64Mbyte de RAM que gastou em torno de 2 minutos para terminar todo o procedimento.

3.1 Medição do comprimento do SOA

Quando se polariza o SOA acima de um determinado valor de corrente, ele se comporta como um laser de baixíssima qualidade. Isto ocorre graças a uma refletividade mínima que existe em suas faces.

Conforme mostrado na Figura 3.1, as faces A e B do SOA criam uma cavidade que amplifica, pelo processo de reflexões múltiplas, fons de ruído, cujos múltiplos

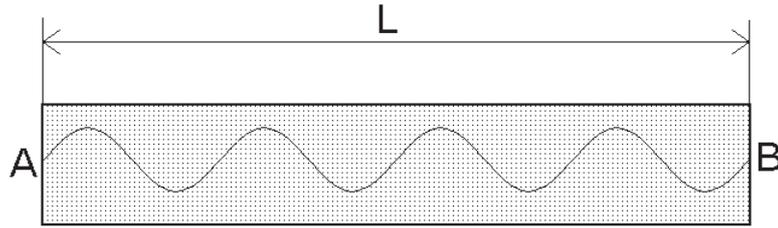


Figura 3.1: Onda estacionária na região ativa do SOA.

dos meio comprimentos de onda são iguais ao comprimento do SOA. A expressão seguinte explicita a condição onde ocorrem os máximos de espectro de emissão:

$$n \frac{\lambda}{2} = L \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.1)$$

Intercalado com os pontos de máximo, existem pontos de mínimo distânciados de $\frac{\lambda}{2}$. Dessa forma o espectro de emissão do SOA apresenta uma série de ondulações dentro da faixa de amplificação do dispositivo.

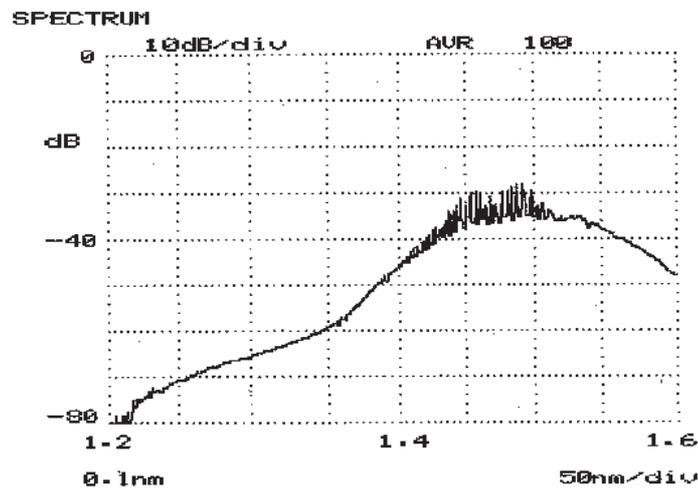


Figura 3.2: Espectro de emissão do SOA - visão geral.

As Figuras 3.2 e 3.3 mostram o espectro obtido do SOA utilizado nos testes quando polarizado com uma corrente de 200mA , obtido com um analisador de espectro óptico (Anritsu modelo MS96A). Na Figura 3.3 tem-se uma visão mais

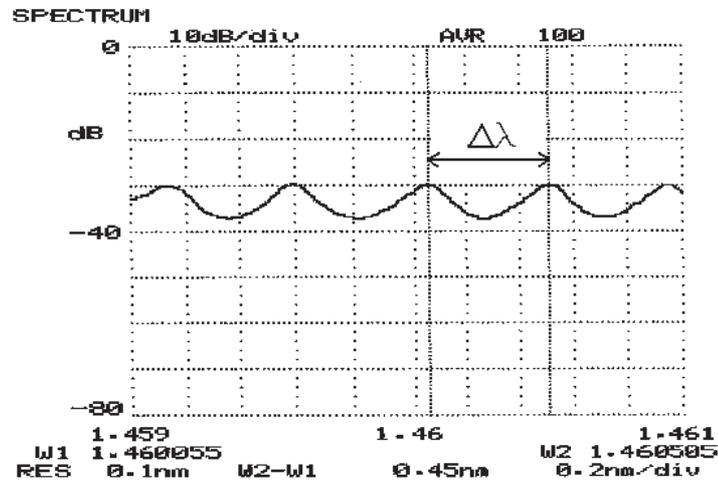


Figura 3.3: Espectro de emissão do SOA - visão localizada

aproximada da região onde ocorrem as ondulações. Pode-se observar a variação de λ entre dois pontos de máximo marcados com W1 e W2. Ao calcular-se o diferencial da expressão 3.2 tem-se:

$$d(n\lambda) = d(2L) \quad (3.2)$$

Como L é constante, $d(2L) = 0$ e expandindo o diferencial do produto, tem-se:

$$n d\lambda + \lambda dn = 0 \quad (3.3)$$

O que leva finalmente a:

$$n = \frac{-\lambda dn}{d\lambda} \quad (3.4)$$

Considerando-se a variação de λ devido a variação de n em uma unidade ($dn = 1$), tem-se:

$$n = \frac{-\lambda}{\Delta\lambda} \quad (3.5)$$

Caso aplicarem-se os valores medidos na Figura 3.3 tem-se que $n = \frac{1460nm}{0.45\mu m} = 3244$, ou seja, no ponto onde $\lambda = 1460nm$ existem 3244 meios comprimentos de onda confinados dentro da região ativa do SOA. Substituindo este resultado na expressão 3.2 e considerando o índice de refração efetivo da região ativa (fosfeto

de índio $n = 3.5$), obtém-se então $L = 676\mu m$. Este parâmetro é utilizado nos procedimentos seguintes.

3.2 Teoria da extração

A extração dos parâmetros do SOA é dividida em 3 etapas: Primeiro são encontrados os parâmetros perda de acoplamento e potência de saturação, sendo esta a etapa principal do processo. Feito isso, calculam-se então diretamente a corrente de limiar e o produto kL . Finalmente calculam-se os demais parâmetros usando um algoritmo que ajusta a resposta do modelo aos dados experimentais, através do método de minimização do erro quadrático.

3.2.1 Perdas de acoplamento e Potência de saturação

O processo de caracterização do SOA, descrito neste trabalho, tem como etapa mais importante a determinação dos parâmetros perda de acoplamento e potência de saturação. Esta etapa é o ponto de partida do algoritmo. A fonte de dados utilizada nesta análise são três ou mais curvas de ganho x corrente, cada uma tomada com um valor de potência óptica diferente aplicado a entrada do SOA. A idéia principal para a determinação desses parâmetros é a de se encontrarem os pontos de operação nas curvas de ganho nos quais a atenuação apresentada pelo SOA é devida somente às perdas de acoplamento na entrada e na saída (que é desconhecido).

Determinado este ponto (o critério será apresentado mais adiante), tem-se então um valor de corrente necessário para esta condição I_x e o valor da atenuação total devido aos acoplamentos da entrada e e saída do SOA. Considerando-se estas perdas iguais, o valor da atenuação medido será igual a $2\alpha_{cpl}$ em dB.

Conforme a Figura 3.4, pode-se notar que o perfil de potência ao longo da região ativa é constante ou seja $\frac{dP}{dz} = 0$. Com isso pode-se escrever:

$$P(z) = \alpha_{cpl} P_{in} \quad (3.6)$$

Naturalmente, o perfil do coeficiente de ganho também é constante. Portanto com a equação 1.2 tem-se:

$$g(z) = \frac{g_0}{1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}} \quad (3.7)$$

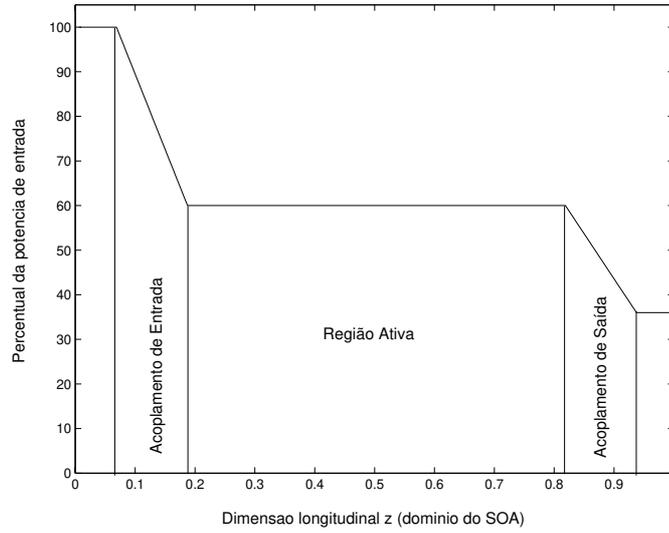


Figura 3.4: Perfil de potência constante ao longo da região ativa $\alpha_{cpl} = 0.6$

Integrando-se o coeficiente de ganho, conforme equação 1.7 e substituindo na equação 1.15, tem-se:

$$P_{out} = \alpha_{acp}^2 P_{in} e^{\left(\frac{g_0}{1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}} - \alpha_{int}\right)L} \quad (3.8)$$

Neste ponto é importante salientar que o argumento da exponencial da equação 3.8 é nulo, pois o coeficiente de ganho é exatamente igual α_{int} . Porém este termo será mantido para fins de derivação desta equação conforme o desenvolvimento que segue. O ganho total apresentado pelo SOA nesta condição em relação a g_0 pode ser escrito como:

$$G(g_0) = 20 \log(\alpha_{cpl}) + 4.34 \left(\frac{g_0}{1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}} - \alpha_{int} \right) L \quad (3.9)$$

Calculando a derivada de G em relação a g_0 tem-se:

$$\frac{dG}{dg_0} = \frac{4.34L}{1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}} \quad (3.10)$$

Calculando a derivada a expressão 1.14 em relação a I e multiplicando pela equação 3.11 tem-se:

$$\frac{dG}{dI} = \frac{4.34L}{1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}} \frac{k}{I_0} \quad (3.11)$$

Esta forma é interessante, pois a derivada do ganho pode ser calculada diretamente das curvas experimentais, o que leva às 3 equações:

$$G'_1|_{I=I_{x1}} = \frac{4.34L}{1 + \frac{\alpha_{cpl}P_{in1}}{P_s}} \frac{k}{I_0} \quad (3.12)$$

$$G'_2|_{I=I_{x2}} = \frac{4.34L}{1 + \frac{\alpha_{cpl}P_{in2}}{P_s}} \frac{k}{I_0} \quad (3.13)$$

$$G'_3|_{I=I_{x3}} = \frac{4.34L}{1 + \frac{\alpha_{cpl}P_{in3}}{P_s}} \frac{k}{I_0} \quad (3.14)$$

As equações 3.12, 3.13 e 3.15 fornecem as derivada do ganho óptico (dB) em relação à corrente de polarização, tomadas nos pontos onde $I = I_x$ para 3 valores de potência óptica, resultando em 3 valores de I_x . Estas derivadas são avaliadas com o auxílio de funções interpoladoras das curvas experimentais.

As correntes I_x são encontradas, encontrando-se em cada gráfico (G x I) o ponto que satisfaz a condição:

$$G(I_x) = -20\log(\alpha_{cpl}) \quad (3.15)$$

Escolhendo-se valores de teste para a perda de acoplamento α_{cpl} , pode se então resolver estas equações com auxílio da funções interpoladoras, encontrando-se então os três valores de I_x , o que permite calcular numericamente G'_1 , G'_2 e G'_3 .

Dividindo a equação 3.12 pela 3.13, a equação 3.13 pela 3.15 e a equação 3.15 pela 3.12, chega-se a três novas equações onde não aparecem as constantes k e L :

$$P_{s,1-2} = \alpha_{cpl} \frac{P_{in2}G'_2 - P_{in1}G'_1}{G'_1 - G'_2} \quad (3.16)$$

$$P_{s,2-3} = \alpha_{cpl} \frac{P_{in3}G'_3 - P_{in2}G'_2}{G'_2 - G'_3} \quad (3.17)$$

$$P_{s,3-1} = \alpha_{cpl} \frac{P_{in1}G'_1 - P_{in3}G'_3}{G'_3 - G'_1} \quad (3.18)$$

No caso de se ter feito uma escolha certa para α_{cpl} , os valores de P_s calculado pelas equações 3.16, 3.17 e 3.18 devem ser bem próximos.

O algoritmo de extração busca encontrar este ponto através da tentativa de vários valores de α_{cpl} dentro de uma determinada faixa (com valores físicos razoáveis). O ponto que apresentar uma maior convergência é o valor escolhido.

No caso de se possuir N curvas, pode-se combiná-las 2 a 2 de modo a se obter C_n^2 funções P_s (equações 3.16, 3.17 e 3.18) e deste modo também buscar o ponto de convergência dos valores de P_s .

