

UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E SISTEMAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCIONILO JOSÉ DA SILVA

**MODELAGEM DE AMPLIFICADORES ÓPTICOS EM CASCATA COM
MÁSCARAS DE POTÊNCIA PARA ESTIMATIVA DE SINAL E RUÍDO**

Recife
2020

MARCIONILO JOSÉ DA SILVA

**MODELAGEM DE AMPLIFICADORES ÓPTICOS EM CASCATA COM
MÁSCARAS DE POTÊNCIA PARA ESTIMATIVA DE SINAL E RUÍDO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geologia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Comunicações.

Orientador: Prof^o. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho

Coorientador: Prof^o. Dr. Leonardo Didier Coelho

Recife

2020

Catálogo na fonte
Bibliotecária Sandra Maria Neri Santiago, CRB-4 / 1267

M586m Silva, Marcionilo José da.
Modelagem de amplificadores ópticos em cascata com máscaras de potência para estimativa de sinal e ruído / Marcionilo José da Silva. – Recife, 2020.
110 folhas, il., figs.

Orientador: Prof^o. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho.
Coorientador: Prof^o. Dr. Leonardo Didier Coelho.
Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.
Inclui Referências e Apêndice.

1. Engenharia Elétrica. 2. Comunicações ópticas. 3. Rredes WDM. 4. EDFA. 5. Amplificador Raman. 6. Aamplificador híbrido Raman/EDFA. 7. Máscara de potência. I. Martins Filho, Joaquim Ferreira (Orientador). II. Coelho, Leonardo Didier (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG/2021-160

MARCIONILO JOSÉ DA SILVA

**MODELAGEM DE AMPLIFICADORES ÓPTICOS EM CASCATA COM
MÁSCARAS DE POTÊNCIA PARA ESTIMATIVA DE SINAL E RUÍDO**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geologia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Comunicações.

Aprovada em: 18/12/2020

BANCA EXAMINADORA

Prof^o. Dr. Joaquim Ferreira Martins Filho (Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^o. Dr. Carmelo José Albanez Bastos Filho (Examinador Externo)
Universidade de Pernambuco

Prof^o. Dr. Raul Camelo de Andrade Almeida Júnior (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof^a. Dra. Uiara Celine de Moura (Examinador Externo)
Technical University of Denmark

Prof^o. Dr. Daniel Augusto Ribeiro Chaves (Examinador Externo)
Universidade de Pernambuco

Prof^o. Dr. Leonardo Didier Coelho (Coorientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, que dedicaram grande parte de suas vidas a mim e sempre me incentivaram e me deixaram livre para estudar o que eu quisesse, mesmo em condições financeiras desfavoráveis.

À minha namorada, Cris, que esteve comigo em todos esses momentos de crescimento, desde de antes da graduação, sempre me dando incentivo e apoio. Muito obrigado, linda!

Ao meu orientador, o professor Joaquim Martins Filho, pela confiança que depositou em mim quando eu ainda era um aluno de graduação, passando pela Iniciação Científica, pelo Mestrado e agora pelo Doutorado. Agradeço o empenho em me fazer avançar na carreira acadêmica.

Ao meu coorientador, o professor Leonardo Didier Coelho, pela a inestimável ajuda com as simulações e por me passar um pouco do seu conhecimento sobre os efeitos não lineares.

Aos colegas e inestimáveis amigos adquiridos desde a graduação até agora: Henrique Patriota, Marianne Peixoto, Paulo Fernando Souza, José Cleyton, Hébio Oliveira Jr, Clayton Natal e Allamys da Silva. Vocês tornaram essa jornada bem mais interessante e divertida. Obrigado!

Aos membros do grupo de pesquisa em redes ópticas da UFPE: professor Carmelo Bastos-Filho, professor Raul Almeida, Danilo Araújo, Daniel Chaves e André Xavier; pelos comentários, críticas e sugestões que tanto contribuíram para o amadurecimento desta tese. Em especial, agradeço ao meu colega Erick Barboza, que desenvolveu e me disponibilizou muitos dos programas e técnicas utilizadas neste trabalho e pela parceria nos artigos publicados.

À PADTEC, empresa parceira no projeto de pesquisa com o grupo de redes óptica da UFPE. Sem essa parceria, este Trabalho não teria acontecido. E muito foi desenvolvido também graças às discussões com José Maranhão Neto, que foi gerente desse projeto na PADTEC até 2019 e contribuiu bastante.

Aos colegas da PADTEC: Heitor Carvalho e João Januário pela inestimável ajuda na obtenção das máscaras de potência, durante a minha brevíssima visita à Padtec, em Campinas.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, e em especial, à nossa secretária Andréa Tenório pelo empenho e eficiência em resolver as necessidades dos aluno deste programa.

RESUMO

Dois dos principais limitantes do desempenho de um sistema de transmissão por fibra óptica são o ruído inserido e as distorções espectrais do ganho não equalizado fornecido pelos amplificadores ópticos. Essas distorções podem ser divididas em dois efeitos: o ripple, que é a diferença máxima entre os ganhos dos canais, e o tilt, que é a inclinação espectral que o amplificador aplica ao amplificar os sinais ópticos. Esses efeitos, mesmo que pequenos em um amplificador, tendem a aumentar bastante em uma cascata de amplificadores, de forma que, no receptor, o sinal óptico pode estar muito degradado e distorcido. Modelar tais efeitos com precisão é de muita importância para previsão correta de desempenho dos canais ópticos tanto para projeto da camada física de redes ópticas quanto para avaliação em tempo real. O objetivo desta tese é justamente desenvolver um método para modelagem mais precisa da resposta de amplificadores em cascata. A ideia é estimar com maior precisão as potências do sinal e do ruído propagados por uma cascata e a relação sinal ruído ópticos (OSNR), a fim de garantir melhores escolhas de pontos de operação de amplificadores. A modelagem é feita utilizando máscaras de potência, obtidas das caracterizações dos amplificadores, por possuírem informações de potência de sinal e do ruído por canal e serem computacionalmente simples de se implementar. Os resultados mostram que a modelagem de amplificadores em cascata com máscara de potência, como é feita atualmente, utilizando apenas máscaras obtidas de caracterizações com sinais equalizados na entrada dos amplificadores, pode ser uma boa ferramenta em muitos cenários, mas é bastante imprecisa em cascatas em que os amplificadores operam provendo um ganho não equalizado e/ou onde há um aumento do desbalanceamento das potências dos canais. Assim, foi proposto e elaborado um novo, e mais sofisticado, método para caracterização dos amplificadores e para estimativa das potências do sinal e do ruído dos canais ao longo de uma cascata de amplificadores para tornar a previsão mais precisa. Os resultados mostram que o método de modelagem proposto tem um ganho considerável na precisão das estimativas da potência do sinal e da OSNR em muitos cenários. E, em todos os cenários testados, o método proposto teve melhor ou igual precisão ao da modelagem com máscara de potência feita atualmente. Uma vez elaborada uma modelagem mais precisa, foi possível aplicá-la na otimização da OSNR mínima, considerando todos os canais, e do tilt do sinal em uma cascata de EDFAs por meio de algoritmo genético multiobjetivo. Os resultados mostram que o algoritmo retornou soluções em que houve considerável aumento na OSNR mínima e diminuição do tilt da potência do sinal na saída da cascata.

Palavras-chave: comunicações ópticas; redes WDM; EDFA; amplificador Raman; amplificador híbrido Raman/EDFA; máscara de potência.

ABSTRACT

Some of the main performance limitations in a fiber optic transmission system are the inserted noise and the spectral distortions due unbalanced gain provided by the amplifiers. These distortions can be divided into two effects: ripple, which is the maximum difference between the channel gains, and tilt, which is the spectral slope that the amplifier applies when amplifying optical signals. These effects even if small in a single amplifier, tend to increase significantly in a cascade of amplifiers, such that, at the receiver, the optical signal can be very degraded and distorted. It is very important to model these effects accurately to correctly predict the performance of the optical channels, both for the design of the physical layer of optical networks and for real-time evaluation. The aim of this work is to develop a method to model a more accurate response of amplifiers in cascade. The idea is to estimate more accurately the signal and the noise power propagated through a cascade and the optical signal-to-noise ratio (OSNR), in order to guarantee better choices of the amplifier's operating points. The modeling is done by means of power masks, obtained from the characterizations of the amplifiers, as they have signal and noise power information per channel and are computationally simple to implement. The results show that the modeling of cascade of the amplifiers with power mask, as it is currently done, using only power masks obtained from characterizations with equalized signals at the input of the amplifiers, can be a good tool in many scenarios, but it is quite inaccurate in cascades in which the amplifiers operate providing an unbalanced gain and/or where there is an increase in the tilt of the optical signal power. Thus, a new and more sophisticated method was proposed and developed for the characterization of amplifiers and for estimating the signal and noise power of channels along a cascade of amplifiers, in order to make the forecast more accurate. The results show that the proposed modeling method has a considerable gain in the accuracy in the estimates of the signal power and OSNR in many scenarios. The proposed method had better or equal precision than the model with power mask currently used in all the tested scenarios. Once a more accurate modeling was elaborated, it was applied in the optimization of the minimum OSNR and the signal tilt in a cascade of EDFAs by means of a multiobjective genetic algorithm. The results show that the algorithm returned solutions in which there were a considerable increase in the minimum OSNR and decrease in the signal power tilt at the output of the cascade.

Keywords: optical communications; WDM Optical Networks; EDFA; Raman amplifier; Raman/EDFA hybrid amplifier; power mask.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Ilustração da propagação e degradação de um sinal óptico com 40 canais (barras vermelhas) devido ao acúmulo de ruído ASE (partes verdes nos gráficos) e à distorção do ganho que causa desbalanceamento de potência em uma cascata de EDFAs.	21
Figura 2 – (a) Esquema dos três primeiros estados energéticos e transições do érbio. (b) Espectro do coeficiente de emissão, g^* , e do coeficiente de absorção, α , para uma típica fibra dopada com érbio e co-dopada com alumínio.	26
Figura 3 – Exemplo de montagem básica de um EDFA.	27
Figura 4 – Espectro do ganho de um EDFA típico em função do comprimento de onda para quatro valores de potência de bombeamento em 1480 nm.	28
Figura 5 – Exemplo de montagem básica do EDFA com configurações de bombeamento (a) contrapropagante e (b) bidirecional.	30
Figura 6 – Diagrama esquemático do processo quântico do espalhamento Raman.	32
Figura 7 – Espectro do ganho de Raman para fibras DCF, SMF e DSF.	32
Figura 8 – Esquemas de bombeamento Raman: copropagante, contrapropagante ou bidirecional.	34
Figura 9 – Diagramas esquemáticos: (a) sistema amplificador Raman distribuído, (b) sistema equivalente enlace + EDFA.	36
Figura 10 – Figura de ruído total como função do ganho on-off de um amplificador Raman em um <i>span</i> de 100 km com esquema de amplificação híbrida. A linha tracejada mostra a NF para o bombeamento Raman apenas. A linha pontilhada mostra a perda de 20 dB do <i>span</i>	37
Figura 11 – Topologia do amplificador EDFA de um estágio testado nesta tese.	41
Figura 12 – Topologia do amplificador EDFA de dois estágios testado nesta tese.	42
Figura 13 – Topologia do amplificador híbrido DRA/EDFA testado nesta tese.	43
Figura 14 – Exemplo de máscara de potência.	45
Figura 15 – Caracterizador experimental de amplificadores ópticos para obtenção automática de dados da máscara de potência.	45
Figura 16 – Ilustração de como são definidos e obtidos o ripple e o tilt para duas situações: (a) sinal com tilt positivo e (b) sinal com tilt negativo.	47
Figura 17 – Espaço de objetivos do AdGC formado por (a) figura de ruído (NF) e (c) ripple (Rp). Em (b) é representado o espaço para uma potência total de entrada igual a -10 dBm ilustrando a distância Euclidiana d_i e o ângulo θ_i , utilizados para calcular o valor do fitness e (d) mostra o ganho escolhido.	50