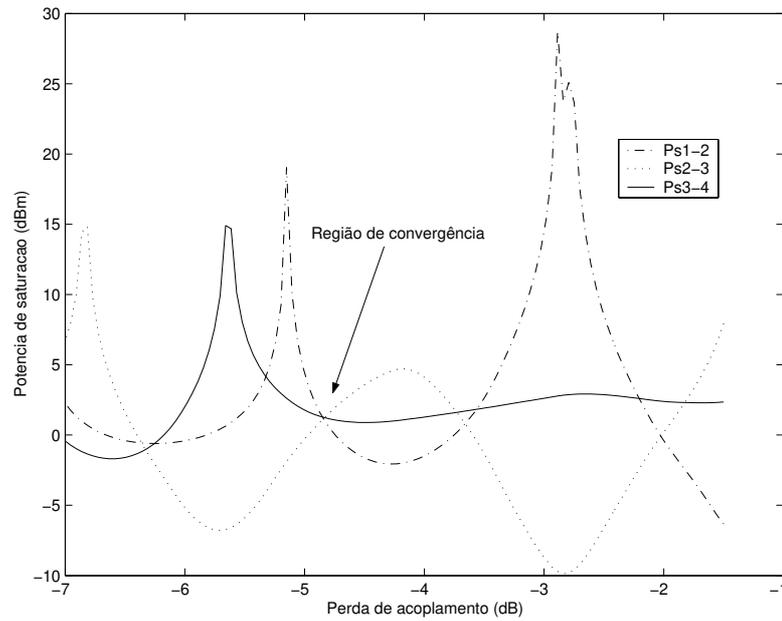


Figura 3.5: Potências de saturação para 3 curvas - visão geral

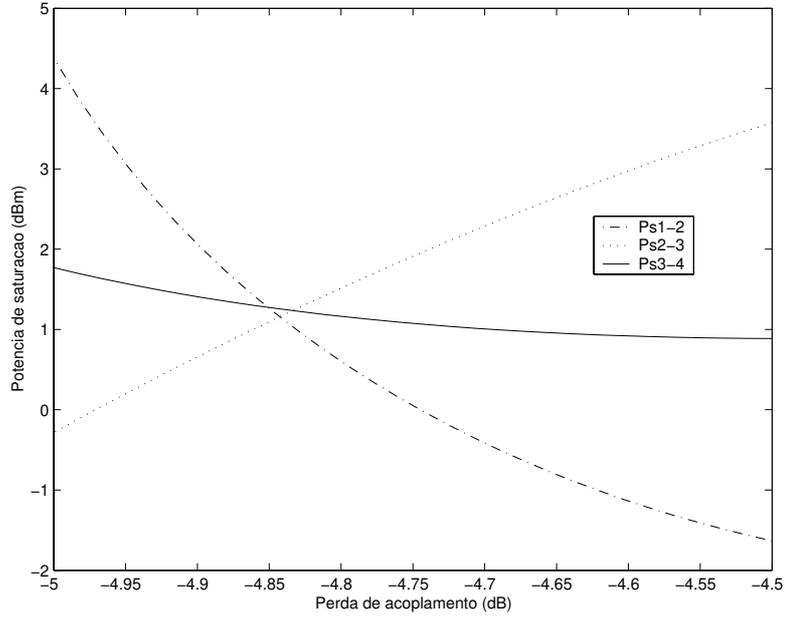


Figura 3.6: Potências de saturação para 3 curvas - visão localizada

A Figura 3.5 mostra os 3 valores de potência de saturação para um dispositivo real. Pode-se notar que existe uma região onde os valores tendem a convergir. A Figura 3.6 ilustra a região de convergência vista mais de perto.

3.2.2 Corrente de limiar e kL

Também aplicando a condição $\frac{dP}{dz} = 0$ na equação 1.9 tem-se:

$$g_0 = \alpha_{int} \left(1 + \frac{P}{P_s}\right) \quad (3.19)$$

Substituindo na equação 1.14 e considerando $P = \alpha_{cpl} P_{in}$ tem-se:

$$k \left(\frac{I_x}{I_0} - 1\right) = \alpha_{int} \left(1 + \frac{\alpha_{cpl} P_{in}}{P_s}\right) \quad (3.20)$$

$$k \left(\frac{I}{I_0} - 1\right) = \alpha_{int} n_{sat} \quad (3.21)$$

Onde n_{sat} pode ser chamado de fator de saturação óptica. Manipulando a equação 3.21 tem-se:

$$I_0 = \frac{I_x}{1 + \frac{\alpha_{int}}{k} n_{sat}} \quad (3.22)$$

A razão $\frac{\alpha_{int}}{k}$ tipicamente deve possuir valores pequenos $< 0,3$ para um dispositivo normal. Foi determinado, também usando o método da variância mínima, que um valor de $0,2$ produzia bons resultados, sendo este o valor adotado pelo programa de extração que foi implementado. Portanto, o valor da corrente de limiar é encontrado fazendo a média para as 3 curvas de I_0 dado pela expressão:

$$I_0 = \frac{I_x}{1 + 0,2n_{sat}} \quad (3.23)$$

Uma vez calculado a corrente de limiar I_0 , substitui-se na equação 3.11 usando o fator de saturação óptica n e tem-se:

$$kL = \frac{n_{sat}I_0G'}{4,34} \quad (3.24)$$

Tirando-se a média para as 3 curvas, encontra-se então o valor de kL estimado. Usando valor de L obtido através do método descrito na Secção 3.1, pode-se então determinar o valor de k .

3.3 Ajuste dos dados

O ajuste dos dados tem como objetivo modificar os valores dos parâmetros obtidos através do algoritmo de extração, de modo a aproximar ainda mais o resultado obtido por meio de simulação aos resultados experimentais. O ajuste dos dados é o procedimento mais demorado do algoritmo, pois requer um grande número de cálculos. O ajuste dos dados é feito através da minimização do erro quadrático entre a resposta do modelo e a dos dados experimentais, utilizando o método do gradiente. Para um dado conjunto de dados experimentais, é feita a simulação do modelo e acumula-se a soma dos quadrados dos erros de todos os pontos. A simulação do modelo requer a definição dos 6 parâmetros. Portanto o erro torna-se uma função do vetor de parâmetros denominado M . Sendo assim, tem-se:

$$M = \{k, I_0, P_s, \alpha_{int}, \alpha_{acp}, L\} \quad (3.25)$$

E, portanto, a função erro é definida como:

$$Er(M) = \sum_{i,j} [G_{dat}(I_i, P_j) - G_{sim}(I_i, P_j, M)]^2 \quad (3.26)$$

Onde G_{dat} é ganho do SOA medido no laboratório em função da corrente de polarização e da potência óptica, G_{sim} é o ganho do SOA simulado em função da corrente de polarização, da potência óptica e de todos os parâmetros de simulação M . Durante os primeiros testes feitos com o algoritmo de ajuste, notou-se que os parâmetros α_{int} , α_{acp} e L exercem uma influência muito pequena sobre o erro comparado com os demais parâmetros. Deste maneira, o valores destes parâmetros foram fixados com os valores iniciais obtidos durante o procedimento de extração, e portanto não serão ajustados. Sendo assim, o gradiente de Er é definido como:

$$\nabla Er(M) = \frac{\partial Er}{\partial k} \hat{k} + \frac{\partial Er}{\partial I_0} \hat{I}_0 + \frac{\partial Er}{\partial P_s} \hat{P}_s \quad (3.27)$$

As derivadas parciais são calculadas numericamente, usando as expressões:

$$\frac{\partial Er}{\partial k} \approx \frac{Er(k + \Delta k, I_0, P_s) - Er(k, I_0, P_s)}{\Delta k} \quad (3.28)$$

$$\frac{\partial Er}{\partial I_0} \approx \frac{Er(k, I_0 + \Delta I_0, P_s) - Er(k, I_0, P_s)}{\Delta I_0} \quad (3.29)$$

$$\frac{\partial Er}{\partial P_s} \approx \frac{Er(k, I_0, P_s + \Delta P_s) - Er(k, I_0, P_s)}{\Delta P_s} \quad (3.30)$$

Admitindo que a função erro tenha um mínimo local próximo, pode-se encontrá-lo com um processo iterativo, orientado pela análise do gradiente do erro. O gradiente do erro aponta para a direção onde erro cresce mais rapidamente. Dado então um ponto de partida M_i (equação 3.31) pode-se encontrar um novo ponto próximo, deslocando uma pequena distância na direção oposta à do gradiente. Este novo ponto M_{i+1} apresenta um valor de erro Er_{i+1} menor do que o valor de M_i (equação 3.32). Quanto mais se repetir este processo, mais se está aproximando do mínimo local, ou seja, mais próxima será a resposta do modelo aos dados experimentais.

$$M^i = \{k^i, I_0^i, P_s^i, \alpha_{int}, \alpha_{acp}, L\} \quad (3.31)$$

$$M_{i+1} = M_i - \frac{\nabla Er_i}{|\nabla Er_i|} D(Er) \quad (3.32)$$

A função $D(Er)$ define o módulo do incremento aplicado a M . Foi determinado empiricamente que a função $D(Er) = 0,01 + \sqrt{0,04 * \bar{Er}}$ garante a estabilidade do processo além de permitir uma convergência razoavelmente rápida (em torno de 3

min). O processo de cálculo é terminado quando o erro atinge um valor abaixo de um valor de limiar. Dependendo dos dados experimentais disponíveis, o valor do erro pode atingir valores bem baixos, tais como 0,12/ponto, ou então em outros casos valores maiores como por exemplo 0,46/ponto.

3.4 Programas em Matlab

Os software desenvolvido para a extração dos parâmetros do SOA foi feito na linguagem do Matlab, devido à facilidade de se desenvolver e verificação de erros o software nesse ambiente, como também pela facilidade de se analisarem resultados por meio de gráficos. O programa foi escrito em 3 módulos: `getdata.m`, `extracpar.m` e `ajuste.m`. O primeiro módulo faz a leitura do arquivo.txt e cria as estruturas de dados que serão manipuladas. O segundo módulo realiza a estimação inicial dos parâmetros $[p_s, \alpha_{cpl}, I_0ekL]$, e o último módulo faz o ajuste dos parâmetros para minimizar o erro.

3.4.1 Arquivo de dados

Os dados utilizados pelo algoritmo devem estar em um arquivo ASCII, com um formato pré determinado, seguindo as seguintes regras: 1 - Cada ponto é escrito em uma linha, primeiro a corrente, seguido da potência de saída, separado por um caracter de espaço. 2 - Ao inicio de cada curva, deve-se colocar uma linha iniciada com '-1' seguido de um caracter de espaço e então o valor da potência óptica de entrada referente à curva.

A Figura 3.7 mostra um arquivo de entrada. Pode-se observar que no início de cada curva existe uma linha iniciada com -1 e, em seguida, o valor da potência óptica utilizada. Pode-se observar que para a primeira curva ($P_{in} = -2dB$), foram tomados os pontos de corrente 0, 10, 15, 20, 25 e 30 mA e os valores de P_{out} correspondentes na segundo coluna. Os pontos de corrente de cada curva são independentes entre sí, devem começar de zero e ter incrementos menores ou igual a 5 mA, para garantir uma boa resolução.

O módulo `extracpar.m` faz a leitura desse arquivo e gera um vetor de estruturas de dados, onde cada estrutura armazena os dados da curva Potência x Corrente referentes a uma potência óptica de entrada. A estrutura de dados possui um campo para armazenar o valor de P_{in} e outro campo para armazenar os pontos na forma

```

-1      -2.0000      % potencia -2dBm
   0     -20.6000
 10.0000  -15.6000
 15.0000  -12.0000
 20.0000   -7.7000
 25.0000   -5.1000
 30.0000   -2.5000
 35.0000   -1.1000

-1      2.0400      % potencia 2.04 dBm
   0     -17.0000
   5.0000  -14.5000
 10.0000  -12.6000
 15.0000   -8.4000
 20.0000   -4.7000
 25.0000   -2.1000
 30.0000   -0.5000
 35.0000    1.2000

-1      3.8700      % potencia 3.87 dBm
   0     -16.5100
   5.0000  -13.3400
 10.0000  -11.5300
 15.0000   -8.1700
 20.0000   -4.5200
 25.0000   -1.8800
 30.0000   -0.2200
 35.0000    1.1500

```

Figura 3.7: Arquivo de dados

de uma matriz $n \times 2$, onde n é o número dos pontos medidos. As estruturas geradas pelo módulo `extracpar.m` permitem uma manipulação dos dados de uma forma mais eficiente e compacta, simplificando os módulos seguintes.

3.4.2 Execução do software

Para utilização do software, deve-se dispor de um computador com o programa MATLAB instalado e dos 3 arquivos scripts que executam os procedimentos do algoritmo. O processo é iniciado quando se digita "Ajuste('dat.txt') na janela de comando do matlab.

Uma vez iniciado o processo, módulo principal 'ajuste.m' lê o arquivo de dados, executa a extração dos parâmetros iniciais, gera um gráfico mostrando a resposta inicial do modelo comparada com os dados experimentais, executa o procedimento de ajuste do modelo e, finalmente, gera o gráfico da resposta final do modelo retornando o valor dos parâmetros ajustados e do erro quadrático. Em cada passo do processo de ajuste, o programa mostra o valor atual do erro, seu gradiente na primeira coluna,

```

ans =
    0 143.7697
  0.2347 15.7918
  0.8698 14.5315
    0 28.7539
 -0.4129 42.2010
    0 25.0000
  0.1334 29.9788
GO =
  5.1586

ans =
    0 143.7697
  0.1650 15.8085
  0.8461 14.6169
    0 28.7539
 -0.4654 42.1540
    0 25.0000
  0.2008 29.9991
GO =
  5.1315

```

Figura 3.8: Janela de comando do MATLAB durante o processo de ajuste.

e na segunda o valor dos parâmetros. A Figura 3.8 ilustra as mensagens geradas pelo programa de extração durante o processo final de ajuste.

Foram escritas duas versões do programa "ajuste.m". Uma versão "Ajuste-2C.m" faz o processo de ajuste, analisando somente os dados de 2 curvas Potência x Corrente. A outra versão, "Ajuste-3C.m" já faz o processo de ajuste utilizando 3 curvas, ao invés de 2. As listagens de todos os módulos que compõe o algoritmo estão no Anexo 2.