Figura 18 – Ilustração do método iterativo realizado pelo AsHB. Atualização direta atualiza as potências de saídas de acordo com as potências de entrada. Atualização inversa atualiza as potências de entrada de acordo com as potências de saída.	52
Figura 19 – Ilustração da propagação e degradação de um sinal óptico com 40 canais (barras vermelhas) devido ao acúmulo de ruído ASE (verde) e à distorção do ganho em uma cascata de EDFAs.	54
Figura 20 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do EDFA de um estágio descrito na seção 2.4.	55
Figura 21 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do EDFA de dois estágios descrito na seção 2.4.	56
Figura 22 – Montagem utilizada nos testes: transmissão de 40 canais com espaçamento de 100 GHz ocupando a banda C (192,1 a 196 THz) , n EDFAs e $n-1$ elementos atenuadores (VOA).	56
Figura 23 – Resultado com EDFAs de dois estágios configurados no ganho de 22 dB e $P_{out} = 16$ dBm, $NF = 7$ dB, Ripple de 0 dB e Tilt = 0 dB. (a) Espectro do sinal (acima) e do ruído (abaixo) após a propagação por 10 e 20 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor (OSNR_Máx) e a pior (OSNR_Mín) OSNR para simulação (Sim) e modelagem com a máscara de potência (Másc). A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (7 dB) para todos os canais.	57
Figura 24 – Resultado com EDFAs de um estágio configurados no ganho de 19 dB e $P_{out} = 16$ dBm, $NF = 4,9$ dB, Ripple de 0,3 dB e Tilt = -0,2 dB. (a) Comportamento do espectro do sinal e do ruído após a propagação dos 40 canais após 10 e 20 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor e a pior OSNR para simulação e modelagem com a máscara de potência. A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (4,9 dB) para todos os canais.	58
Figura 25 – Resultado com EDFAs de um estágio configurados no ganho de 14 dB e $P_{out} = 16$ dBm, $NF = 5,1$ dB, Ripple de 3,9 dB e Tilt = 4 dB. (a) Espectro do sinal (acima) e do ruído (abaixo) após a propagação por 5 e 10 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor (OSNR_Máx) e a pior (OSNR_Mín) OSNR para simulação (Sim) e modelamento com a máscara de potência (Másc). A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (5,1 dB) para todos os canais.	59
Figura 26 – Erros relacionados à modelagem da propagação da potência do sinal: (a) Erro absoluto máximo e (b) raiz do erro quadrático médio (RMSE) para o EDFA de um estágio configurado no ponto 14 dB de ganho e 16 dBm de potência total de saída.	60

Figura 27 – Ilustração de caracterização do amplificador em um ponto de operação com três sinais de entrada com mesma potência total, mas com espectros plano (símbolo preto), com tilt positivo (azul) e tilt negativo (vermelho).	62
Figura 28 – Foto da estrutura experimental montada para a caracterização com sinais não planos: (a) bancada de controle e medição com o bastidor ao fundo; (b) raque com os dispositivos utilizados.	63
Figura 29 – Fotos mostrando o espectro do sinal de entrada em três momentos no OSA: (a) com tilt = 4 dB, (b) com tilt = 0 dB e (c) com tilt = -10 dB.	63
Figura 30 – Ilustração da escolha da máscara a ser utilizada para a modelagem baseada no tilt efetivo do sinal de entrada no amplificador.	64
Figura 31 – Ilustração do setup montado no Optisystem para os testes com cascatas de amplificadores. Ele é composto por um nó ROADM e uma cascata de EDFAs em uma das suas saídas. Foram utilizados 40 canais modulados com DP-16QAM, que podem ser transmitidos equalizados ou com pré-ênfase na potência aplicada no WSS.	66
Figura 32 – Ilustração do espectro do sinal na entrada (PA) e na saída (PB) da cascata com (a) pré-ênfase definida para 0 dB e (b) pré-ênfase definida para 9 dB. O espectro verde sólido é o ruído ASE acumulado.	67
Figura 33 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain, AdGC, AsHB e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span.	68
Figura 34 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC, (c) AsHB e (d) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span. Os erros foram calculados a partir da diferença das OSNRs dos canais com valores em dB nas modelagens e na simulação (referência).	70
Figura 35 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC, (c) AsHB e (d) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span. Os erros foram calculados a partir da diferença da potência dos canais com valores em dBm nas modelagens e na simulação.	72
Figura 36 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain, AdGC e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.	73

Figura 37 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.	75
Figura 38 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.	76
Figura 39 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.	77
Figura 40 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.	78
Figura 41 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain e (b) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.	79
Figura 42 – Máscaras de potência para figura de ruído equivalente (a), Ripple (b) e o Tilt do amplificador híbrido Raman/EDFA descrito na seção 2.4.	80
Figura 43 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando a ACOP MaxGain. Nesses testes, foram utilizados amplificadores híbridos Raman/EDFA. A perda do span foi configurada para 16 dB. Foram transmitidos sinais equalizados (<i>Tilt_In=0dB</i>) e com pré-ênfase de 10 dB (<i>Tilt_In=0dB</i>).	81
Figura 44 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de amplificadores híbridos com sinal equalizado no lançamento (<i>Tilt_In=0dB</i>). A perda do span foi configurado para 16 dB.	82
Figura 45 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de amplificadores híbridos com sinal com tilt de 10 dB no lançamento (<i>Tilt_In=10dB</i>). A perda do span foi configurado para 16 dB.	83
Figura 46 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando a ACOP MaxGain. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de 2 estágios. A perda do span foi configurada para 20 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB (<i>Tilt_In=10dB</i>).	84
Figura 47 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de EDFAs de 2 estágios com sinal com tilt de 10 dB no lançamento (<i>Tilt_In=10dB</i>). A perda do span foi configurado para 20 dB.	85

Figura 48 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do amplificador EDFA comercial utilizado.	86
Figura 49 – Resultados da modelagem do EDFA comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Ripple e (c) o Tilt utilizando a ACOP LossComp. Nesses testes, a perda do span foi configurada para 18 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB (Tilt_In=10dB) com potência total de 0 dBm, antes do booster. . .	87
Figura 50 – Resultados da modelagem do EDFA comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Ripple e (c) o Tilt utilizando a ACOP MaxGain. Nesses testes, a perda do span foi configurada para 18 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB (Tilt_In=10dB) com potência total de -10 dBm, antes do booster. .	87
Figura 51 – Ilustração de como a pré-ênfase é aplicada a um sinal com 40 canais.	90
Figura 52 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 20 EDFAs em função da pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 19 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 19 dB, compensando as perdas do span. No gráfico da OSNR, a curva roxa clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a preta é associada à do primeiro canal (192,1 THz).	91
Figura 53 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 5 EDFAs em função da pré -ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 14 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 14 dB, compensando as perdas do span.No gráfico da OSNR, a curva mais clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a mais escura é associada à do primeiro canal (192,1 THz).	92
Figura 54 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 6 EDFAs em função da pré -ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 24 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 24 dB, compensando as perdas do span. No gráfico da OSNR, a curva mais clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a mais escura é associada à do primeiro canal (192,1 THz).	94
Figura 55 – Resultados do otimizador para OSNR mínima vs. Tilt de uma cascata de 20 EDFAs com perdas dos spans de 19 dB. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. O triângulo é o resultado retornado pelo otimizador atuando apenas nos pontos de operação dos EDFAs, sem pré-ênfase. O quadrado é o resultado retornado pelo otimizador atuando tanto nos pontos de operação dos EDFAs quanto na pré-ênfase.	96

Figura 56 – Comparação da simulação no Optisystem (quadrado) com estimativas utilizando máscaras de potência (triângulo) de alguns dos resultados mostrados na Figura 55. As setas relacionam as soluções correspondentes. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor.	97
Figura 57 – Resultados do otimizador para OSNR mínima vs. Tilt de uma cascata de 20 EDFAs com perdas dos spans de 20 dB. O triângulo é o resultado retornado pelo otimizador atuando apenas nos pontos de operação dos EDFAs, sem pré-ênfase. O quadrado é o resultado retornado pelo otimizador atuando tanto nos pontos de operação dos EDFAs quanto na pré-ênfase. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor.	98
Figura 58 – Comparação da simulação no Optisystem (quadrado) com estimativas utilizando máscaras de potência (triângulo) de alguns dos resultados mostrados na Figura 57. As setas relacionam os cenários correspondentes.	98

LISTA DE SÍMBOLOS

α_p	Coefficiente de atenuação no comprimento de onda do bombeio [$1/km$].
α_s	Coefficiente de atenuação no comprimento de onda do sinal [$1/km$].
$\Delta\nu$	Resolução de frequência medida [Hz].
\hbar	Constante de Planck [$6,626068 \times 10^{-34} m^2 kg/s$].
$\hbar\nu_p$	Fóton de energia do bombeio.
$\hbar\nu_s$	Fóton de energia do sinal.
ν_s	Frequência do sinal [Hz].
ν_p	Frequência do bombeio [Hz].
${}^4I_{11/2} \longrightarrow {}^4I_{13/2}$	Decaimento predominantemente não radioativo.
${}^4I_{13/2} \longrightarrow {}^4I_{15/2}$	Emissão estimulada em 1550 nm.
${}^4I_{15/2} \longrightarrow {}^4I_{11/2}$	Absorção em 980 nm.
${}^4I_{15/2} \longrightarrow {}^4I_{13/2}$	Absorção em 1450 nm.
G_N	Ganho líquido.
g_r	Coefficiente de ganho Raman [$W^{-1}m^{-1}$].
L	Comprimento da fibra [m].
L_{eff}	Comprimento efetivo.
NF	Figura de ruído.
NF_{eq}	Figura de ruído equivalente.
P_0	Potência lançada de bombeio [W].
P_P	Potência do Bombeio [W].
P_S	Potência do Sinal [W].

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	MOTIVAÇÃO	20
1.2	OBJETIVOS	21
1.3	DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	22
2	AMPLIFICADORES ÓPTICOS	24
2.1	AMPLIFICADORES A FIBRA DOPADA COM ÉRBIO	24
2.1.1	Fundamentos	25
2.1.2	Ganho e Figura de Ruído	27
2.1.3	Esquemas de Bombeamento e Aprimoramentos	29
2.2	AMPLIFICADORES ÓPTICOS RAMAN	31
2.2.1	Fundamentos	31
2.2.2	Fontes e Esquemas de Bombeamento	33
2.2.3	Ganho e Figura de Ruído	34
2.2.4	Limitações e Aprimoramentos	37
2.3	AMPLIFICADORES ÓPTICOS HÍBRIDOS RAMAN/EDFA	39
2.4	ARQUITETURAS DE AMPLIFICAÇÃO UTILIZADAS	40
3	MODELAGEM DE AMPLIFICADORES COM MÁSCARAS DE POTÊNCIA	44
3.1	MÁSCARA DE POTÊNCIA E CARACTERIZAÇÃO	44
3.2	MODELAGEM DE POTÊNCIA E OSNR	47
3.3	TÉCNICAS ACOPs UTILIZADAS	49
4	PROPOSTA DE MODELAGEM MAIS PRECISA	53
4.1	IMPACTO DO TILT NA MODELAGEM DA POTÊNCIA E OSNR	53
4.1.1	Configuração dos testes e EDFAS utilizados	54
4.1.2	Resultados e Análise	56
4.2	CARACTERIZAÇÃO COM SINAIS NÃO PLANOS	60
4.3	ESCOLHA DA MÁSCARA PELO O TILT ESTIMADO	62
5	AVALIAÇÃO DA PRECISÃO DA MODELAGEM	65
5.1	CONFIGURAÇÃO DOS TESTES E MODELAGENS	65
5.2	RESULTADOS PARA TRANSMISSÃO DE SINAIS EQUALIZADOS	67
5.3	RESULTADOS PARA SINAIS COM PRÉ-ÊNFASE	79
5.4	RESULTADOS COM AMPLIFICADOR COMERCIAL	84
6	APLICAÇÃO: OTIMIZAÇÃO DO TILT E OSNR	89
6.1	IMPACTO DA PRÉ-ÊNFASE PARA COMPENSAÇÃO DO TILT	89
6.1.1	Configuração das Simulações	89
6.1.2	Resultados e Discussões	90

6.2	UTILIZAÇÃO DE MÁSCARAS E MOO PARA OTIMIZAÇÃO	93
6.2.1	Configuração das Simulações	95
6.2.2	Resultados e Discussões	96
7	CONCLUSÕES	100
7.1	TRABALHOS FUTUROS	101
	REFERÊNCIAS	103
	APÊNDICE A - SUMÁRIO DE PUBLICAÇÕES	107

1 INTRODUÇÃO

Um grande marco na história das telecomunicações foi a adoção e expansão dos sistemas de transmissão por fibra óptica que, desde a sua implementação comercial, substituindo os fios de cobre e a comunicação por satélite nas transmissões de longas distâncias na década de 1980, possibilitou que a capacidade de transmissão de dados aumentasse em mais de 5 ordens de grandeza. Nos sistemas comerciais atuais é possível transmitir, em cada canal, acima de 100 Gb/s e mais de 90 canais por fibra óptica. Tecnologias para transmissão com taxas de 400 Gb/s por canal já estão sendo introduzidas no mercado (KILPER; PEYGHAMBARIAN, 2020). Por isso, os sistemas de comunicação por fibra óptica desempenham um papel muito importante no aumento do tráfego da Internet, pois podem suportar as enormes demandas de taxa de transmissão, com alta confiabilidade e eficiência energética.

Devido às suas vantagens, as redes ópticas são utilizadas como *backbone* de várias outras redes (redes celulares, redes IP), o que faz com que, na maioria das transmissões, os dados trafeguem em algum momento através de uma rede óptica. Desde das suas primeiras implantações, os sistemas de transmissão por fibra óptica evoluíram significativamente tanto em capacidade e velocidade de transmissão, como na flexibilidade de roteamento e alocação de canais (definidos por diferentes comprimentos de onda ou frequências). Isso graças à pesquisa, desenvolvimento e criação de dispositivos e tecnologias que possibilitaram a quebra de paradigmas para atender às demandas da época e além. Uma dessas quebras foi o desenvolvimento e utilização de sistemas de transmissão com multiplexação por divisão em comprimento de onda (*WDM-Wavelength division multiplexing*), em que múltiplas portadoras ópticas, em diferentes comprimento de ondas, são moduladas com sequências de bits independentes e transmitidas em uma mesma fibra (AGRAWAL, 2012). Isso possibilitou o uso da grande largura de banda oferecida pelas fibras ópticas.

As redes ópticas WDM, por sua vez, não teriam se estabelecido como solução capaz de suprir altas demandas de tráfego de dados sem o desenvolvimento dos amplificadores ópticos, mais precisamente o amplificador a fibra dopada com érbio (*EDFA - Erbium doped fiber amplifier*) (DESURVIRE, 2002). Amplificadores ópticos são um dos principais elementos nos sistemas de transmissão ópticos e têm contribuído para o sucesso do transporte de dados ópticos juntamente com as fibras ópticas de baixa perda, os diodos lasers compactos e o fotodiodo de alta velocidade (AGRELL et al., 2016).

Os EDFAs começaram a ser utilizados em sistemas ópticos a partir de 1990, quando substituíram os regeneradores optoeletrônicos. Antes da amplificação óptica, o sinal óptico era primeiro convertido para o domínio elétrico, passava por etapas de regeneração, incluindo amplificação e, por fim, era convertido novamente para o domínio óptico para ser retransmitido. Essa técnica se torna muito complexa e cara no caso de sistemas WDM, pois requer a demultiplexação dos canais individuais e o uso de um regenerador por canal, além de depender

da taxa e formato de modulação utilizados. Os EDFAs, por outro lado, podem amplificar toda a banda C (*Conventional Band*) das comunicações ópticas (1530 a 1565 nm) e seu sucesso se deve ao fato dessa banda ser a região espectral de menor atenuação das fibras de sílica (0,2 dB/km em 1550 nm), além de sua alta eficiência energética e relativo baixo custo. Os regeneradores optoeletrônicos passaram a ser utilizados apenas nos casos específicos em que são necessárias, além da amplificação, as etapas de reformatação e resincronização do sinal. Com a utilização das redes WDM e dos EDFAs, deu-se início a uma revolução nos sistemas ópticos, resultando na duplicação da capacidade de transmissão a cada 6 meses (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009).

Amplificadores ópticos Raman distribuídos (DRA - *Distributed Raman Amplifier*) (HEADLEY; AGRAWAL, 2005) também são muito utilizados atualmente para aumento de capacidade ou alcance do sistema, mas seu emprego em sistemas comerciais é de longe superado pelos EDFAs, pois DRAs necessitam de lasers de bombeio de alta potência, o que era economicamente e tecnologicamente inviável na época do estabelecimento das redes WDM. No entanto, com o avanço tecnológico e a viabilidade econômica da fabricação de lasers de bombeio de alta potência, a utilização de DRAs tem crescido muito na última década devido a sua característica de baixíssima inserção de ruído, o que é muito desejável nos sistemas atuais e essencial nos futuros.

Mas, apesar dos amplificadores ópticos possibilitarem a amplificação de muitos canais em sistemas de longo alcance, eles podem limitar o desempenho e a distância desses sistemas devido ao acúmulo do ruído da emissão espontânea amplificada (ASE - *Amplified spontaneous emission*) (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011) e ao ganho não equalizado, em que diferentes canais recebem diferentes ganhos ao longo do enlace óptico. A maior diferença de ganho provido aos canais é chamada de *ripple* e a inclinação do perfil espectral desse ganho é chamado de *tilt* (SILVA et al., 2018). Esses efeitos, quando acumulados, podem degradar demasiadamente um dos principais indicadores de desempenho da qualidade de transmissão (QoT - *Quality of transmission*), a relação sinal ruído ópticos (OSNR - *Optical signal to noise ratio*). Mesmo nos casos em que os amplificadores tenham pouca distorção no ganho, a diferença de potência dos canais tende a aumentar à medida que o sinal óptico se propaga por uma cascata de amplificadores em um enlace óptico.

Além das limitações dos amplificadores, um outro importante limitador de desempenho na transmissão por fibras ópticas é a interferência não linear que os sinais propagantes sofrem devido ao efeito Kerr óptico (KEISER, 2014). A intensidade do ruído não linear gerado cresce com o cubo das potências dos sinais propagantes na fibra. Isso limita o nível de potência máxima por canal e, por consequência, também limita a relação sinal ruído (SNR - *Signal to noise ratio*). Assim, há uma potência de transmissão para cada canal que equilibra o nível de ASE gerado pelos amplificadores e a interferência não linear gerada pela propagação na fibra óptica de forma a otimizar a SNR e, conseqüentemente, a taxa de erro de bits (BER - *Bit error rate*).

A partir do começo da década de 2000, o aumento das taxas de transmissão nos sistemas

WDM foi realizada com base no aumento do número de canais transmitidos. Os primeiros sistemas WDM aproveitaram a região do espectro óptico da banda C, por ser a região com menor atenuação da fibra monomodo padrão (SSMF - *Standard single mode fiber*) e por ser região de operação dos EDFAs. Visando suprir o aumento da demanda na época, novas bandas espectrais para operação dos sistemas de comunicações ópticas foram utilizadas para ampliar a capacidade. As bandas próximas ao mínimo de atenuação da fibra são, além da banda C, as bandas S (1460 a 1530 nm) e L (1565 a 1610 nm). Assim, pesquisas foram iniciadas em busca de novos amplificadores visando amplificação de banda larga, como o amplificador Raman e os baseados em fibra dopada com outros elementos terra rara além do érbio como em (BASTOS-FILHO, 2005). Também tornou-se necessário o aumento da eficiência espectral dos canais transmitidos, que pode ser feito por meio da redução da ocupação espectral dos canais modulados e/ou a alocação de mais informação no espectro disponível. Assim, surgiram as redes WDM densas (DWDM - *Dense wavelength division multiplexing*) e os formatos avançados de modulação. Até então, as redes que, no início, eram ponto-a-ponto, tinham evoluído para ponto-a-multiponto com roteamento fixo por meio do uso dos multiplexadores de adição e remoção de canais (OADM - *Optical add-drop multiplexer*). Mas, para um melhor aproveitamento dos recursos físicos e gerenciamento eficiente da infraestrutura da rede, foi necessário o desenvolvimento de um elemento de roteamento de canais operado remotamente, o que foi suprido com o desenvolvimento dos multiplexadores de adição e remoção de canais reconfigurável (ROADM - *Reconfigurable optical add-drop multiplexer*).

Com a utilização dos ROADMs, a rede óptica se torna reconfigurável ou dinâmica. Assim, surge a necessidade do emprego de técnicas de controle de ganho, pois com a inserção e retirada dinâmica de canais, o nível de potência na entrada dos amplificadores varia consideravelmente, o que implica em variações no ganho proporcionado aos canais (AGRAWAL, 2010). Dessa forma, o desempenho do sistema pode ser severamente comprometido, pois os canais podem chegar no receptor ora com potência maior que a de saturação ora com potência menor que a de sensibilidade dos dispositivos de recepção, além do impacto direto na OSNR dos canais. Como os amplificadores ópticos (principalmente os EDFAs) possuem uma dependência muito forte entre o ganho provido e seu nível de potência de entrada, é extremamente necessário o uso de um controle automático de ganho (AGC - *Automatic gain control*) nos amplificadores ópticos (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011).

Os EDFAs com AGC foram desenvolvidos com o objetivo de assegurar a operação da rede, mantendo o ganho alvo do amplificador, bem como a planicidade espectral de ganho (para o ganho nominal do amplificador). Já os amplificadores Raman distribuídos passaram a ser usados com o objetivo de prover uma melhora de OSNR para os canais amplificados, por meio da redução da inserção de ruído nos enlaces, atingindo o nível de OSNR requerido para recepção dos sinais com formatos de modulação avançados. Porém, como os amplificadores Raman dessa geração operavam com bombeio fixo, eles foram empregados somente em sistemas de longa distância semi-estáticos ou com variação de potência baixa e conhecida.