3.5 Resultados

O algoritmo, implementado para a extração dos parâmetros do SOA, foi testado com os dados de laboratório descritos em detalhes na Seção 2.3. O arquivo de dados mínimos para a execução do software deve conter informação de pelo menos 3 curvas de ganho óptico CW em função da corrente de polarização. O arquivo utilizado, está no Anexo 1.

A Figura 3.9 mostra a resposta inicial do modelo, ou seja a resposta do modelo quando utilizando os parâmetros fornecidos pelo processo de estimativa descrito na Seção 3.2 e implementado no módulo "extracpar.m". A linha cheia corresponde aos valores obtidos por meio de simulação, enquanto os valores marcados pontualmente

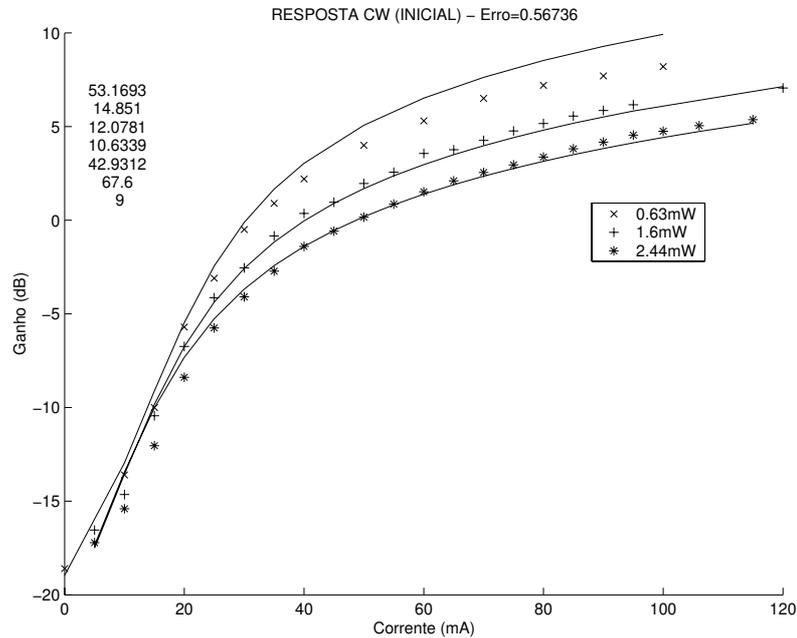


Figura 3.9: Resposta CW do modelo usando parâmetros iniciais - 3 valores de potência.

correspondem aos valores experimentais. A coluna de valores no canto superior esquerdo exibe os valores dos parâmetros que foram usados para traçar as curvas exibidas. Estes valores estão sintetizados na tabela 3.1.

Após a execução do algoritmo de ajuste, obtém-se a resposta apresentada na Figura 3.10, e os novos valores dos parâmetros também estão na tabela 3.1. Pode-se observar que não houve grande mudança nos resultados. Os parâmetros utilizados nestas simulações estão apresentados na tabela 3.1, onde é possível observar que apenas os três primeiros parâmetros se ajustam, enquanto os demais permaneceram inalterados. Isso ocorreu, pois somente os três primeiros foram habilitados a variar dentro do procedimento de ajuste. Os valores iniciais são fornecidos pelo módulo "extracpar.m" e os valores finais são gerados após a execução do módulo "ajuste3c.m".

As Figuras 3.11 e 3.12 apresentam as curvas obtidas durante o procedimento de extração aplicado somente a duas curvas de potência óptica. A tabela 3.2 apresenta os valores correspondentes dos parâmetros. Observa-se que os valores iniciais permanecem os mesmos, e apenas os valores finais foram alterados. Neste caso foi possível aproximar mais os resultados simulados aos resultados experimentais.

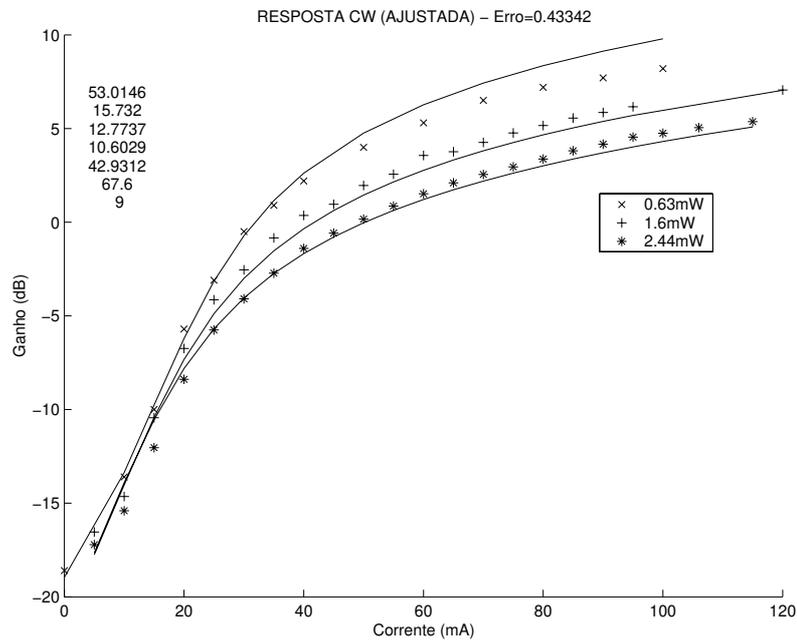


Figura 3.10: Resposta CW do modelo usando parâmetros ajustados - 3 valores de potência.

Parâmetro	Valor inicial	Valor final	Unidade
k	53,17	53,01	<i>nep</i> / <i>cm</i>
I_0	14,85	15,73	<i>mA</i>
P_s	1,207	1,277	<i>mW</i>
α_{int}	10,6	10,6	<i>nep</i> / <i>cm</i>
α_{cpl}	42,93	42,93	%
L	67,7	67,6	10^{-3} <i>cm</i>
β	9	9	10^{-5} <i>W/cm</i>

Tabela 3.1: Parâmetros obtidos (3 curvas).

3.6 Discussão

A metodologia de extração de parâmetros experimentais apresentada neste capítulo, em conjunto com o procedimento de ajuste e com a adição do termo de ruído β , permitiu a elaboração de um modelo mais realista de um determinado SOA. O procedimento inicial da metodologia, apresentado na Seção 3.2, por si só permitiu a obtenção de um modelo CW com resposta próxima ao obtido experimentalmente. O ajuste final dos parâmetros não demonstrou ser tão crítico na obtenção dos valores

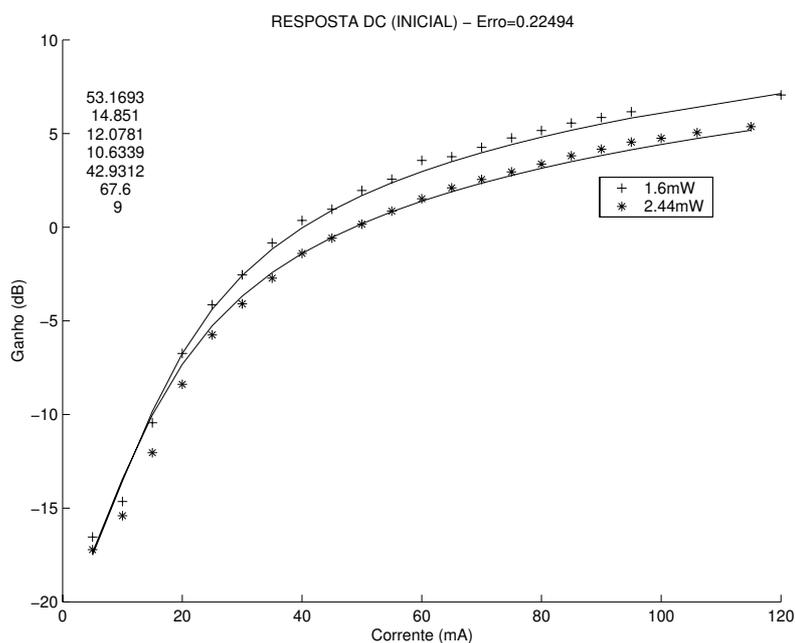


Figura 3.11: Resposta CW do modelo usando parâmetros iniciais - 2 valores de potência

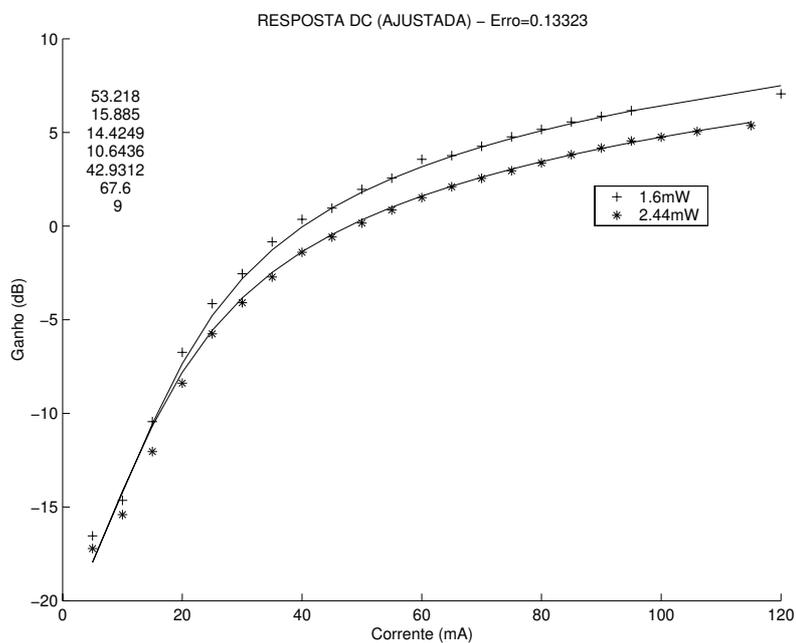


Figura 3.12: Resposta CW do modelo usando parâmetros ajustados - 2 valores de potência.

Parâmetro	Valor inicial	Valor final	Unidade
k	53,17	53,21	<i>neper/cm</i>
I_0	14,85	15,89	<i>mA</i>
P_s	1,207	1,442	<i>mW</i>
α_{int}	10,6	10,6	<i>neper/cm</i>
α_{cpl}	42,93	42,93	%
L	67,7	67,6	$10^{-3}cm$
β	9	9	$10^{-5}W/cm$

Tabela 3.2: Parâmetros obtidos (2 curvas).

finais dos parâmetros, sendo o valor máximo de correção inferior a 16%.

Pela análise dos resultados obtidos, pode-se observar que o modelo apresenta uma boa resposta dentro de uma faixa limitada de potências ópticas (figura 3.12). Quando se amplia a faixa de potências utilizadas, percebe-se que o que o modelo não mais ajusta sua resposta sob todos os regimes de nível de potência óptica. Admitindo a resposta apresentada na Figura 3.10 como aceitável, pode-se dizer que o modelo possui uma faixa dinâmica de aproximadamente 6 dB para o nível de potência óptica aplicado a sua entrada.

Foi observado, ao se fazer o procedimento de ajuste sobre apenas uma curva de potência, que é possível definir um conjunto os parâmetros para o modelo CW do SOA que apresenta uma resposta ótima. Isso significa que, para cada nível de potência óptica, existe um determinado conjunto de parâmetros que faz o modelo responder de maneira mais precisa. O que se observou, neste trabalho, é que dentro de uma certa faixa de potências, é possível definir um valor médio para os parâmetros de modo que se obtenha bons resultados sobre toda esta faixa.

Capítulo 4

Resultados teóricos e experimentais para o SOA em regime dinâmico

Neste capítulo será feita uma avaliação do desempenho do modelo obtido para o SOA quando submetido a sinais ópticos modulados em amplitude. Os parâmetros do modelo estático obtidos pelo algoritmo de extração, apresentado no Capítulo 3, são aproveitados para a análise dinâmica do dispositivo através de uma modelagem desenvolvida por Agrawal e Olson [10], baseada nas equações de taxa. Conforme apresentado na Secção 1.2, equação 1.51, a análise dinâmica utilizada requer 2 parâmetros a mais para ser implementada: o tempo médio de vida dos portadores τ_c e a energia de saturação E_{sat} . Para fins de simulação foi usado um valor típico da literatura [18, 19] para τ_c ($2,5ns$). O valor da energia de saturação é calculado pela relação $\frac{E_{sat}}{\tau_c} = P_s$, onde P_s representa a potência de saturação obtida para o modelo estático. Neste Capítulo também serão apresentadas as duas implementações computacionais utilizadas para simular o modelo dinâmico. Uma se baseia no trabalho da referência [9]; a outra é uma implementação alternativa desenvolvida neste trabalho, que considera os efeitos da perda intrínseca de forma contínua sobre todo o comprimento do amplificador. Dados experimentais obtidos também são utilizados para avaliação das respostas obtidas.

4.1 Ganho diferencial

O ganho diferencial é definido como sendo a relação entre a energia contida na envoltória do sinal de saída e a energia contida na envoltória do sinal de entrada. A

energia contida na envoltória pode ser definida como o valor RMS da componente AC do sinal considerado.

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (P(t) - P_{med})^2 dt} \quad (4.1)$$

A expressão 4.1 apresenta como se calcula o valor RMS da envoltória de um sinal óptico $P(t)$ periódico. O termo P_{med} representa a componente DC do sinal. Quando se está trabalhando com sinais modulantes senoidais e a distorção introduzida pelo amplificador é pequena, o sinal de saída é aproximadamente senoidal e o cálculo do ganho diferencial se torna bem simples. Nesta condição, o ganho diferencial pode ser calculado diretamente pela relação entre a excursão do sinal na saída e a excursão do sinal de entrada.

$$G_{dif} = \frac{Max(P_{out}) - Min(P_{out})}{Max(P_{in}) - Min(P_{in})} \quad (4.2)$$

A expressão 4.2 mostra a maneira direta de se calcular o ganho diferencial. As funções $Max()$ e $Min()$ são facilmente implementadas dentro do programa de cálculo e são aplicadas somente a um conjunto de dados correspondente a um ciclo do sinal modulante.