A nova geração dos sistemas de comunicações ópticas teve início a partir de 2010 e continua em evolução até os dias de hoje. Essa geração vem apresentando uma nova quebra de paradigma com relação à multiplexação de sinais e novas fibras ópticas, apresentando várias inovações em termos de eficiência espectral dos transmissores/receptores, maior flexibilidade para os roteadores ópticos (ROADMs), além de novas tecnologias de amplificação e/ou novas funcionalidades de controle que visam maximização do desempenho óptico para sistemas reconfiguráveis. Para acompanhar o crescimento da demanda, as futuras redes ópticas devem atender a alguns requisitos (AGRELL et al., 2016): transmissão de multi-portadoras com formato de modulação avançado e ocupação espectral flexível com taxas de 200 Gb/s, 400 Gb/s, 1 Tb/s e além; recepção de multi-portadoras coerente com processamento digital de sinais compensando efeitos lineares e não lineares impostos pela fibra; sistema multiponto (rede em malha) com roteamento reconfigurável independentemente de comprimento de onda (*colorless*), da direção (*directionless*), contenção (*contentionless*) e com espaçamento de canais flexível (granularidade de 12,5 GHz de espaçamento); sistema multicanal com multiplexação na frequência (DWDM) e no espaço (SDM - *spatial division multiplexing*), considerando transmissão em diferentes núcleos e modos da fibra óptica; e uso de amplificadores ópticos com tecnologias híbridas (EDFA e Raman) com AGC visando ganho espectral plano e baixa inserção de ruído ao longo de toda região de operação do amplificador.

No que tange a camada de controle, os sistemas ópticos se encontram em um cenário no qual precisam dar suporte a diferentes tipos de tecnologias de transmissão e de serviços. Por serem utilizadas como redes que dão suporte a outras redes, as redes ópticas precisam suportar uma enorme quantidade de serviços, cada um com seus requisitos individuais de qualidade de serviço (QoS- *Quality of Service*). Ao mesmo tempo, as redes ópticas possuem na sua camada de transporte muitas tecnologias de transmissão com diferentes formatos de modulação, taxas de dados, espaçamentos entre canais e esquemas de codificação (TOMKOS et al., 2012) (ZERVAS; SIMEONIDOU, 2010).

Paralelo a isso, pesquisas têm mostrado que o conceito de redes definidas por software (SDN - *Software Defined Networking*) pode ser utilizado como uma ferramenta importante na solução dos desafios impostos pelas redes ópticas dinâmicas (DAS; PARULKAR; MCKEOWN, 2012). O conceito de SDN torna o gerenciamento da rede mais simples, pois se propõe a definir os equipamentos da rede através de software, provendo interfaces simples entre estes equipamentos e um software global que controla todos os equipamentos, seguindo assim a ideia dos sistemas operacionais dos computadores. Dessa forma, é possível uma visualização global da rede, simplificando sua monitoração e facilitando a atuação nos equipamentos (BHAUMIK et al., 2014).

Para dar suporte à camada de rede dos sistemas ópticos, são necessárias ferramentas de planejamento e monitoração que estimem com precisão a camada física. Nas atuais redes dinâmicas, os pontos de operação em que os amplificadores funcionam e a quantidade de canais mudam frequentemente. Uma boa ferramenta deve estimar bem o que acontece com

a potência de sinal e OSNR dos canais no enlace e enviar essa informação para a camada de rede. Se a ferramenta não estima a camada física com precisão, a configuração de operação dos amplificadores não será correta. O problema de adicionar ao amplificador óptico a habilidade de mudar sua operação de acordo com as necessidades da rede é chamado de controle adaptativo do ponto de operação (ACOP - *Adaptive Control of Operating Point*) (BARBOZA et al., 2018). No ACOP, o ponto de operação do amplificador envolve o seu ganho e outras características como o ruído inserido e a planicidade espectral (*tilt e ripple*).

Para se utilizar de algoritmos ACOPs é necessário que os pontos de operação dos amplificadores sejam caracterizados. Em 2012 (MOURA et al., 2012), Moura e colaboradores apresentaram uma forma de realizar esta caracterização automaticamente, retornando ao fim, um conjunto de pontos de operação chamado de máscara de potência do amplificador. Essa máscara pode ser utilizada, então, para modelagem. De fato, os ACOPs utilizam as informações das máscaras de potência para modelar amplificadores em cascata e escolhem os pontos de operação buscando otimizar, em geral, a OSNR. A partir daí, muitos trabalhos publicados modelam os amplificadores utilizando máscaras de potência (OLIVEIRA et al., 2013a) (MOURA et al., 2013) (FEI et al., 2015) (BARBOZA et al., 2017) (BARBOZA; BASTOS-FILHO; MARTINS-FILHO, 2019).

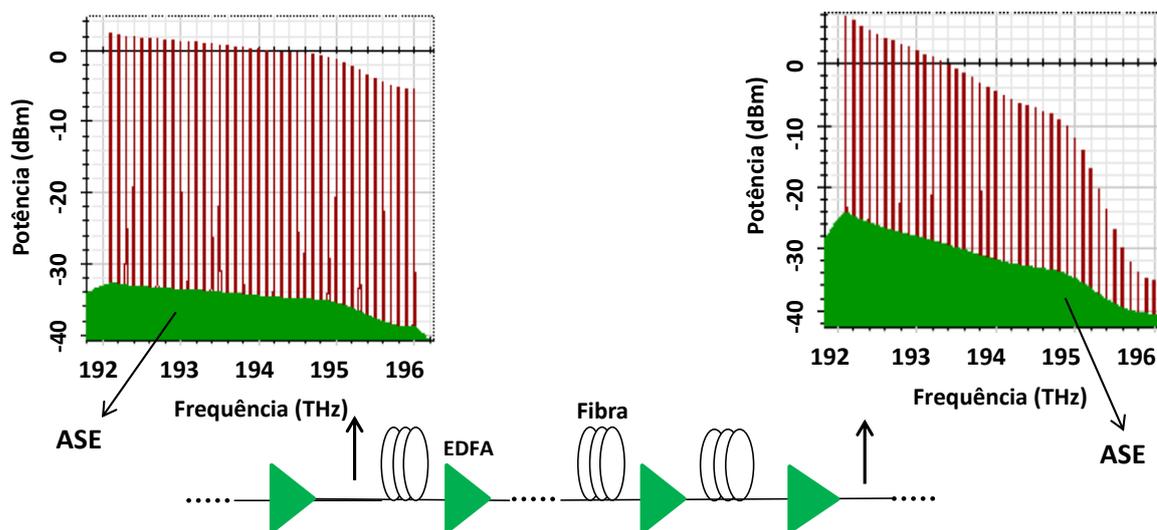
1.1 MOTIVAÇÃO

Desde do desenvolvimento de uma plataforma que possibilita caracterizações sistemáticas de amplificadores para verificar o seu desempenho em vários pontos de operação (MOURA et al., 2012), tratando-o como uma caixa preta, muitos trabalhos publicados na literatura acadêmica utilizaram máscaras de potência para modelar EDFAs em cascata para desenvolver e testar algoritmos que melhoram a QoT (OLIVEIRA et al., 2013a)(MOURA et al., 2013)(FEI et al., 2015) (BARBOZA et al., 2017) (BARBOZA et al., 2018)(BARBOZA; BASTOS-FILHO; MARTINS-FILHO, 2019).

Todos os trabalhos citados utilizam os dados das caracterizações de amplificadores comerciais para estimar potência óptica, OSNR e/ou BER na saída de uma cascata para então configurar o ganho e a potência de saída de cada amplificador individualmente. Para isso, eles utilizam ACOPs e consideram, na tomada de decisão, o ruído inserido pelo amplificador e o ripple do ganho em cada ponto de operação caracterizado. Mas os valores de potência e OSNR estimados podem, muitas vezes, não ser precisos, pois a resposta dos amplificadores em cascata podem diferir da caracterização, quando estão isolados e onde o sinal de entrada é plano. Para exemplificar isso, a Figura 1 ilustra como o sinal óptico (barras vermelhas) pode ser distorcido e degradado na propagação em uma cascata de EDFAs e que, após alguns amplificadores, esse sinal pode estar com a potência desbalanceada e com alto nível de ruído ASE (partes verdes do gráfico). A resposta de um EDFA a esse sinal pode ser um tanto diferente da resposta considerando o sinal plano utilizado nas caracterizações, mesmo que o amplificador esteja configurado no mesmo

ponto de operação. Essa diferença na resposta dos amplificadores em uma cascata pode ir se acumulando e, na saída, o erro entre o sinal estimado e o real pode ser relevante.

Figura 1 – Ilustração da propagação e degradação de um sinal óptico com 40 canais (barras vermelhas) devido ao acúmulo de ruído ASE (partes verdes nos gráficos) e à distorção do ganho que causa desbalanceamento de potência em uma cascata de EDFAs.



Fonte: O Autor (2020).

Em 2015, por exemplo, Fei e colaboradores (FEI et al., 2015) publicam um trabalho que faz estimativas de potência de canais em uma cascata de EDFAs, utilizando três algoritmos diferentes, e as compara com teste experimentais. Os resultados são promissores, mas após apenas 6 amplificadores o erro na estimativa é considerável. Nesse caso, o EDFA utilizado tem um valor alto de tilt e ripple em muitos pontos de operação. Em 2018, o autor desta tese e colaboradores (SILVA et al., 2018) sugerem a hipótese de que isso acontece porque os amplificadores foram caracterizados com sinais equalizados na entrada. Em uma cascata, os sinais podem estar fortemente desbalanceado, devido ao perfil de atenuação da fibra óptica e, principalmente, à distorção espectral do ganho. Esses efeitos vão se acumulando e os amplificadores respondem de forma diferente da caracterização. Nesse cenário, a propagação do sinal e a degradação da OSNR previstas podem ser muito diferentes do resultado real e depende do ponto de operação dos amplificadores. Assim, é necessário um método de caracterização mais sofisticado e uma modelagem mais precisa.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral desta tese é desenvolver uma metodologia para modelagem de amplificadores ópticos em cascata utilizando máscaras de potência. Com essa metodologia, vai ser possível estimar com maior precisão as potências e a OSNR dos canais para possibilitar

um planejamento do enlace de forma a utilizar melhores pontos de operação de amplificadores. Para alcançar o objetivo geral, ele foi dividido nos seguintes objetivos específicos:

1. Desenvolver um código para simulação e modelagem analítica com máscaras de potência para estimativas de potência óptica, OSNR, tilt e ripple acumulados em uma cascata de amplificadores;
2. Avaliar qual o impacto do tilt acumulado na OSNR em uma cascata de amplificadores, bem como o efeito da pré ênfase linear na potência óptica dos sinais transmitidos, a fim de diminuir o tilt na saída da cascata;
3. Elaborar métodos de caracterização de amplificadores para obter máscaras de potência com entradas não planas para maior precisão da modelagem analítica;
4. Elaborar métodos de escolha de conjunto de máscaras que retornem uma boa precisão de estimativa de potência de sinal e de ruído por canal;
5. Verificar a precisão da modelagem analítica por meio de simulação enlaces ópticos com cascata de amplificadores em software comercial;
6. Testar experimentalmente amplificadores ópticos comerciais para verificar a precisão da modelagem e algoritmos desenvolvidos.

1.3 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

- **Capítulo 2** - Nesse capítulo, são mostrados os fundamentos teóricos e aplicações dos amplificadores ópticos EDFAs, Raman e híbrido Raman/EDFA. Também são mostradas detalhadamente as arquiteturas de amplificação que foram utilizadas na modelagem e na simulação em software comercial.
- **Capítulo 3** - Esse capítulo mostra como são feitas as caracterizações dos amplificadores ópticos para aquisição dos dados que compõem as máscaras de potência e sua representação gráfica, apresenta as definições de *tilt* e *ripple* utilizadas neste trabalho e mostra como estimar a potência óptica e OSNR de cada canal, o *tilt* e o *ripple* em uma cascata de amplificadores utilizando os dados das caracterizações.
- **Capítulo 4** - Nesse capítulo, são apresentados os resultados do estudo do impacto que o tilt acumulado na cascata de amplificadores causa na OSNR dos canais e na precisão da modelagem da potência óptica, OSNR, *tilt* e o *ripple*. Aqui também é proposto um método de caracterização e escolha de máscaras de potência baseado no tilt dos sinais na entrada dos amplificadores para modelagem com maior precisão da potência óptica, OSNR, *tilt* e *ripple*. As máscaras de potência dos amplificadores utilizados nesta tese também são apresentadas nesse capítulo.

- **Capítulo 5** - Esse capítulo mostra os resultados dos testes da modelagem de cascatas de amplificadores utilizando máscaras com sinais não planos para verificar a precisão da modelagem e a escolha de quais máscaras utilizar. Também são mostrados os testes com amplificador comercial cujas máscaras foram obtidas a partir de caracterizações experimentais.
- **Capítulo 6** - Nesse capítulo, são mostrados os resultados de uma possível aplicação do método de modelagem desenvolvido, junto com um algoritmo genético multiobjetivo, para otimização da OSNR mínima, considerando todos os canais, e do tilt acumulado em uma cascata de EDFAs, configurando tanto a pré-ênfase linear na potência do sinal transmitido como os pontos de operação dos amplificadores.
- **Capítulo 7** - Nesse capítulo, são apresentadas as conclusões desta tese e também são sugeridos alguns trabalhos futuros na mesma linha de pesquisa.

2 AMPLIFICADORES ÓPTICOS

A distância de transmissão de qualquer sistema de comunicação por fibra óptica é principalmente limitada pelas perdas da fibra (AGRAWAL, 2010). Até metade da década de 1990, esse problema era contornado com o uso de regeneradores opto-eletrônicos, onde havia conversão opto-elétrica do sinal, regeneração, conversão eletro-óptica e retransmissão. Com a evolução dos sistemas WDM, o uso desses regeneradores se tornou caro e complexo, pois requeria demultiplexação e regeneração individual dos canais, aumentando o número de dispositivos com o aumento do número de canais. Uma alternativa encontrada para gerenciar perdas na fibra óptica foi o uso de amplificadores ópticos, o que permitiu aumentar consideravelmente a capacidade de transmissão nas redes ópticas WDM. Diversos tipos de amplificadores ópticos foram desenvolvidos na década de 1980 e, na década seguinte, a utilização deles em sistemas ópticos se tornou comum. Dentre as várias tecnologias de amplificação óptica desenvolvidas, as mais conhecidas e estudadas são as baseadas em amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA) (DESURVIRE, 2002) e amplificadores Raman (HEADLEY; AGRAWAL, 2005). A tendência atual é a de usar tecnologias de amplificação óptica híbrida (MASUDA et al., 2000; TIWARI; RAJAN; THYAGARAJAN, 2008), sendo a mais promissora as baseadas em Raman distribuído (DRA) com EDFA (OLIVEIRA et al., 2013b).

Os fundamentos teóricos, os parâmetros básicos e os tipos de amplificadores EDFAs são mostrados na seção 2.1. A fundamentação teórica, os tipos, as limitações e aprimoramentos de amplificadores Raman são abordados na seção 2.2. Os amplificadores híbridos Raman/EDFA são brevemente descritos na seção 2.3. As arquiteturas de amplificação utilizadas nesta tese são detalhadamente descritas na seção 2.4.

2.1 AMPLIFICADORES A FIBRA DOPADA COM ÉRBIO

Amplificadores a fibra dopada com terras raras foram estudados em 1964 (KOESTER; SNITZER, 1964), mas só vieram a ser utilizados na prática mais de 25 anos depois, com o aperfeiçoamento das técnicas de fabricação (POOLE et al., 1986). Entre as terras raras, o érbio é o elemento mais adequado para a implementação de amplificadores que operem na região da banda C, pois podem emitir fótons com energia que casam justamente com essa banda. O emprego de EDFAs em sistemas WDM após 1995 revolucionou a comunicação por fibra óptica, pois tornou viável a transmissão simultânea de muitos canais ópticos por longas distâncias, elevando a capacidade de transmissão para além dos Tb/s em uma única fibra óptica (AGRAWAL, 2010). Amplificadores a fibra dopada com érbio apresentam funcionalidades bastante atraentes, como a amplificação em uma larga faixa de canais, baixa complexidade e baixo custo de implementação (DESURVIRE, 2002). Por isso, esses amplificadores são os mais conhecidos e utilizados em sistemas de comunicações ópticas de alta capacidade.

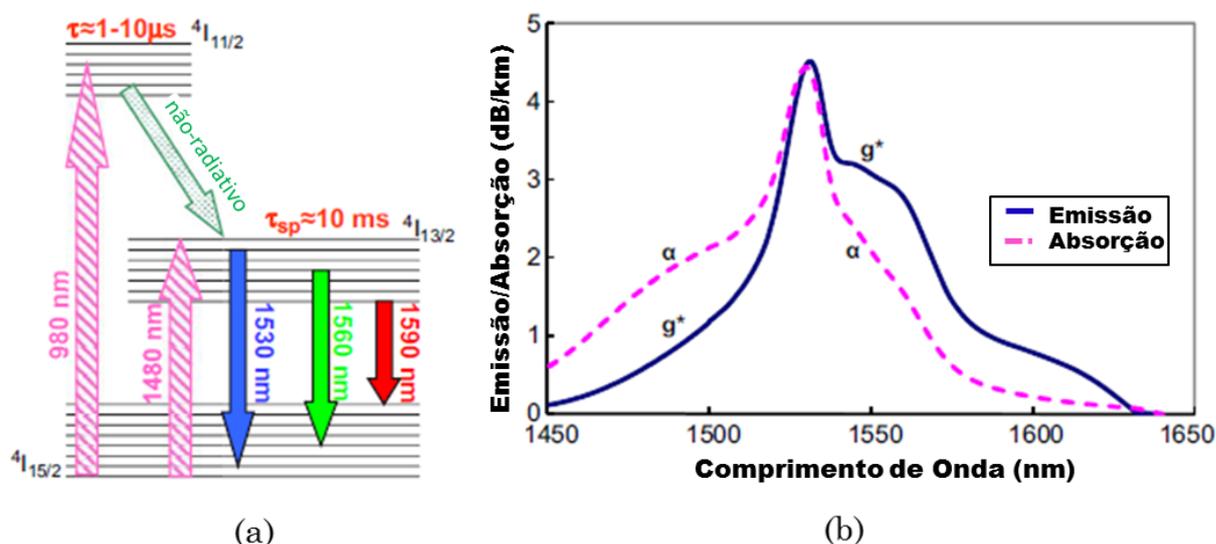
2.1.1 Fundamentos

O principal elemento de um EDFA é uma fibra monomodo dopada com íons de érbio (Er^{3+}). A amplificação ocorre pela interação ressonante da luz que se propaga na fibra com os íons Er^{3+} , como no esquema de três níveis de energia mostrado na Figura 2 (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011). A característica mais importante no érbio é que a transição entre o primeiro estado excitado (${}^4I_{13/2}$) e o estado fundamental (${}^4I_{15/2}$) corresponde aos comprimentos de onda de fótons (aproximadamente 1530 a 1560 nm) para os quais a atenuação em fibra de sílica é menor. A amplificação é alcançada invertendo a população no primeiro estado excitado com bombeamentos típicos em 980 ou 1480 nm.

Em condições normais na fibra dopada com érbio, o sinal óptico de bombeamento incidente é absorvido pelo material e, se a energia desse sinal corresponder à diferença entre dois níveis de energia do Er^{3+} , alguns dos elétrons absorvem os fótons incidentes e saltam para o estado excitado ${}^4I_{13/2}$ (processo de absorção de fótons) (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). Esse processo é ilustrado na Figura 2(a). O tempo de vida dos elétrons nesse estado é relativamente longo (10 ms), o que possibilita um acúmulo de elétrons e consequente inversão de população em relação ao estado fundamental. Nessas condições, fótons de sinal que incidem na fibra dopada com érbio conseguem estimular o decaimento dos elétrons para o estado fundamental e, dessa maneira, outros fótons são emitidos de forma coerente, na mesma direção de propagação, fase e frequência dos originais, o que resulta na amplificação (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). Esse fenômeno é chamado de emissão estimulada. Já os elétrons dos níveis excitados que não são estimulados a voltar ao nível fundamental decaem espontaneamente e emitem fótons de maneira espontânea, com direção, fase e comprimento de onda aleatórios. Esses fótons aleatórios podem estimular a emissão de outros idênticos a ele e assim sucessivamente. Esse fenômeno é chamado de emissão espontânea amplificada (ASE) e é a principal fonte de ruído dos EDFAs (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). No início da utilização comercial dos EDFAs, realizava-se bombeamento com lasers de 1480 nm para promover a transição ${}^4I_{15/2} \rightarrow {}^4I_{13/2}$ e assim levar o amplificador à condição de inversão de população. Posteriormente, devido a melhor eficiência de bombeamento (menor potência requerida para atingir a inversão de população) e menor figura de ruído apresentada, passou-se a utilizar lasers em 980 nm que promovem a transição do estado ${}^4I_{15/2} \rightarrow {}^4I_{11/2}$ (estado metaestável) e, em seguida, a transição ${}^4I_{11/2} \rightarrow {}^4I_{13/2}$. (DESURVIRE, 2002). Uma vez que o tempo médio de vida no nível ${}^4I_{13/2}$ é superior ao tempo médio de vida no nível ${}^4I_{11/2}$ (aproximadamente 10 μ s), a quantidade de íons acumulada no nível ${}^4I_{13/2}$ é superior à quantidade de elétrons que migra do nível ${}^4I_{13/2}$ para o nível ${}^4I_{15/2}$ e, dessa maneira, a condição de inversão de população é rapidamente atingida (DESURVIRE, 2002).

Deve-se frisar que os níveis de energia do érbio são degenerados e, desta forma, compostos por bandas estreitas de energia. As transições entre estas bandas não só geram fótons em 1550 nm, mas também em uma larga faixa em torno desse comprimento de onda. Contudo, os decaimentos radiativos que geram os fótons em diferentes comprimentos de onda dependem

Figura 2 – (a) Esquema dos três primeiros estados energéticos e transições do érbio. (b) Espectro do coeficiente de emissão, g^* , e do coeficiente de absorção, α , para uma típica fibra dopada com érbio e co-dopada com alumínio.

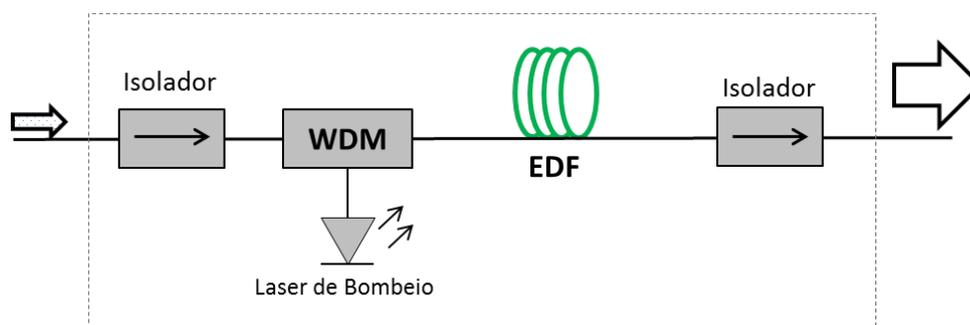


Fonte: Extraída de (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011).

das probabilidades quânticas de distribuição de portadores nos subníveis e das transições entre estes diferentes subníveis das duas bandas distintas. É de se esperar, então, que as probabilidades de transições entre cada subnível sejam distintas e, conseqüentemente, a taxa de inversão de população para cada subnível em particular também será distinta. Logo, o EDFA apresenta ganhos diferentes para comprimentos de onda diferentes, como pode ser visto na Figura 2(b), onde é mostrado o perfil de emissão, g^* , e absorção, α , do érbio em função do comprimento de onda.