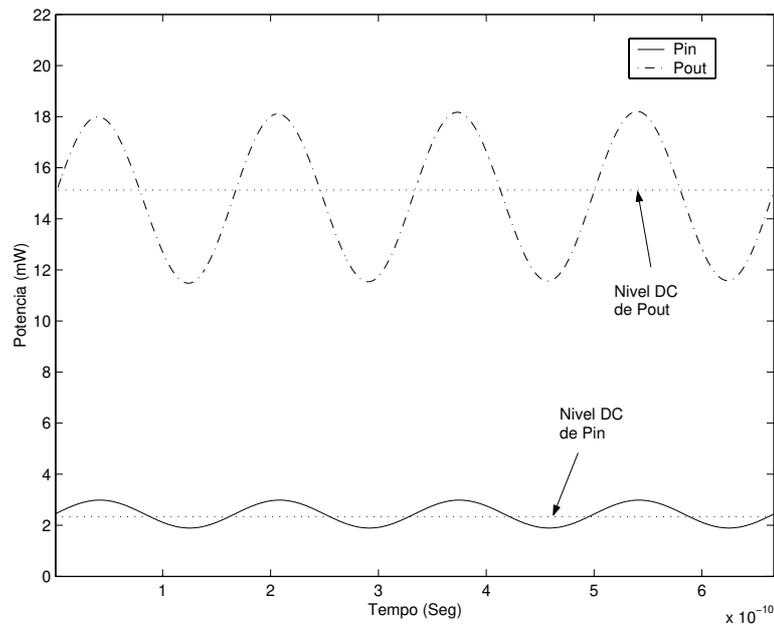


Figura 4.1: Sinais de entrada e saída do SOA - Ganho alto

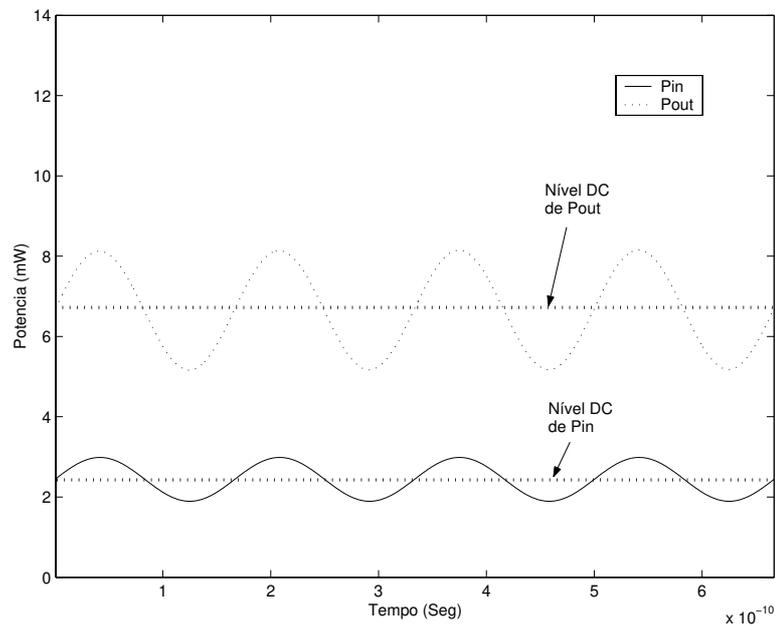


Figura 4.2: Sinais de entrada e saída do SOA - Ganho baixo

As Figuras 4.1 e 4.2 mostram a variação da potência do sinal de entrada e saída de um SOA em função do tempo para diferentes regimes de polarização de corrente (ganho). Podem-se observar, nas figuras, os níveis DC dos sinais sobre os quais estão inseridos os sinais modulantes, neste caso senóides.

4.2 Método de simulação dinâmica

A determinação da resposta dinâmica do SOA feita neste trabalho buscou determinar o ganho diferencial do dispositivo em função de 3 parâmetros: a corrente de polarização, a frequência do sinal modulante e o nível de potência óptica usado. Os dados obtidos foram agrupados em 2 gráficos de superfície, um para cada nível de potência óptica. Em cada gráfico tem-se o ganho diferencial em função da corrente e da frequência ou seja $G_{dif}(I, f)$. O método utilizado é composto de 3 etapas, são elas:

- 1 - Determinar a condição inicial
- 2 - Simulação dinâmica
- 4 - Medição do Ganho diferencial

A determinação da condição inicial visa determinar a resposta do amplificador

para o sinal constante que está sendo aplicado ao amplificador antes de iniciar a variação temporal. Este cálculo é feito de maneira idêntica ao cálculo da resposta CW do SOA.

A simulação dinâmica do SOA é feita através da resolução numérica da equação 1.50 em conjunto com a equação 1.8. O sinal óptico de entrada usado nesta simulação é idêntico ao usado durante as medições experimentais, de modo a garantir que a condição do modelo na simulação seja o mais próximo possível das condições de laboratório. A figura 2.23 ilustra um dos sinais de entrada usados na simulação. Nesta etapa foi feita uma implementação alternativa à implementação feita no programa SOASIM referência [9], de modo que as perdas intrínsecas sejam incorporadas ao valor de h . Esta implementação será discutida em detalhes a seguir.

A medição do ganho diferencial foi feita conforme descrito na Secção 4.1, onde é detectado o valor de pico e o valor de vale dos sinais dentro de um ciclo.

Foi escrito um programa em linguagem MATLAB para executar os procedimentos descritos acima e gerar os gráficos com os resultados. Os programas estão no anexo 2.

4.3 Inserção da perda interna no modelo dinâmico

A inclusão da perda interna no modelo dinâmico permite a elaboração de um modelo mais completo que torna a simulação do dispositivo mais realística. A grande diferença entre este modelo e o modelo anterior (descrito no Capítulo 1) é que a perda interna α_{int} não é desconsiderada na integração da equação 1.49. Desse modo, reescrevendo a equação 1.3 tem-se:

$$g(z)P(z)dz = dP(z) + \alpha_{int}P(z)dz \quad (4.3)$$

Integrando-se a equação 4.3 tem-se:

$$\int_{z_0}^{z_1} g(z)P(z)dz = P_{out} - P_{in} + \alpha_{int} \int_{z_0}^{z_1} P(z)dz \quad (4.4)$$

Integrando a equação 1.49 sobre todo o comprimento do amplificador, substituindo a equações 4.4 e sabendo que $h = \int_{z_0}^{z_1} g(z)dz$ tem-se:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{g_0L - h}{\tau_c} - \frac{P_{out} - P_{in}}{E_{sat}} - \frac{\alpha_{int}}{E_{sat}} \int_{z_0}^{z_1} P(z)dz \quad (4.5)$$

Nesta equação o último termo do lado direito da expressão representa uma parcela de perda devido a α_{int} . Se forem observadas novamente as equações 1.50 e 1.51, percebe-se que a variação da potência entre a saída e a entrada do amplificador ($P_{out} - P_{in}$) é calculada pelo produto entre a potência de entrada P_{in} e um fator de ganho, neste caso é $e^h - 1$. Analogamente, para a expressão 4.5 pode-se definir um coeficiente de ganho $G_s(h)$ que satisfaça o comportamento CW do dispositivo. Também pode-se definir uma função $F(h)$ que incorpora a parcela da integral das perdas internas. Assim a equação 4.5 pode ser escrita na seguinte forma:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}}{E_{sat}} G_s(h) - \frac{\alpha_{int}}{E_{sat}} F(h) \quad (4.6)$$

O valor de h representa, de certa forma, o estado da distribuição dos portadores N ao longo do dispositivo. Sendo assim, a equação 4.6 é uma equação de estado não linear da variável h . Esta equação diferencial pode ser resolvida numericamente desde que se conheçam as funções $G_s(h)$ e $F(h)$.

4.3.1 Determinação das funções $G_s(h)$ e $F(h)$

As funções $G_s(h)$ e $F(h)$ são determinadas através da análise CW do amplificador. Durante a simulação CW de um determinado dispositivo (com seus parâmetros CW definidos) encontra-se o perfil de potência ao longo do dispositivo $P(z)$ em função de uma determinada potência de entrada. Através do perfil de potência, pode-se calcular:

$$G_s(P_{in}) = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{in}} \quad (4.7)$$

$$F(P_{in}) = \int_{z_0}^{z_1} P(z) dz \quad (4.8)$$

$$P_{out} = P_{in}(G_s(h) + 1) \quad (4.9)$$

Todas estas funções podem ser calculadas numericamente para diversos valores de P_{in} durante a simulação do modelo CW. A função 4.9 é biunívoca e portanto, pode ser invertida, o que permite calcular $P_{in}(h)$. Uma vez encontrada a potência de entrada associada a um determinado valor de h , basta substituir nas expressões 4.7 e 4.8 para encontrar os valores de G_s e F correspondentes.

4.4 Implementação computacional

A implementação computacional dos dois modelos dinâmicos apresentados nesta tese foi feita em linguagem MATLAB. Os modelos são simulados simultaneamente através de dois módulos de programa "ModulaSoa.m" e "gdif2d" .

4.4.1 Módulo de simulação

Este módulo ('ModulaSoa.m') contém o código que implementa a simulação dinâmica do SOA considerando e não considerando a perda interna α_{int} . Através da simulação, este módulo é capaz de calcular o ganho diferencial do dispositivo dado um conjunto de valores de frequência (N_f), um conjunto de valores de corrente (N_I) e a potência óptica. Para cada ponto de corrente e frequência, é calculado o ganho diferencial dos 2 modelos. Sendo assim, este módulo retorna 2 matrizes de dimensão $N_f \times N_i$.

Neste módulo existem 2 funções independentes para simular cada modelo dado a condição de polarização e a frequência. Também existe uma função responsável em gerar o vetor potência de entrada $P_{in}(t)$ aplicado ao modelo em função da frequência (Figura 2.23).

A função que implementa o modelo dinâmico, sem considerar a perda interna α_{int} , foi escrita de maneira semelhante ao código do Software SOASim [9]. A outra função é responsável pela implementação do modelo dinâmico, considerando a perda interna α_{int} , será descrita em detalhes na Secção 4.4.3.

4.4.2 Módulo de apresentação

O módulo 'gdif2d.m' é responsável em gerar os pontos de frequência e os pontos de correntes analisados, bem como gerar os gráficos resultantes da simulação. Para geração dos gráficos de linha foi feito uma pequena variação no módulo 'gdif2d.m'. Porém, a estrutura principal se manteve inalterada.

4.4.3 Implementação do modelo com perdas α_{int}

A implementação do modelo com perdas é feita resolvendo-se a equação diferencial 4.6 numericamente utilizando-se o método de Runge-Kutta de quarta ordem, utilizando-se o vetor $P_{in}(t)$ e as funções G_s e F tabeladas a priori.

A simulação com perdas se inicia com o cálculo das funções G_s e F por um programa específico "savetab.m" (escrito em linguagem MATLAB). Este programa calcula os valores de G_s e F sob diversas condições de corrente de polarização I e potência óptica α_{int} . Estes valores são armazenados na forma de uma coleção de vetores (um para cada regime de polarização) contendo os resultados obtidos durante a simulação do modelo estático aplicado a um conjunto de valores de potência óptica. Como este procedimento é razoavelmente demorado e só precisa ser feito uma vez, os dados obtidos são gravados no disco rígido de modo a serem rapidamente lidos pelo programa seguinte "modulaSoa.m".

O domínio da potência óptica usado pelo programa 'savetab.m' é de -10 a 10dBm e os valores de corrente utilizados foram 5, 10, 15, 20, 30, 40, 50,70 e 100 mA.

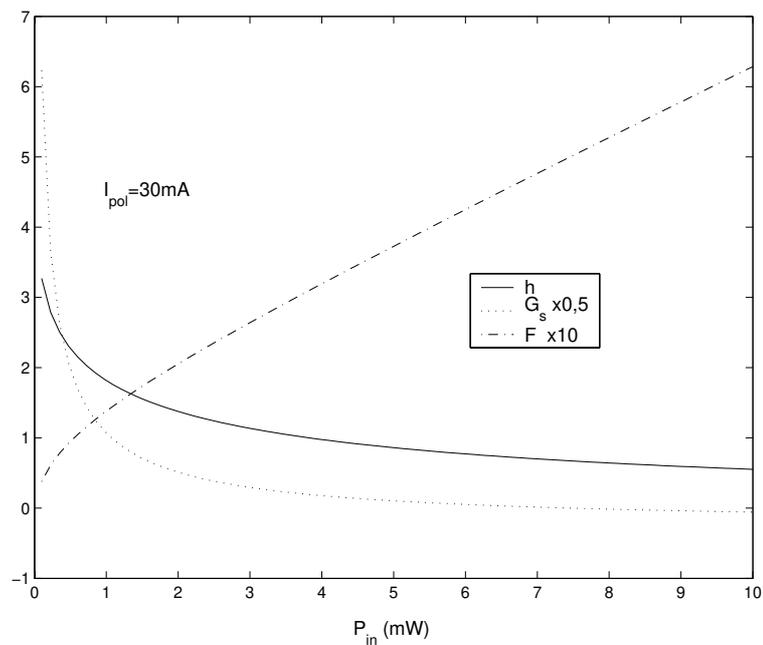


Figura 4.3: Funções G_s , F e h em função de P_{in}

A Figura 4.3 ilustra os resultados obtidos utilizando uma corrente de 30mA. Neste gráfico, os parâmetros estão em função da potência de entrada P_{in} .

Na Figura 4.4 têm-se os gráficos obtidos para G_s em função de h e F em função do parâmetro h . Estes gráficos representam as respostas das funções $G_S(h)$ e $F(h)$ na equação 4.6.

A figura 4.5 mostra as curvas de F geradas pelo programa. O conjunto de curvas

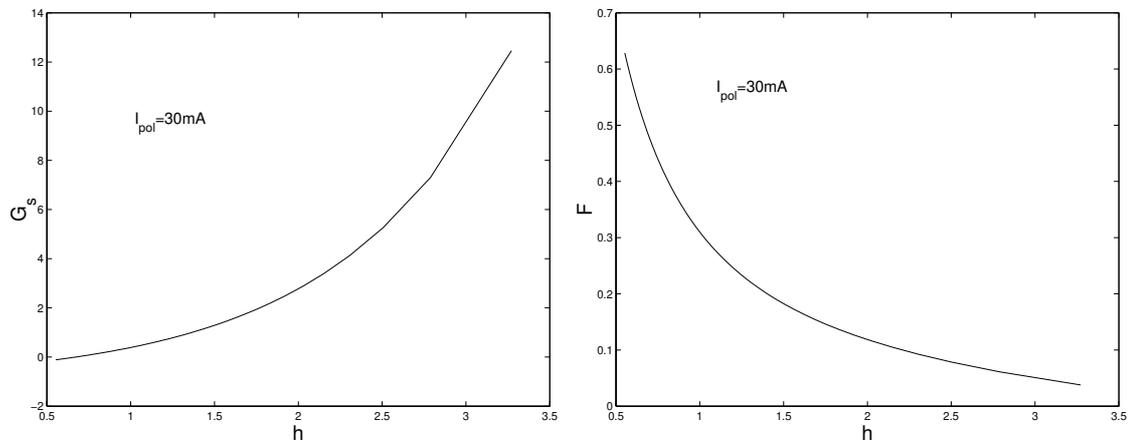


Figura 4.4: G_s e F em função de h

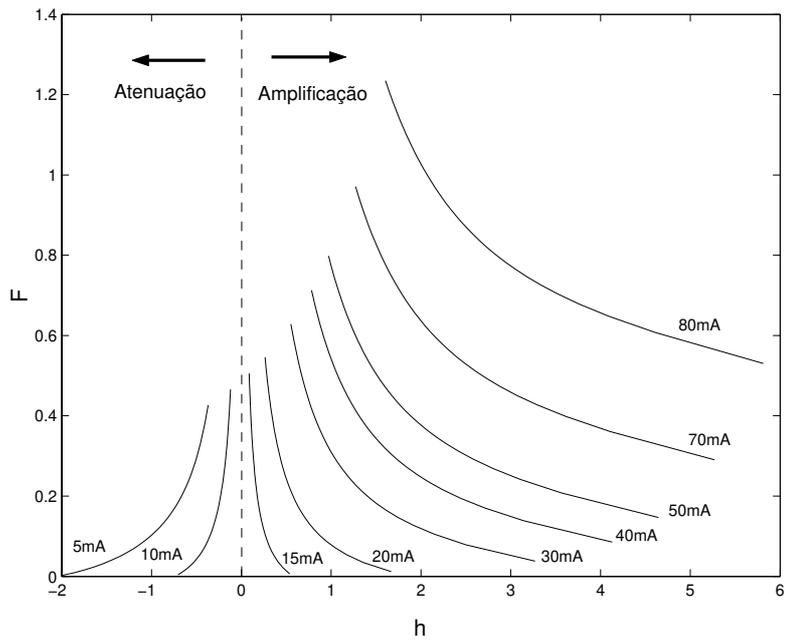


Figura 4.5: Variação da função $F(h)$ em função da corrente de polarização

deve ser escolhido de modo que contenha todos os valores de corrente utilizados pelos programas consecutivos.

4.5 Ganho diferencial em altas frequências

Quando a frequência da envoltória do sinal óptico começa a aumentar, a densidade de portadores tende a permanecer constante. Em frequências altas, o valor de N varia muito pouco e fica oscilando em torno de um valor constante (N_0). Este valor corresponde à densidade de portadores na condição estática, quando se aplica um valor de potência óptica igual ao valor médio do sinal óptico modulado. Este efeito ocorre porque a reserva de portadores na região ativa, em um determinado instante, não varia instantaneamente quando há uma mudança rápida do nível do sinal aplicado, de modo que o excesso de portadores consumido em um determinado instante será compensado no semi-ciclo seguinte do sinal (equação de taxa 1.41).

Para demonstrar a tendência do ganho diferencial dos modelos estudados, foram gerados gráficos do ganho diferencial em função da corrente, para diversos valores de frequência (Figura 4.6).

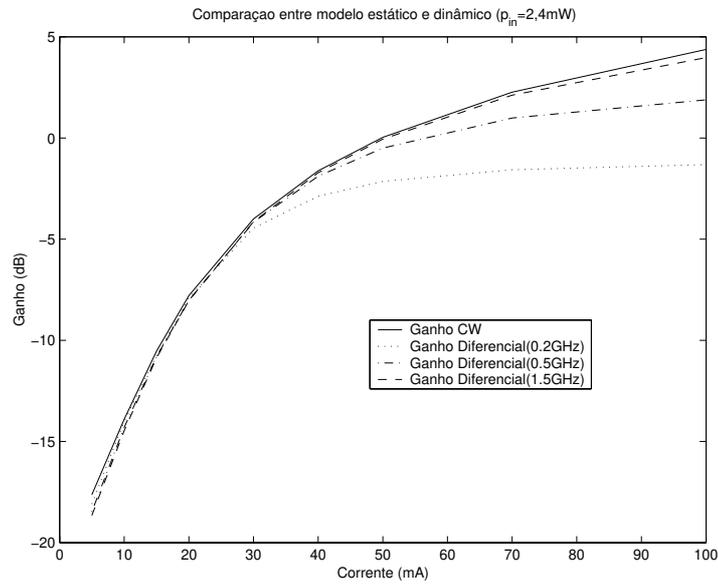
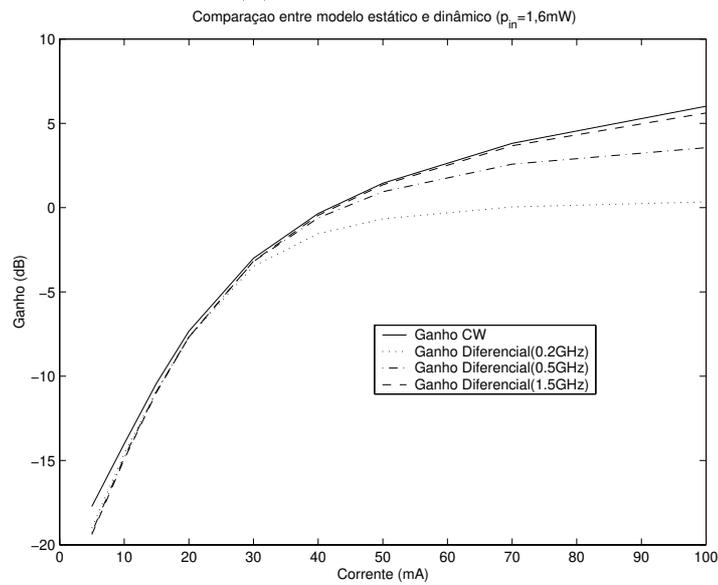
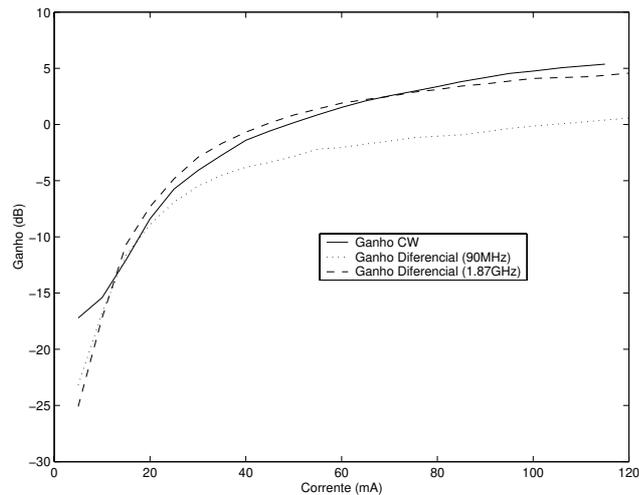
(a) - $P_{in} = 2,4mW$ (b) - $P_{in} = 0,63mW$

Figura 4.6: Tendência do ganho diferencial teórico com aumento da frequência

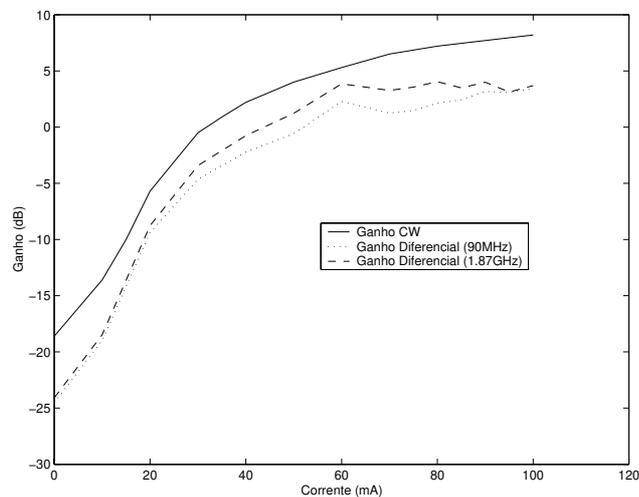
Pode-se notar que a medida que a frequência aumenta, o ganho diferencial tende ao ganho estático apresentado no capítulo anterior.

4.6 Resultados

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais obtidos, os resultados obtidos através da simulação do modelo sem considerar a perda interna, e também os resultados da simulação do modelo quando a implementação considera a perda interna α_{int} em cada passo de cálculo, conforme descrito na Seção 4.4.3.



(a) - $P_{in} = 2,4mW$

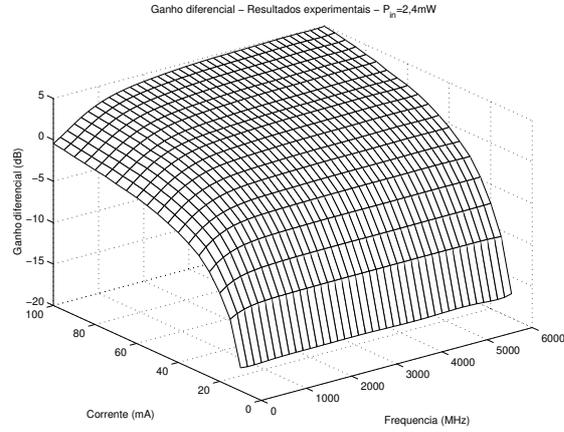


(b) - $P_{in} = 0,63mW$

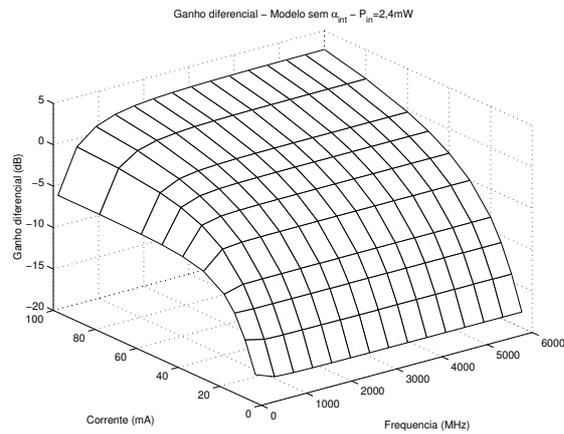
Figura 4.7: Tendência do ganho diferencial experimental com aumento da frequência

Para observar o ganho diferencial experimental em altas frequências e compará-lo com o ganho estático medido (Capítulo 3) foram gerados os gráficos da figura 4.7. Estes gráficos experimentais são análogos aos gráficos teóricos da Figura 4.6,

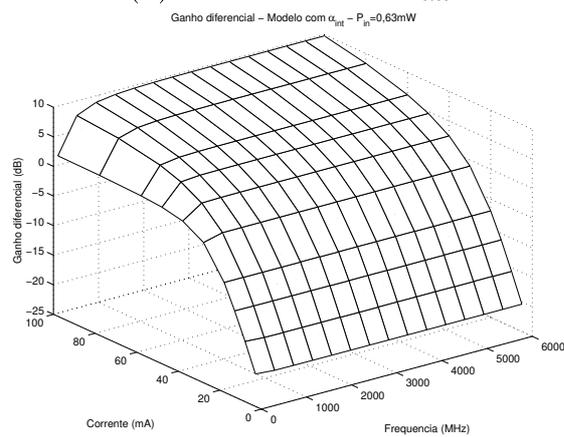
considerando-se somente os dados colhidos no laboratório.



(a) - Experimental

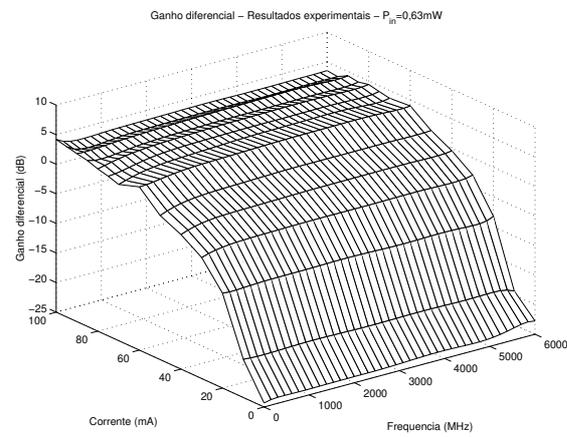


(b) - Simulado sem α_{int}



(c) - Simulado com α_{int}

Figura 4.8: Ganho diferencial com $P_{in} = 2,4 \text{ mW}$.