Para realizar simultaneamente o acoplamento do sinal e bombeamento na fibra dopada com érbio, usa-se um acoplador multiplexador de comprimento de onda, também denominado acoplador WDM. Trata-se de um dispositivo com 3 (ou 4) portas ópticas, desenvolvido para combinar duas faixas de comprimentos de onda específicos injetados nas duas portas de entrada. Por exemplo, um acoplador 980/1550 permite combinar o bombeamento em 980 nm e o sinal em 1550 nm em uma única fibra. A configuração básica de um amplificador a fibra dopada com érbio é apresentada na Figura 3. No amplificador óptico, isoladores são usados para reduzir reflexões dos conectores de entrada e de saída. Os dispositivos ópticos que compõem o amplificador óptico podem ser conectados em várias possíveis configurações que permitem otimizar diferentes características do amplificador. Além disso, outros dispositivos ópticos podem ser necessários na montagem do amplificador, dependendo da aplicação para a qual o amplificador é projetado.

Figura 3 – Exemplo de montagem básica de um EDFA.



Fonte: O Autor (2020).

2.1.2 Ganho e Figura de Ruído

Alguns parâmetros são fundamentais na produção e caracterização dos EDFAs, e amplificadores ópticos em geral. Entre eles estão o ganho, a figura de ruído e potência de saída. No geral, deseja-se alto ganho, com perfil espectral plano em toda banda de amplificação, e baixa figura de ruído. Com base nesses parâmetros, durante a fase de projeto, são escolhidos o tipo, o comprimento, e a dopagem da fibra dopada com érbio.

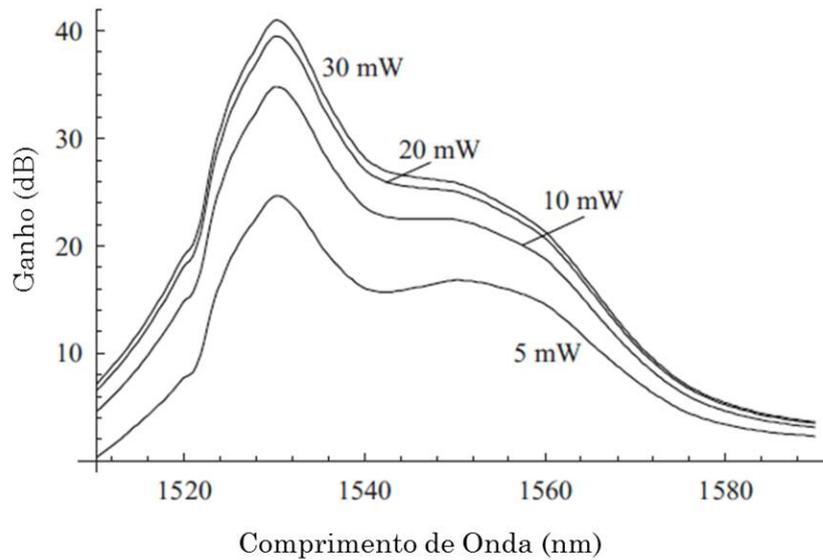
O ganho, em decibéis, é definido como o logaritmo da razão entre a potência do sinal na saída e a potência do sinal na entrada do amplificador, isto é:

$$G(dB) = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right). \quad (1)$$

Para obter o valor do ganho, G , a potência do sinal na entrada, P_{in} , pode ser medida por meio de um medidor de potência ou de um analisador de espectro óptico (OSA - *Optical Spectrum Analyzer*). A medida da potência do sinal na saída do amplificador, P_{out} , requer necessariamente o uso de um analisador de espectro óptico, pois na saída está presente também a emissão espontânea amplificada (ASE). Para obter a potência do sinal de saída, é necessário subtrair o nível de ASE no comprimento de onda do sinal da potência total de saída, para então calcular o ganho de acordo com a Equação (1).

O ganho depende do nível de sinal na entrada no amplificador. Para potências de entrada abaixo de um certo valor, o ganho é constante e está na chamada região de operação linear do amplificador. Com o aumento da potência de sinal na entrada, o ganho passa a diminuir, isto é, o amplificador começa a apresentar saturação. O ganho de pequeno sinal é o valor de ganho para uma baixa potência de sinal injetado no amplificador, ou seja, para a região de operação linear do amplificador. Como já foi observado, o ganho do EDFA depende do comprimento de onda. Portanto, o valor do ganho é medido para um dado comprimento de onda. A dependência do ganho de pequeno sinal com o comprimento de onda é semelhante à variação espectral da Figura 4, em que é mostrado o ganho de um EDFA típico em função do comprimento de onda para diferentes valores de potência de bombeamento. O ganho na região saturada é bem mais plano do que o ganho de pequenos sinais, isto é, apresenta muito menos dependência com o

Figura 4 – Espectro do ganho de um EDFA típico em função do comprimento de onda para quatro valores de potência de bombeamento em 1480 nm.



Fonte: Extraída de (RAMASWAMI; SIVARAJAN; SASAKI, 2009).

comprimento de onda do sinal na entrada. Uma solução possível para tornar o ganho plano é o uso de um filtro aplainador de ganho (GFF - *Gain Flattening Filter*) (SARGENT, 2004), que é um filtro óptico passivo customizado que pode aplicar um perfil fixo de perda espectral em um sinal óptico que passa através deste dispositivo.

A figura de ruído (NF - *Noise Figure*) indica a degradação da relação sinal-ruído causada pelo amplificador. A principal fonte de ruído introduzida pelo amplificador é a ASE emitida pela fibra dopada com érbio. A expressão que define a figura de ruído é descrita pela Equação (2),

$$NF = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right), \quad (2)$$

em que SNR_{in} e SNR_{out} são respectivamente as relações sinal/ruído elétricas na entrada e saída do amplificador.

A figura de ruído pode ser medida de várias formas diferentes (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). A técnica mais usada consiste em medir a figura de ruído com base no nível de ASE no comprimento de onda do sinal. Para medir o nível de ASE no sinal, faz-se uma interpolação do nível de ASE medido no OSA, no comprimento de onda do sinal, e calcula-se a figura de ruído a partir da Equação (3) (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999),

$$NF = 10 \log \left(\frac{P_{ASE}}{h\nu G \Delta\nu} + \frac{1}{G} \right), \quad (3)$$

em que P_{ASE} se refere à potência da ASE, h é a constante de Planck, ν é a frequência do sinal, $\Delta\nu$ é a largura de banda de medida do sinal e G é o ganho medido. Vale ressaltar que a Equação (3) é uma aproximação e pode ser utilizada apenas nos cenários onde a OSNR na

entrada do amplificador é alta. Isso significa que o sinal da entrada está livre (ou quase livre) de ruídos ópticos. Neste caso, só o ruído *shot* é considerado (*shot – noise limited*).

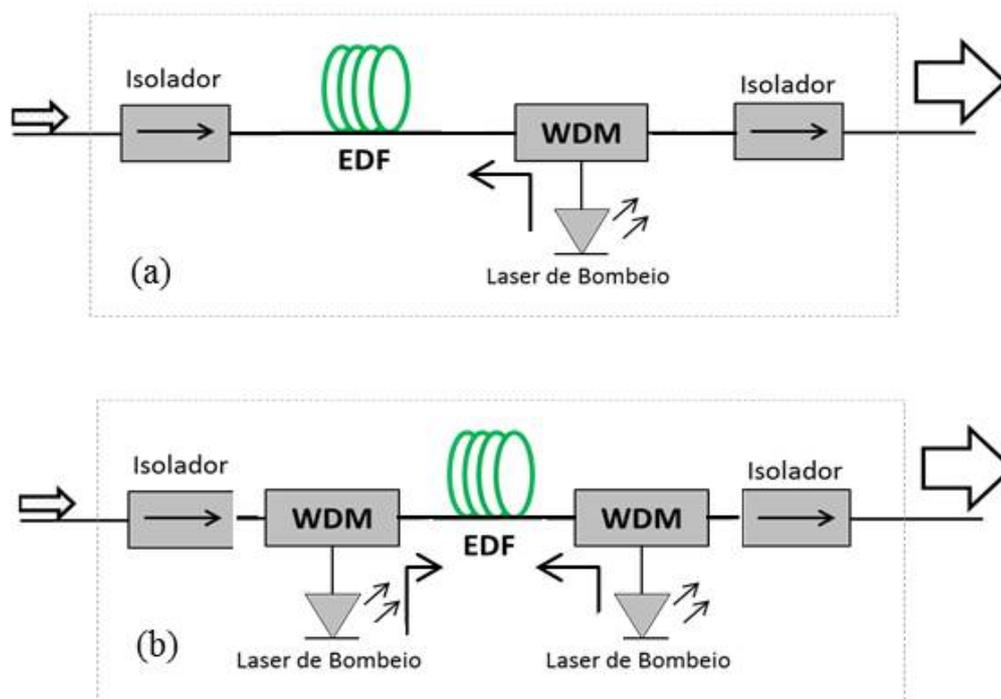
A potência de saída de um amplificador óptico é a potência amplificada para uma dada potência de entrada. Uma definição importante é a potência de saturação, que é definida como sendo a potência medida na saída, na condição de 3 dB de redução de ganho, isto é, no ponto em que a potência de entrada é tal que o ganho sofra uma redução de 3 dB em relação ao ganho de pequeno sinal. Para obtenção da potência de saída de saturação do amplificador óptico, traça-se a curva de ganho em função da potência de saída e observa-se qual a potência de saída para qual o ganho caiu 3 dB em relação ao ganho máximo. Essa curva é chamada de curva de saturação do amplificador.

2.1.3 Esquemas de Bombeamento e Aprimoramentos

Os amplificadores a fibra dopada com érbio comerciais são usualmente bombeados em dois comprimentos de onda diferentes, 980 nm ou 1480 nm. Nos primeiros amplificadores a fibra dopada com érbio, usava-se o comprimento de onda do laser de bombeamento em 1480 nm. Os lasers nesse comprimento de onda já se encontravam desenvolvidos, fabricados a partir de mudanças na composição do material do laser de sinal, que emite originalmente em torno de 1550 nm. Com a utilização do laser de bombeamento em 980 nm, observou-se uma série de vantagens comparativamente ao laser de bombeamento em 1480 nm. Como a radiação do laser 980 nm fica mais confinada no núcleo da fibra dopada, isso faz com que a absorção em 980 nm seja maior e possibilita que seja utilizada uma fibra mais curta na fabricação do amplificador. Mais uma vantagem se dá ao fato do comprimento de onda do sinal, 1550 nm, estar mais afastado de 980 nm do que 1480 nm. Neste caso, quando a fibra é bombeada em 1480 nm, há emissão estimulada nesse comprimento de onda, o que leva a uma redução da eficiência para baixas potências de entrada, pois o bombeamento compete com o sinal e há uma consequente degradação da relação sinal-ruído. Como consequência, a figura de ruído de amplificadores bombeados por laser em 980 nm pode chegar a ser até 2 dB menor do que aquela obtida bombeado por laser em 1480 nm (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). Existem outras vantagens não diretamente relacionadas à fibra dopada com érbio. Uma delas é que o laser de 980 nm fornece uma dada potência operando em uma corrente menor do que seria necessário para o laser de 1480 nm. Outra vantagem se dá pela razão de extinção em acopladores WDM 980/1550 ser maior que nos acopladores WDM 1480/1550.