(a) - Experimental

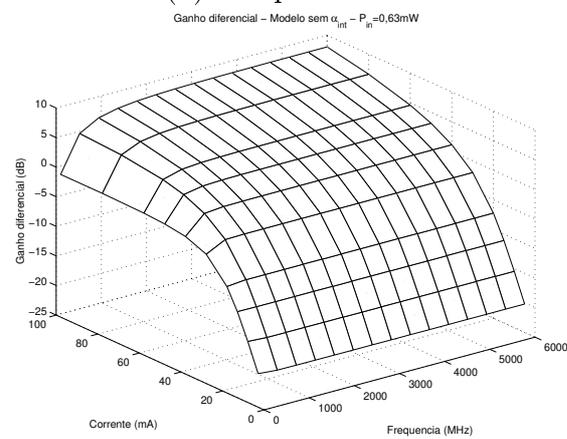
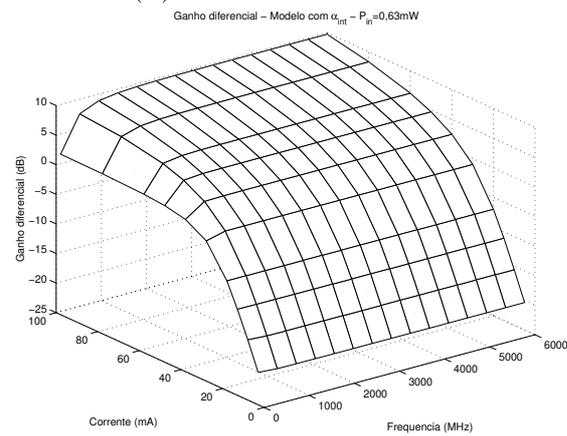
(b) - Simulado sem α_{int} (c) - Simulado com α_{int}

Figura 4.9: Ganho diferencial com $P_{in} = 0,63 \text{ mW}$.

Nas figuras 4.8 e 4.9 tem-se uma visão geral do comportamento do ganho difer-

encial obtido experimentalmente, por simulação do modelo com perda interna e do modelo sem perda interna. Cada figura corresponde a um valor de potência utilizado. Os resultados estão apresentados na forma de gráficos de superfície, onde o eixo-x representa a frequência da envoltória do sinal óptico, o eixo-y o valor da corrente de polarização e o eixo-z o valor do ganho diferencial obtido.

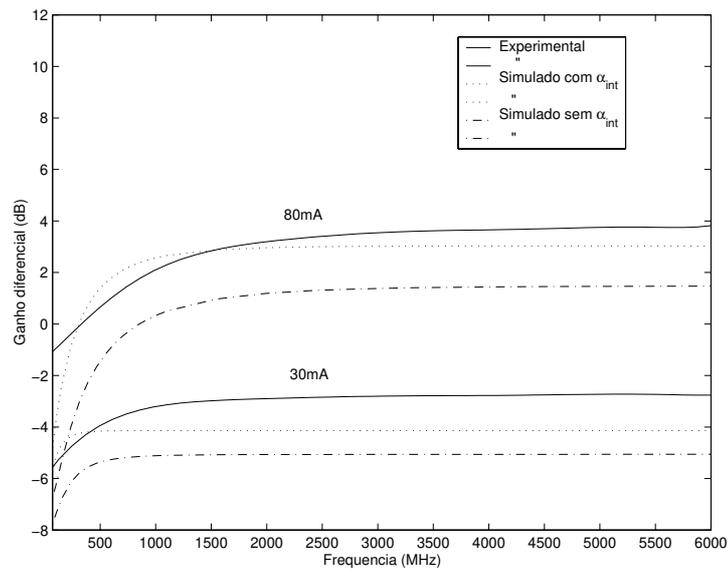
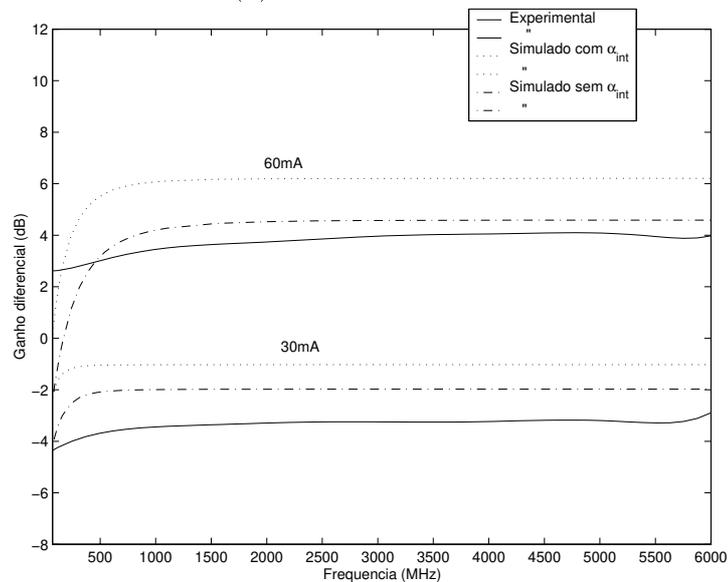
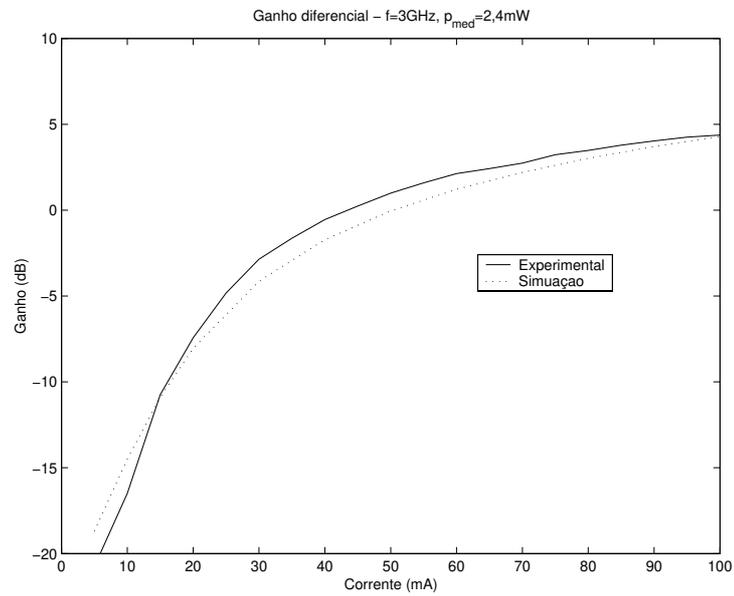
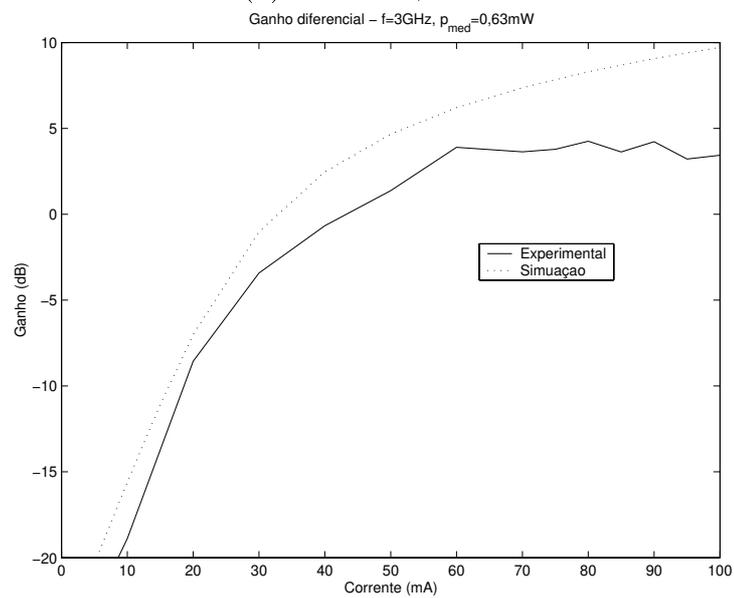
(a) - $P_{in} = 2,4 \text{ mW}$.(b) - $P_{in} = 0,63 \text{ mW}$.

Figura 4.10: Ganho diferencial

A Figura 4.10 apresenta valor do ganho diferencial medido e simulado fixando-se o valor da corrente de polarização.



(a) - $P_{in} = 2,4\text{mW}$



(b) - $P_{in} = 0,63\text{mW}$

Figura 4.11: Ganho diferencial

A figura 4.11 apresenta o ganho diferencial versus a corrente de polarização fixando-se a frequência modulante em 3GHz.

4.7 Discussão

Neste capítulo, foi apresentada uma análise da transmissividade óptica-óptica (ganho diferencial) de um SOA, incluindo resultados experimentais obtidos por simulação do modelo sugerido por Agrawal e Olsson [10] (implementado em [9, 8]) e por uma modificação de implementação apresentada neste trabalho.

Buscou-se com este trabalho, criar condições de laboratório que pudessem gerar dados experimentais de modo a orientar a análise das respostas obtidas por meio de simulação. Duas implementações diferentes foram estudadas neste trabalho: A- a que não considera a perda interna de forma exata; B- a que considera a perda interna de forma exata.

De um modo geral, observando-se as Figuras 4.8 e 4.9, os gráficos apresentam uma boa semelhança quanto à sua forma, especialmente para $P_{in} = 2, 4$ mW. Pode-se notar uma redução do ganho para correntes mais baixas, e também para frequências mais baixas.

Os resultados experimentais obtidos para $P_{in} = 0, 63$ mW apresentaram-se confusos e ruidosos. Esta constatação fica evidente quando se observar o gráfico da Figura 4.10-b, onde observa-se que a uma discrepância significativa entre o valor do ganho diferencial e do ganho estático. Uma causa desta discrepancia, é o fato de a medição estática utilizar um detector de banda larga, que inclui toda potência de ruído ASE gerada dentro do aplicador e também ruído amplificado. Sendo assim, apresenta um valor mais alto. Na medição do ganho diferencial, o ruído consome portadores que seriam utilizados para a amplificação do sinal. Por esta razão, a capacidade de amplificação fica reduzida.

Trabalhando em regime de potências mais altas, o efeito do ruído fica minimizado. Por esta razão, os dados para a potência mais alta (2, 4 mW) apresentaram-se mais próximos os resultados obtidos via simulação (especialmente a simulação B). Isso pode ser observado através das Figuras 4.7-a, 4.8, 4.10-a e 4.11-a.

Comparando-se diretamente os dois métodos de simulação A e B, nota-se através dos gráficos que a inclusão das perdas internas calculadas para cada secção de z (método B) produz um ganho diferencial mais alto, aproximando-se mais dos resultados experimentais para 2, 4 mW. Este aumento do ganho deve-se ao fato de o método B considerar os efeitos de saturação dentro do dispositivo, que por sua vez reduzem a perda interna ($los = \int_0^L \alpha_{int} p(z) dz$).

Os parâmetros estáticos extraídos mostraram-se muito úteis como valores iniciais para o algoritmo de minimização de erro.

Capítulo 5

Conclusões

Através da análise da curva de ganho CW de um SOA (G x I), sob variados níveis de potência óptica, é possível definir um conjunto de parâmetros do modelo estático adequados para a inicialização de um algoritmo de ajuste. Os valores iniciados apresentaram-se próximos dos valores de finais, de modo que o número de interações necessárias para atingir o valor de erro desejado ficou reduzido.

Os modelo estático, criado para o SOA estudado, apresentou respostas bem próximas aos resultados experimentais, especialmente sob regime de potências ópticas mais altas. A inclusão do termo de ruído melhorou a resposta do modelo estático na região de baixas correntes.

Os parâmetros estáticos podem ser estendidos em conjunto com valores da literatura para criar um modelo dinâmico do dispositivo. Este modelo permite obter uma estimativa do comportamento dinâmico do SOA sob certas condições (baixo nível de ruído).

Dando continuidade a este trabalho, poderá se desenvolver métodos de extração de parâmetros para SOA's que utilizem conjuntamente dados CW e dados ganho diferencial de modo a produzir parâmetros mais precisos, incluindo também o tempo de vida dos portadores τ_c e o fator de ruído β . Outro trabalho a ser desenvolvido futuramente é a inclusão o efeito do ruído ASE no modelo dinâmico de maneira analoga a feita para o modelo estático, obtendo-se então um modelo mais completo.