Quanto ao esquema de bombeamento, existem três configurações básicas que otimizam diferentes parâmetros. Assim, cada configuração de bombeamento é mais indicada para aplicações diferentes. Em relação ao sentido de propagação na fibra dopada com érbio, o bombeamento é classificado com relação ao sentido de propagação do sinal, e pode ser do tipo copropagante (mesmo sentido de propagação do sinal), contrapropagante (sentido contrário de propagação do sinal) ou bidirecional (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999). Para obtenção dessas configurações, é necessário posicionar acopladores WDM e isoladores adequadamente

Figura 5 – Exemplo de montagem básica do EDFA com configurações de bombeamento (a) contrapropagante e (b) bidirecional.



Fonte: O Autor (2020).

na montagem do amplificador. A configuração de bombeamento copropagante, mostrada na Figura 3, é indicada para projeto de pré-amplificadores, pois minimiza o nível de ASE na saída do amplificador, conseqüentemente reduzindo sua figura de ruído. Essa configuração é indicada também para compor o primeiro estágio de amplificação de um amplificador de linha. A configuração de bombeamento contrapropagante, mostrada na Figura 5(a), maximiza o nível da potência de saída do amplificador (em detrimento de figura de ruído), devido a máxima potência de bombeamento estar acoplada na saída da fibra dopada. Com isto, esta configuração é indicada para aplicação em amplificadores de potência. Na configuração de bombeamento bidirecional, mostrada na Figura 5(b), são necessários dois acopladores WDM para acoplar bombeamento em ambas as extremidades da fibra. Pode-se usar dois lasers de bombeamento ou um único laser de bombeamento compartilhado via divisor de potência, para fornecer potência de bombeamento para cada uma das extremidades da fibra dopada. O amplificador com bombeamento duplo apresenta alto ganho e alta potência de saída, podendo ser utilizado em configurações de amplificadores de potência e amplificadores de linha.

O amplificador ideal deve apresentar alto ganho e baixa figura de ruído. Entretanto, usando qualquer uma das configurações descritas anteriormente, não é possível obter ambas as características simultaneamente. Uma solução que mais se aproxima de tal requisito é baseada na utilização de amplificadores de múltiplos estágios de amplificação. Para isso, são utilizados

dois ou mais trechos de fibra dopada, bombeados por diferentes lasers de bombeamento ou um laser de bombeamento compartilhado, permitindo otimizar cada parâmetro separadamente. Amplificadores de dois ou mais estágios também podem ser utilizados para se inserir elementos tais como compensadores de dispersão ou *add-drops* ópticos entre os estágios. Como o segundo ou os demais estágios funcionam em saturação, a perda do dispositivo será compensada por um aumento do ganho do último estágio, porém, como elementos inseridos entre os estágios adiciona perda ao sinal, a figura de ruído será afetada negativamente (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011).

2.2 AMPLIFICADORES ÓPTICOS RAMAN

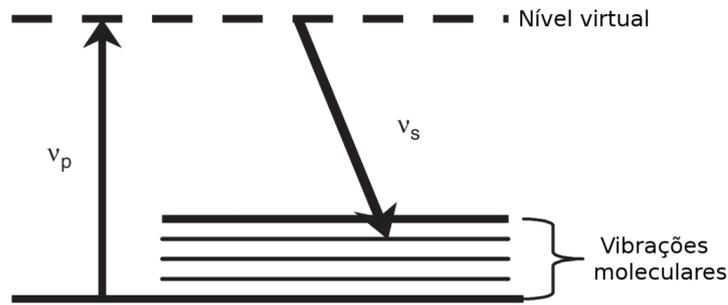
Pesquisas em amplificação Raman em fibras ópticas começaram no início da década de 1970 (STOLEN; IPPEN, 1973) e seus benefícios na transmissão por fibra já vinham sendo investigados desde a metade da década de 1980 (MOLLENAUER; GORDON; ISLAM, 1986; MARTINS-FILHO, 1991). Contudo, o ganho Raman requer alta potência de bombeamento, dezenas de miliwatt por dB de ganho, quando comparado com o EDFA, que requer décimos de miliwatt por dB de ganho. Essa desvantagem, associada à escassez de lasers com alta potência em comprimentos de onda para aplicação na banda C, fez com que as pesquisas com amplificadores Raman fossem preteridas durante a comercialização dos EDFAs no início da década de 1990 (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

Com o desenvolvimento de lasers de bombeamento de alta potência adequados, na metade da década de 1990, houve uma renovação no interesse de pesquisas na amplificação Raman e vários estudos da época mostram algumas das vantagens dos amplificadores Raman sobre os EDFAs, como em (HANSEN et al., 1997; NIELSEN et al., 1999). Isso, por sua vez, alavancou os avanços em tecnologias de bombeamento Raman. Desde então, tecnologias de amplificação baseadas em Raman são utilizadas para aumentar o produto capacidade-distância de transmissão em sistemas ópticos.

2.2.1 Fundamentos

A amplificação Raman ocorre devido ao efeito não linear conhecido como espalhamento Raman (AGRAWAL, 2007), no qual a luz incidente em um meio é convertida para uma frequência mais baixa, com a parte da energia restante sendo transformada em fônon (vibrações moleculares). Isso é ilustrado na Figura 6, que mostra o espalhamento por uma molécula de um fóton de energia $\hbar\nu_p$ para um de menor frequência com energia $\hbar\nu_s$. Ou seja, o fóton do bombeamento, ν_p , excita uma molécula para um nível virtual mais alto (estado não ressonante), que decai rapidamente para um nível mais baixo de energia, emitindo um fóton de sinal, ν_s . A diferença na energia entre o fóton do sinal e do bombeamento é dissipada por um fônon gerado pelas vibrações moleculares do material hospedeiro (núcleo da fibra). Esses níveis de vibrações determinam a frequência do deslocamento e a dependência espectral da curva de ganho Raman. A diferença

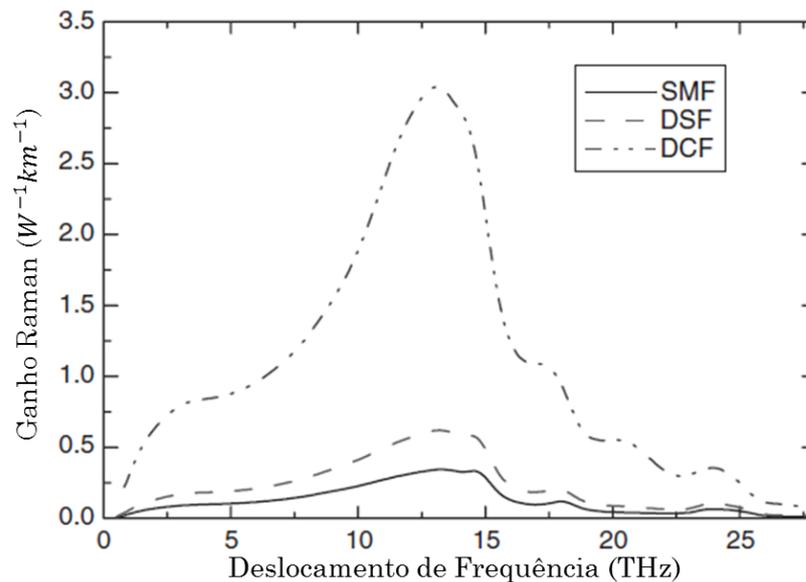
Figura 6 – Diagrama esquemático do processo quântico do espalhamento Raman.



Fonte: Extraída de (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

entre a frequência do fóton do bombeamento e do sinal ($\nu_p - \nu_s$) é chamada de deslocamento de Stokes, e o seu pico de frequência ocorre em torno de 13,2 THz para o caso das fibras ópticas padrão com núcleo dopado com Germânio (BROMAGE, 2004). A curva de ganho Raman é razoavelmente larga nas fibras ópticas devido à natureza amorfa da sílica. A Figura 7 mostra o espectro do ganho Raman para três tipos de fibra óptica: fibra monomodo (SMF - *single mode fiber*), fibra com dispersão deslocada (DSF - *dispersion shifted fiber*) e fibra compensadora de dispersão (DCF - *dispersion compensating fiber*).

Figura 7 – Espectro do ganho de Raman para fibras DCF, SMF e DSF.



Fonte: Extraída de (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

O espalhamento Raman também pode ser estimulado por um sinal em uma frequência deslocada de aproximadamente um Stokes da frequência do bombeamento, que é o efeito conhecido como espalhamento Raman estimulado (SRS - *stimulated Raman scattering*) (BROMAGE, 2004). Nesse processo, bombeamento e sinal são coerentemente acoplados pelo processo Raman, isto é, eles têm a mesma característica em termos de fase e polarização. Assim,

um fóton de bombeamento é convertido em um segundo fóton de sinal que é uma réplica exata do primeiro, gerando amplificação. A energia restante produz um fônon óptico, como já explicado anteriormente.

As seguintes propriedades fundamentais de ganho devido ao SRS podem ser destacadas: o ganho Raman possui uma característica espectral que depende da separação de frequência entre o bombeamento e o sinal, e não da frequência absoluta; não depende da direção relativa entre o bombeamento e o sinal; o ganho pode ocorrer para qualquer comprimento de onda de sinal, dependente da escolha do comprimento de onda do bombeamento; o ganho Raman é dependente da polarização, sendo que o pico da intensidade de acoplamento entre o sinal e o bombeamento é aproximadamente uma ordem de magnitude maior se forem co-polarizados, quando comparado ao caso ortogonalmente polarizado; o espalhamento Raman é um processo rápido (fração de pico segundo) por não ser ressonante (o estado mais alto é virtual) e ocorre em qualquer tipo de fibra óptica.

2.2.2 Fontes e Esquemas de Bombeamento

O que viabilizou o uso de amplificadores Raman em sistemas de comunicações ópticas foi o desenvolvimento de fontes de bombeamento de alta potência em comprimentos de onda na região de 1400 nm, para amplificação na região de 1500 -1600 nm. Atualmente, existem duas fontes de bombeamento que operam nessa região, o diodo laser semiconductor e o laser Raman a fibra (RFL) (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

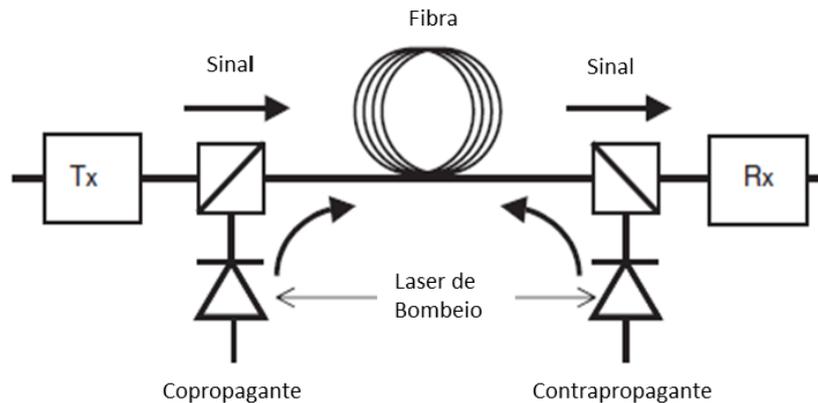
O diodo laser semiconductor de bombeamento empregado para amplificação Raman deve fornecer potência acoplada na fibra maior do que 100 mW, sendo desejável, porém, lasers com nível de potência de 400 a 500 mW para fornecer alto nível de ganho Raman. O laser deve operar na faixa de 1400 a 1500 nm para fornecer amplificação aos sinais nas bandas C e L (1530 a 1620 nm). Diodos laser de alta potência de *InGaAsP*, operando nessa faixa de comprimentos de onda, foram desenvolvidos a partir da década de 1990 (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

Quando são usados módulos de bombeamento com diodo laser para amplificação Raman, algumas características são desejáveis (HEADLEY; AGRAWAL, 2005): o módulo de bombeamento deve ser constituído de vários diodos lasers, com diferentes comprimentos de onda, para se obter um ganho Raman uniforme (plano) em uma extensa largura de banda; os comprimentos de onda dos bombeamentos devem ser estabilizados através de grades de Bragg posicionadas diretamente na fibra óptica que é utilizada para acoplar a saída do laser; para reduzir a dependência de polarização do ganho Raman deve-se utilizar dois lasers polarizados ortogonalmente acoplados em um combinador de polarização (PBC) no mesmo comprimento de onda, ou inserir um despolarizador na saída do módulo de bombeamento.