Anexo 1

Listagem dos programas de extração de parâmetros

1.1 'getdata.m'

```
% funcao que le o arquivo de dados, e retorna um array de estruturas
function s=get_data(filename)
dado=load(filename);

s=[];
for i=1:length(dado)
    if dado(i,1)==-1 % inicio de dados
        pin=dado(i,2);
        dat=[];
        i=i+1;
        while dado(i,1)~-1 % pega todos os dados I x Pout
            dat=[dat;dado(i,:)]; i=i+1; if i>length(dado) break;
        end
        end
        s=[s,struct('pin',pin,'dados',dat)];
    end
end
```

1.2 'extracpar.m'

```
% Encontra a potencia de saturacao ps e a perda de insercao.
function [par,p1,p2,p3,data1,data2,data3]=extracpar(filename)
```

```

s=get_data(filename); % monta a estrutura de dados a
                        % partir do arquivo .txt
ncurv=length(s);      % numero de curvas extraidas

if ncurv<3
    disp('numero de curvas Pout x I insuficientes');
    return;
end

% Utiliza apenas os dados das 3 primeiras curvas
p1=10^(s(1).pin/10);
p2=10^(s(2).pin/10);
p3=10^(s(3).pin/10);
data1=s(1).dados;
data2=s(2).dados; data2(1,:)=[];
data3=s(3).dados; data3(1,:)=[];

% vetor com as perdas de acomplamento (valores candidatos)
coupl_loss=linspace(-1.5,-7,120);
%coupl_loss=linspace(-4.5,-5,30);
%coupl_loss=linspace(-3,-4,90);
%coupl_loss=linspace(-6,-6.6,90);
%coupl_loss=linspace(-1.5,-2.2,90);

xmin=10;
for i=1:length(coupl_loss)

    a=10^(coupl_loss(i)/10);
    [I1,der1]=deriva(coupl_loss(i),data1,p1);
    [I2,der2]=deriva(coupl_loss(i),data2,p2);
    [I3,der3]=deriva(coupl_loss(i),data3,p3);

    psa(i)=a*(p2*der2-p1*der1)/(der1-der2);
    psb(i)=a*(p3*der3-p2*der2)/(der2-der3);

```

```

psc(i)=a*(p2*der1-p1*der3)/(der3-der1);

x=abs(psa(i)-psb(i));
if x<xmin
    xmin=x;
    c_min=coupl_loss(i);
    ps=mean([psa(i),psb(i)]);
    Ia=I1;
    Ib=I2;
    Ic=I3;
    dera=der1;
    derb=der2;
    derc=der3;
end
end

p=10*log10([psa;psb;psc]);
plot(coupl_loss,p(1,:), '-.k', coupl_loss,p(2,:),
      ':k', coupl_loss,p(3,:), 'k');
xlabel('Perda de acoplamento (dB)');
ylabel('Potencia de saturacao (dBm)');
legend(['Ps1-2'; 'Ps2-3'; 'Ps3-4'])
a=10^(c_min/10);
na=1+a*p1/ps;
nb=1+a*p2/ps;
nc=1+a*p3/ps;

I0=mean([Ia/(1+.2*na), Ib/(1+.2*nb), Ic/(1+.2*nc)]);
KL=mean([dera*na*I0, derb*nb*I0, derc*nc*I0])/4.34;
par=[c_min, ps, I0, KL];

function [Ix,dGdI]=deriva(coupl_loss,data,pin)
corrente=data(:,1);           % vetor de correntes

```

```

gDB=data(:,2)-10*log10(pin);    % ganho
pp=spline(gDB,corrente);

Ix=ppval(pp,2*coupl_loss); % corrente onde g0 = perda interna
%(considerando nao saturacao);
Ix_=ppval(pp,2*coupl_loss+.2);
dGdI=.2./(Ix_-Ix); % derivada no ponto considerado

```

1.3 'ajuste2c.m'

```

% Este programa ajusta os parametros do modelo, para que a resposta
% simulada (curva pout x I) seja a melhor possivel para 2 CURVAS.
% Usa o metodo dos minimos quadrados.

```

```

function main(filename)
[par,p1,p2,p3,data1,data2,data3]=extracpar(filename);

corrente2=data2(:,1);    gDB2=data2(:,2)-10*log10(p2);
corrente3=data3(:,1);    gDB3=data3(:,2)-10*log10(p3);

n2=length(corrente2);
n3=length(corrente3);

n=n2+n3;
k2=n/3/n2;
k3=n/3/n3;

L=67.6;
beta=9; % parametro chutado

coupl_loss=100*10^(par(1)/10); % percentual de acoplamento
ps=par(2)*10;                % potencia de saturacao em decimo de mW
I0=par(3);                   % corrente de limiar em mA

```

```

k=par(4)/L*1000;
perd_int=.2*k;

% parametros do algoritmo de ajuste
delta=.002; % incremento percentual para calculo das derivadas
dG=zeros(1,7);
cont=zeros(1,7);

parametros=[k,I0,ps,perd_int,coupl_loss,L,beta];

close all; hold on;
gDB2S=simula(p2,corrente2,parametros);
gDB3S=simula(p3,corrente3,parametros);

plot(corrente2,gDB2,'k+',corrente3,gDB3,'k*');
plot(corrente2,gDB2S,'k',corrente3,gDB3S,'k');
G0=k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,parametros)
    +k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,parametros);
title(['RESPOSTA DC (INICIAL) - Erro=',num2str(G0/n)]);
legend('1.6mW','2.44mW');
xlabel('Corrente (mA)');
ylabel('Ganho (dB)');
text(4,4,[num2str(parametros')]);

while G0>5.6
    G0=k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,parametros)
        +k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,parametros)
    dpar=parametros.*[1+delta,1,1,1,1,1,1];
    G1=k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

    dpar=parametros.*[1,1+delta,1,1,1,1,1];
    G2=k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

    dpar=parametros.*[1,1,1+delta,1,1,1,1];

```

```

G3=k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

% calculo das variacoes
dG=G0-[G1,G2,G3,G0,G0,G0,G0];

h=dG.*dG_>=0;      % detecta derivadas que trocaram de sinal
cont=cont.*h + 3*not(h) - 1;
dG_=dG;            % atualiza dG_

dG=dG.*(cont<0); % inibe as derivadas cujos contadores sao positivos.
gradiente=dG./(delta*parametros);

if any(gradiente)
    m=(gradiente/norm(gradiente));
    parametros=parametros + m*(0.01+sqrt(G0)/25);
else
    parametros(2)=parametros(2)*(1-delta);
end
parametros(4)=parametros(1)*0.2;
[m',parametros']

k=parametros(1);
I0=parametros(2);
ps=parametros(3);
perd_int=parametros(4);
coupl_loss=parametros(5);
L=parametros(6);

end

figure; hold on;
gDB2S=simula(p2,corrente2,parametros);
gDB3S=simula(p3,corrente3,parametros);

```

```

plot(corrente2,gDB2,'k+',corrente3,gDB3,'k*');
plot(corrente2,gDB2S,'k',corrente3,gDB3S,'k');
title(['RESPOSTA DC (AJUSTADA) - Erro=',num2str(G0/n)]);
legend('1.6mW','2.44mW');
xlabel('Corrente (mA)');
ylabel('Ganho (dB)');
text(4,4,[num2str(parametros')]);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function G=calcG(pin,correntes,gDB,parametros) % pin em W
A=simula(pin,correntes,parametros);
G=sum((gDB-A).^2);

function A=simula(pin,correntes,parametros) % pin em W
pin=pin/1000;
g0=parametros(1)*(correntes/parametros(2)-1);
ps=parametros(3)/10000;
perd_int=parametros(4);
inser_loss=parametros(5)/100;
L=parametros(6)/1000;
beta=parametros(7)/10000;

dz=L/200;
pot=pin*inser_loss*ones(size(g0)); % perda de insercao na entrada.
for i=dz:dz:L
    k1=dz*dp(pot,g0,ps,perd_int,beta);
    k2=dz*dp(pot+k1/2,g0,ps,perd_int,beta);
    k3=dz*dp(pot+k2/2,g0,ps,perd_int,beta);
    k4=dz*dp(pot+k3,g0,ps,perd_int,beta);
    pot=pot+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
end

```

```
A=10*log10(inser_loss*pot/pin);
```

```
function ans=dp(p,g0,ps,perd_int,beta)
ans=(g0./(1+p/ps)-perd_int).*p + beta;
```

1.4 'ajuste3c.m'

```
% RAFAEL P. VIVACQUA
% Este programa ajusta os parametros do modelo, para que a resposta
% simulada (curva pout x I) seja a melhor possivel para 3 CURVAS.
% Usa o metodo dos minimos quadrados.
```

```
function main(filename)
[par,p1,p2,p3,data1,data2,data3]=extracpar(filename);

corrente1=data1(:,1);   gDB1=data1(:,2)-10*log10(p1);
corrente2=data2(:,1);   gDB2=data2(:,2)-10*log10(p2);
corrente3=data3(:,1);   gDB3=data3(:,2)-10*log10(p3);

n1=length(corrente1);
n2=length(corrente2);
n3=length(corrente3);

n=n1+n2+n3;
k1=n/3/n1;
k2=n/3/n2;
k3=n/3/n3;

% parametro chutado
L=67.6;
beta=9;           % taxa de emissao espontanea; .0009 W/cm;
```

```

% calcula parametros [coupl_loss,ps,I0,KL]

coupl_loss=100*10^(par(1)/10); % percentual de acoplamento
ps=par(2)*10;                % potencia de saturacao em decimo de mW
I0=par(3);                   % corrente de limiar em mA
k=par(4)/L*1000;
perd_int=.2*k;

% parametros do algoritmo de ajuste
delta=.002; % incremento percentual para calculo das derivadas
dG_=zeros(1,7);
cont=zeros(1,7);

disp('parametros iniciais');
parametros=[k, I0, ps, perd_int, coupl_loss, L, beta]
%parametros=[k, 13.5, 17.2, 26, 32.7, 21.45, 29.4]; % melhor resultado!!

close all; hold on;
gDB1S=simula(p1, corrente1, parametros);
gDB2S=simula(p2, corrente2, parametros);
gDB3S=simula(p3, corrente3, parametros);

plot(corrente1, gDB1, 'kx', corrente2, gDB2, 'k+', corrente3, gDB3, 'k*');
plot(corrente1, gDB1S, 'k', corrente2, gDB2S, 'k', corrente3, gDB3S, 'k');
G0=k1*calcG(p1, corrente1, gDB1, parametros)
    +k2*calcG(p2, corrente2, gDB2, parametros)
    +k3*calcG(p3, corrente3, gDB3, parametros)
title(['RESPOSTA CW (INICIAL) - Erro=', num2str(G0/n)]);
legend('0.63mW', '1.6mW', '2.44mW');
xlabel('Corrente (mA)');
ylabel('Ganho (dB)');
text(4, 4, [num2str(parametros')]);

while G0>24.3

```

```

G0=k1*calcG(p1,corrente1,gDB1,parametros)
+k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,parametros)
+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,parametros);

dpar=parametros.*[1+delta,1,1,1,1,1,1];
G1=k1*calcG(p1,corrente1,gDB1,dpar)
+k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

dpar=parametros.*[1,1+delta,1,1,1,1,1];
G2=k1*calcG(p1,corrente1,gDB1,dpar)+k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)
+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

dpar=parametros.*[1,1,1+delta,1,1,1,1];
G3=k1*calcG(p1,corrente1,gDB1,dpar)+k2*calcG(p2,corrente2,gDB2,dpar)
+k3*calcG(p3,corrente3,gDB3,dpar);

% calculo das variacoes
dG=G0-[G1,G2,G3,G0,G0,G0,G0];

h=dG.*dG_>=0;      % detecta derivadas que trocaram de sinal
cont=cont.*h + 3*not(h) - 1;
dG_=dG;           % atualiza dG_

dG=dG.*(cont<0);   % inibe as derivadas cujos contadores sao %positivos.
gradiente=dG./(delta*parametros);

if any(gradiente)
    m=(gradiente/norm(gradiente));
    parametros=parametros+ m*(0.01+sqrt(G0-15)/25).*[15,.5,.25,1,1,1,1];
else
    parametros(2)=parametros(2)*(1-delta);
end

```

```

    parametros(4)=parametros(1)*0.2;
    [m',parametros']

    k=parametros(1);
    I0=parametros(2);
    ps=parametros(3);
    perd_int=parametros(4);
    coupl_loss=parametros(5);
    L=parametros(6);

end

figure; hold on;
gDB1S=simula(p1,corrente1,parametros);
gDB2S=simula(p2,corrente2,parametros);
gDB3S=simula(p3,corrente3,parametros);

plot(corrente1,gDB1,'kx',corrente2,gDB2,'k+',corrente3,gDB3,'k*');
plot(corrente1,gDB1S,'k',corrente2,gDB2S,'k',corrente3,gDB3S,'k');
title(['RESPOSTA CW (AJUSTADA) - Erro=',num2str(G0/n)]);
legend('0.63mW','1.6mW','2.44mW');
xlabel('Corrente (mA)');
ylabel('Ganho (dB)');
text(4,4,[num2str(parametros')]);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Funcoes
function G=calcG(pin,correntes,gDB,parametros) % pin em W
A=simula(pin,correntes,parametros);
G=sum((gDB-A).^2);

function A=simula(pin,correntes,parametros) % pin em W
pin=pin/1000;
g0=parametros(1)*(correntes/parametros(2)-1);
ps=parametros(3)/10000;

```

```
perd_int=parametros(4);
inser_loss=parametros(5)/100;
L=parametros(6)/1000;
beta=parametros(7)/10000;

dz=L/200;
pot=pin*inser_loss*ones(size(g0)); % perda de insercao na entrada.
for i=dz:dz:L
    k1=dz*dp(pot,g0,ps,perd_int,beta);
    k2=dz*dp(pot+k1/2,g0,ps,perd_int,beta);
    k3=dz*dp(pot+k2/2,g0,ps,perd_int,beta);
    k4=dz*dp(pot+k3,g0,ps,perd_int,beta);
    pot=pot+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
end
A=10*log10(inser_loss*pot/pin);

function ans=dp(p,g0,ps,perd_int,beta)
ans=(g0./(1+p/ps)-perd_int).*p + beta;
```

Anexo 2

Listagem dos programas de simulação do ganho diferencial

2.1 'savetab.m'

```
% programa para gerar as respostas CW do amplificador usadas
% na simulação dinamica

function main
corrente=[5,10,15,20,30,40,50,60,70,80,90,100,120,140];

% parametros que foram obtidos do ajuste_3c sobre os dados de laboratorio
% colocados no arquivo raf_dat.txt
k=52.8492;
I0=15.7381;
ps=1.28377;
perd_int=10.5698;
%perd_cpl=42.9312;
L=0.0676;

pin=linspace(.1,10,50); % potencias de entrada do soa

for j=1:length(corrente)
    g0=k*(corrente(j)/I0-1);
    for i=1:length(pin)
        [pout(i),h(i),F(i)]=simula(pin(i),g0,ps,perd_int,L);
```

```

end
G=(pout-pin)./pin;
eval(['ppG',num2str(corrente(j)),'=spline(h,G);']);
eval(['ppF',num2str(corrente(j)),'=spline(h,F);']);
eval(['pph',num2str(corrente(j)),'=spline(pin,h);']);
corrente(j)
end

clear F G h i pin pout g0 corrente j g0 ans;
save tab;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function [pot,h,F]=simula(pin,g0,ps,perd_int,L)
h=0;
F=0;

dz=L/200;
pot=pin;
for i=dz:dz:L
    k1=dz*dp(pot,g0,ps,perd_int);
    k2=dz*dp(pot+k1/2,g0,ps,perd_int);
    k3=dz*dp(pot+k2/2,g0,ps,perd_int);
    k4=dz*dp(pot+k3,g0,ps,perd_int);
    pot1=pot+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
    pm=(pot1+pot)/2;
    h=h+dz*g0/(1+pm/ps); % calcula h
    F=F+pm*dz;          % calcula F
    pot=pot1;
end

function ans=dp(p,g0,ps,perd_int)
ans=(g0./(1+p/ps)-perd_int).*p;

```

2.2 'modulasoa.m'

```

% Faz a simulacao do SOA quando aplicamos um sinal senoidal.
% usa o algoritmo do SOASIM e o novo que eu fiz.

function [g1,g2]=main(corrente,pinmed,f,PLOT) %(mA,mW,Hz)
perd_cpl=42.9312/100; % este parametro foi obtido do ajuste_3c
                    % sobre os dados de laboratorio colocados no arquivo raf_da
Dpin=pinmed*1.7/3.8; % excursao de potencia do sinal modulante

for i=1:length(f)
    [pin_,t(:,i)]=modulacao(300,2,f(i)); % gera o vetor pot_in(t) em mW
    pin(:,i)=pinmed*pin_'; % potencia optica aplicada na entrada do SOA
end

load tab; % carrega as tabelas

for i=1:length(corrente)
    eval(['ppG=ppG',num2str(corrente(i)),',';']);
    eval(['ppF=ppF',num2str(corrente(i)),',';']);
    eval(['pph=pph',num2str(corrente(i)),',';']);
    g0=k*(corrente(i)/I0-1);

    for j=1:length(f)
        disp([corrente(i),f(j)/1E6]); % ponto calculado

        pout1=perd_cpl*calcula(t(:,j), perd_cpl*pin(:,j)/1000,g0,perd_int,
            ps,L,ppG,ppF,pph)'; % calculo pelo meu algoritmo
        g1(i,j)=10*log10((max(pout1)-min(pout1))/Dpin);

        h0=calc_h0(perd_cpl*pin(1,j),L,g0,ps);
        pout2=perd_cpl*cal(t(:,j),perd_cpl*pin(:,j)/1000,g0,perd_int,ps,L,h0)';
    end
end

```

```

g2(i,j)=10*log10((max(pout2)-min(pout2))/Dpin);% SOASIM

if PLOT=='plot'
    figure;
    plot(t(:,j),[pin(:,j), pout1, pout2]);
    title(['SIMULACAO (' ,num2str([corrente(i),pinmed,f(j)/1E6]),')']);
    legend('Pin', 'Pout-novo', 'Pout-velho');
    xlabel('Tempo (Seg)');
    ylabel('Potencia (W)');
end
end

end

%%%%% Implementacao com perda interna
function pout=calcula(t,vpin,g0,perd_int,ps,L,ppG,ppF,pph)
TALS=2.5E-9;
es=ps*TALS/1000;
h=ppval(pph,1000*vpin(1));
dt=t(2)-t(1);
for i=1:length(t)
    pin=vpin(i);
    G=ppval(ppG,h);
    F=ppval(ppF,h)/1000;
    x=pin/es*G+perd_int/es*F;
    k1=dt*((g0*L-h)/TALS-x);
    k2=dt*((g0*L-h-k1/2)/TALS-x);
    k3=dt*((g0*L-h-k2/2)/TALS-x);
    k4=dt*((g0*L-h-k3)/TALS-x);
    h=h+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
    hvet(i)=h;
    pout(i)=1000*(pin*G+pin);
end

```

```

%%%%%%%%%% calcula h0 %%%%%%%%%%% SOASIM (sem perda interna)
function h=calc_h0(pin,L,g0,ps)
dz=L/500;
pot=pin;
for i=dz:dz:L
    k1=dz*g0*pot/(1+pot/ps);
    k2=dz*g0*(pot+k1/2)/(1+(pot+k1/2)/ps);
    k3=dz*g0*(pot+k2/2)/(1+(pot+k2/2)/ps);
    k4=dz*g0*(pot+k3)/(1+(pot+k3)/ps);
    pot=pot+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
end
h=log(pot/pin);

function pout=cal(t,vetpin,g0,perd_int,ps,L,h)
TALS=2.5E-9;
es=ps*TALS/1000;
%load tab;
%L=670E-4;
dt=t(2)-t(1);
for i=1:length(t)
    pin=vetpin(i);
    k1=dt*((g0*L-h)/TALS - pin/es*(exp(h)-1));
    k2=dt*((g0*L-h-k1/2)/TALS - pin/es*(exp(h+k1/2)-1));
    k3=dt*((g0*L-h-k2/2)/TALS - pin/es*(exp(h+k2/2)-1));
    k4=dt*((g0*L-h-k3)/TALS - pin/es*(exp(h+k3)-1));
    h=h+(k1+2*(k2+k3)+k4)/6;
    hvet(i)=h;
    pout(i)=1000*pin*exp(h-perd_int*L);
end

%%%%%%%%%%
function [y,t]=modulacao(N,nc,f)
dt=nc/f/N;
t=dt*(1:N)'; % o vetor de tempo nao pode comecar de zero

```

```

k=nc*2*pi*(1:N)/N;

y=1.7/2*sin(k)+3.8;    % sinal observado no osciloscopio (em divisoes)
y=y/3.8;              % sinal normalizado com pmed = 1mW

```

2.3 'gdifsurface.m'

```

% Este programa gera os graficos relativos ao ganho diferencial para alguns
% regimes de funcionamento (corrente de polarizacao).
% gera 3 graficos para a potencia selecionada abaixo [exper., simR, simC]
function ganhodif
load dadosdif;

% pot selecionada
%k=2:13; dados=pin0m63; pinmed=0.63;
k=3:21; dados=pin2m4(:,k); pinmed=2.4;

correntes=dados(1,:)    % pontos de corrente
dados(1,:)=[]; % retira a primeira linha que contem os valores das correntes
freq=linspace(.3,6000,40)'; % cria o vetor das frequencias
aten=3.8;
ni=length(correntes);
for i=1:ni
    dadosa(:,i)=interpola(dados(:,i)-aten,8,40);
end

% Apresentacao dos resultados experimentais
%close all;
[Xi,Yi]=meshgrid(freq,correntes);
mesh(Xi,Yi,dadosa');
title('Ganho diferencial - Resultados experimentais');
xlabel('Frequencia (MHz)');
ylabel('Corrente (mA)');

```

```

xlabel('Ganho diferencial (dB)');

% Apresentacao dos resultados simulados
freq=linspace(100E6,6E9,15);
correntes=[5,10,15,20,30,40,50,60,80,100];
[Xi,Yi]=meshgrid(freq/1E6,correntes);
[g1,g2]=modulasoa(correntes,pinmed,freq,'nlot');

figure;
mesh(Xi,Yi,g1);
title('Ganho diferencial - Modelo com  $\alpha_{int}$ ');
xlabel('Frequencia (MHz)');
ylabel('Corrente (mA)');
zlabel('Ganho diferencial (dB)');
figure;
mesh(Xi,Yi,g2);
title('Ganho diferencial - Modelo sem  $\alpha_{int}$ ');
xlabel('Frequencia (MHz)');
ylabel('Corrente (mA)');
zlabel('Ganho diferencial (dB)');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function ya=interpola(data,n,nx);
x=(1:1601)';
[P,S,Mu]=polyfit(x,data,n);
x=linspace(1,1601,nx);
ya=polyval(P,x,S,Mu)';

```

2.4 'gdif_ .m'

```

% programa para simulacao do ganho diferencial do soa e plotar
% grafico comparativo com resultados experimentais
function ganhodif

```

```

correntes=[30,80]; % Vetores para apresentacao dos resultados experimentais
load dadosdif;
dados=pin2m4;      %( seleciona aqui a potencia utilizada de acordo com
pinmed=2.4;        % dados disponiveis %)

ie=dados(1,:);
dados(1,:)=[]; % retira a primeira linha que contem os valores das correntes
i1=find(ie==correntes(1));
i2=find(ie==correntes(2));
aten=3.8;
gmed1=interpola(dados(:,i1)-aten,8,50);
gmed2=interpola(dados(:,i2)-aten,8,50);
f=linspace(.3,6000,50);

% Vetores para apresentacao dos resultados simulados
np=12;
freq=1E6*[linspace(70,150,np)';
          linspace(160,1000,np)';
          linspace(1100,6000,np)'];
[g1,g2]=modulasa(correntes,pinmed,freq,'nlot')

freq=freq/1E6;
plot(f,gmed1,'k',f,gmed2,'k',freq,g1(1,:),'k:',freq,g1(2,:),
      'k:',freq,g2(1,:),'k-.',freq,g2(2,:),'k-.');
xlabel('Frequencia (MHz)');
ylabel('Ganho diferencial (dB)');
legend('Experimental',' " ', 'Simulado com {\alpha}_{int}',
       ' " ', 'Simulado sem {\alpha}_{int}', ' " ')
axis([70 6000 -8 12]);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
function ya=interpola(data,n,nx);
x=(1:1601)';
[P,S,Mu]=polyfit(x,data,n);

```

```
x=linspace(1,1601,nx);  
ya=polyval(P,x,S,Mu)';
```


Referências Bibliográficas

- [1] L. M. Zhang and J. E. Carroll, “Large-signal dynamic model of dfb laser”, *IEEE Quantum Electron*, vol. 28, pp. 604–611, 1992.
- [2] J.E. Bowers, “Hight speed semiconductor laser design and performance”, *Solid State Electron*, vol. 30, pp. 1–11, 1987.
- [3] P. C. R. Gurney L. V. T. Nguyen, A. J. Lowery and D. Novak, “A time domain model for high speed quantum well lasers including carrier transport effects”, *IEEE Select. Topics Quantum Electron*, vol. 1, pp. 494–504, 1995.
- [4] John C. Cartledge and R. C. Srinivasan, “Extraction of dfb laser rate equation parameters for system simulation purposes”, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 5, pp. 852–860, 1997.
- [5] J. M. Ferreira H. M. Salgado and J. J. O’Reilly, “Extraction of semiconductor intrinsic laser parameters by intermodulation distortion analysis”, *IEEE Photonic Technology*, vol. 9, no. 10, pp. 1331–1333, 1997.
- [6] David M. Adams Gordon B. Morrison and Daniel T. Cassidy, “Extraction of gain parameters for truncated-well gain coupled dfb lasers”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 11, no. 12, pp. 1566–1568, 1999.
- [7] Matt Bruensteiner and George C. Papen, “Extraction o vcsel rate equation parameters for low bias system simulation”, *IEEE Journal of Selectted Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 487–494, 1999.
- [8] Custódio Juliano P.B., “Compressão dinâmica do ganho em cascatas de amplificadores Ópticos a semiconductor: Simulação e medidas”, Master’s thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, outubro 97.

- [9] Cristiano M. Gallep, “Simulador do controle dinâmico de ganho em amplificadores ópticos a semicondutor, incluindo validação experimental e aplicações”, Master’s thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 1999.
- [10] N. A. Agrawal, G. P. e Olsson, “Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers”, *J. of Quantum Electronics*, vol. 25, no. 11, pp. 2297–2306, Novembro 1989.
- [11] Paul E Jr, *Fiber Optic Networks*, Prentice Hall, New Jersey, 1993.
- [12] A. E. Siegman, *Lasers*, University Science Books, 1986.
- [13] Agrawal G. P. e Dutta N. K., *Semiconductor Lasers*, Van Nostrand Reinhold, 2a edição edition, 1993.
- [14] Donald L. Lee, *Electromagnetic Principles for Integrated Optics*, John Wiley and Sons, 1986.
- [15] J. D. Jackson, *Classical Electrodynamics*, Wiley, third edition, 1998.
- [16] Agrawal G. P., “Population pulsations and nondegenerated four-wave mixing in semiconductor laser and amplifier”, *Journal of Optical Society of America B* 5, pp. 147–158, 1998.
- [17] *Softwar for process data*, 1995.
- [18] *Diode Lasers an Photonic Integrated Circuits.*, ch 5. New York: Wiley, 1995.
- [19] L. A. Coldren and S. W. Corzine, *Diode Lasers an Photonic Integrated Circuits.*, ch 4. New York: Wiley, 1995.