Lasers Raman a fibra fornecem altas potências de saída, porém são de implementação complexa e possuem tamanho físico bem maior que os lasers de bombeamento semicondutores, por isso são de utilização muito restrita em sistemas de comunicação óptica.

A Figura 8 ilustra um diagrama esquemático de um sistema de telecomunicações que utiliza amplificadores Raman. O sinal se propaga de Tx para Rx. Se a fibra bombeada é o enlace de transmissão, que liga dois pontos, esta configuração é referida como amplificação Raman distribuída. Se a amplificação Raman ocorre em uma fibra contida num dispositivo localizado no transmissor, em algum elemento de linha ou no receptor, este sistema é chamado amplificação Raman discreta. Tipicamente, amplificadores Raman distribuídos são implementados em seções de fibra que excedem 50 km de comprimento enquanto que amplificadores discretos possuem comprimentos em torno de 5 km (HEADLEY; AGRAWAL, 2005). Fibras com área efetiva reduzida e composição química diferente são utilizadas em amplificadores discretos, para fornecerem coeficiente de ganho Raman maior que as fibras de transmissão, permitindo comprimentos de fibra reduzidos, para prover o mesmo nível de ganho que os fornecidos pelos amplificadores distribuídos (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

Figura 8 – Esquemas de bombeamento Raman: copropagante, contrapropagante ou bidirecional.



Fonte: Extraída de (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

Como os amplificadores distribuídos fornecem ganho ao longo da fibra de transmissão (que possuem geralmente longos comprimentos), eles oferecem baixos valores de potência de saída, porém, fornecem melhor figura de ruído que os amplificadores discretos. Os amplificadores discretos por sua vez, podem fornecer altos valores de potência de saída. Além disso, amplificadores Raman discretos implementados em fibras compensadoras de dispersão (DCF), fornecem ganho ao sinal aliado à compensação de dispersão cromática.

2.2.3 Ganho e Figura de Ruído

Considerando as equações de evolução da potência de bombeamento e sinal apresentadas em (HEADLEY; AGRAWAL, 2005), se a depleção do bombeamento for ignorada, para o caso contra-propagante, as equações podem ser analiticamente resolvidas, gerando a Equação (4), para a potência de sinal na saída de uma fibra de comprimento L com amplificação Raman.

$$P_s(L) = P_s(0)e^{(g_R P_0 L_{eff} - \alpha_s L)} = G_N(L)P_s(0), \quad (4)$$

em que

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha_p L}}{\alpha_p} \quad (5)$$

é o comprimento efetivo, α_p é o coeficiente de atenuação no comprimento de onda do bombeamento, G_N é o ganho líquido, $P_s(0)$ é a potência de entrada do sinal, g_R é o coeficiente de ganho Raman normalizado em relação à área efetiva da fibra, P_0 é a potência de bombeamento lançada na fibra e α_s é o coeficiente de atenuação no comprimento de onda do sinal. Essa equação é uma aproximação de primeira ordem para a evolução do sinal na fibra. Em fibras SMF, em que a perda é de aproximadamente 0,25 dB/km em 1455 nm, o comprimento efetivo (L_{eff}), onde ocorre amplificação Raman, é aproximadamente 17 km para enlaces maiores que 60 km.

Frequentemente é usado um parâmetro chamado de ganho Raman on-off, que é definido como o incremento na potência do sinal na saída do amplificador quando o bombeamento está ligado. No limite de pequenos sinais, esse ganho é definido como (BROMAGE, 2004)

$$G_{on-off} \equiv \frac{P_s(L)_{\text{bombeamento ligado}}}{P_s(L)_{\text{bombeamento desligado}}} = \exp(g_R L_{eff} P_0), \quad (6)$$

A amplificação Raman, quando comparada com outros tipos de amplificação óptica, apresenta como vantagens a baixa inserção de ruído e o ganho plano sobre uma larga faixa do espectro, quando se utiliza múltiplos bombeamentos. Porém, em um sistema com amplificação Raman distribuída, não é possível isolar a figura de ruído do amplificador devido à ocorrência de ganho ao longo da própria fibra de transmissão. Dessa forma, a inserção de ruído de amplificadores Raman distribuídos é medida por meio da figura de ruído equivalente (BROMAGE, 2004). A figura de ruído equivalente NF_{eq}^{dB} representa o valor da figura de ruído de um amplificador discreto ficcional, que colocado em frente ao receptor, na ausência de amplificação Raman distribuída, forneceria a mesma OSNR que seria obtida utilizando-se a amplificação Raman distribuída. Em amplificadores discretos, assim como em EDFAs, o parâmetro de figura de ruído pode ser calculado de forma direta como na Equação (3). Uma expressão para NF_{eq}^{dB} pode ser obtida igualando as figuras de ruído dos dois sistemas mostrados na Figura 9. No sistema equivalente da Figura 9(b), a perda do sinal no enlace é $\alpha_s L$, assim, o ganho do enlace é $G = (\alpha_s L)^{-1}$ e o fator de ruído do enlace não bombeado é igual à perda do sinal. Como mostrado em (BROMAGE, 2004), a figura de ruído de um sistema com fibra com bombeamento Raman deve ser

$$NF_R^{dB} = 10 \log\left(\alpha_s L + \frac{NF_{eq} - 1}{1/\alpha_s L}\right) = 10 \log(NF_{eq} \alpha_s L). \quad (7)$$

Portanto, a figura de ruído do amplificador equivalente é

$$NF_{eq}^{dB} = NF_R^{dB} - 10 \log(\alpha_s L). \quad (8)$$

Da Equação (8), nota-se que é possível obter uma figura de ruído equivalente com valores negativos em dB. Isso não significa que a SNR de saída do amplificador Raman é maior do que a SNR de entrada, o que é fisicamente impossível, mas mostra que em um sistema com

elevados níveis de amplificação distribuída Raman, devido à amplificação ocorrer na fibra de transmissão, a figura de ruído sistêmica pode ser menor que a figura de ruído do enlace sem amplificação Raman. Isso mostra o desempenho superior da amplificação Raman distribuída, o qual não pode ser obtido por um amplificador discreto colocado após o enlace.

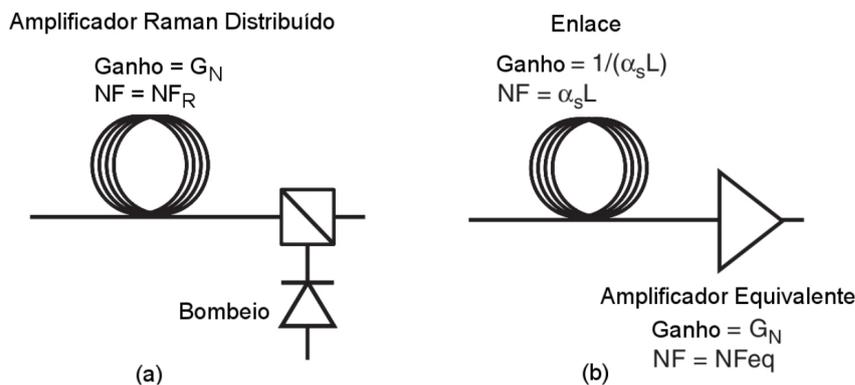
Uma forma mais prática de se obter a figura de ruído equivalente, derivada a partir de G_{On_Off} e da potência de ruído gerada P_{ASE} , é mostrada em (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011) e replicada aqui na Equação (9):

$$NF_{eq}^{dB} = 10 \log\left(\frac{P_{ASE}}{h\nu G_{On_Off} \Delta\nu} + \frac{1}{G_{On_Off}}\right), \quad (9)$$

que é idêntica à Equação (3), com exceção do ganho, que nesse caso é G_{On_Off} .

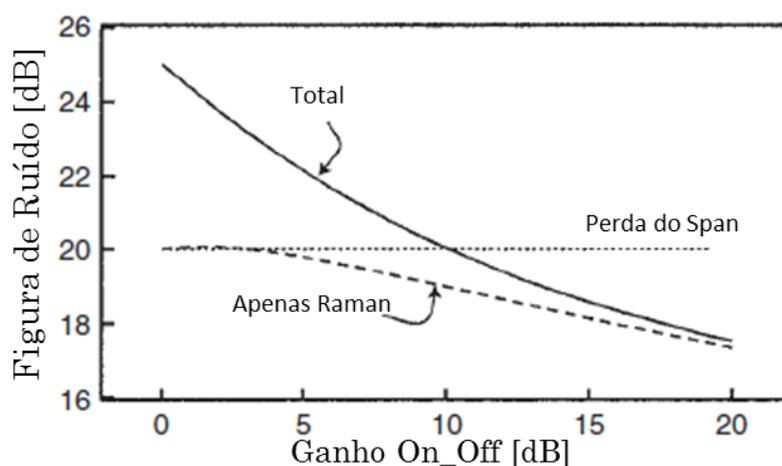
Para entender melhor o conceito de figura de ruído equivalente, considere um *span* com fibra de 100 km com perda total de 20 dB. Suponha que essa perda seja compensada com esquema de amplificação híbrida na qual um amplificador discreto, como um EDFA, com NF de por exemplo 5 dB é combinado com DRA com bombeamento contrapropagante. Suponha que ganho Raman G_{On_Off} possa variar de 0 a 20 dB. Quando G_{On_Off} for igual a 0 ou a 20 dB, a amplificação será puramente discreta ou puramente distribuída, respectivamente. A Figura 10 (HEADLEY; AGRAWAL, 2005) mostra como a NF muda com a variação de G_{On_Off} . Quando $G_{On_Off} = 0$, a figura mostra que a fibra passiva tem uma NF de 20 dB. Isso não é surpresa uma vez que qualquer fibra reduz a potência do sinal, o que degrada a OSNR (ROTTWITT; STENTZ, 2002). Quando o sinal é amplificado apenas pelo amplificador discreto, há uma degradação adicional de 5 dB, o que resulta numa NF total de 25 dB. Esse valor é decrementado quando G_{On_Off} aumenta, chegando a 17,5 dB quando $G_{On_Off} = 20$ dB (apenas amplificação distribuída). Desse exemplo, $NF_{eq}^{dB} \approx -2,5$ dB quando apenas amplificação distribuída é empregada. Contudo, quando a amplificação puramente distribuída e a puramente discreta são comparadas, observa-se uma redução de quase 7,5 dB da figura de ruído.

Figura 9 – Diagramas esquemáticos: (a) sistema amplificador Raman distribuído, (b) sistema equivalente enlace + EDFA.



Fonte: Extraída de (BROMAGE, 2004).

Figura 10 – Figura de ruído total como função do ganho on-off de um amplificador Raman em um *span* de 100 km com esquema de amplificação híbrida. A linha tracejada mostra a NF para o bombeamento Raman apenas. A linha pontilhada mostra a perda de 20 dB do *span*.



Fonte: Extraída de (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

2.2.4 Limitações e Aprimoramentos

A amplificação Raman apresenta algumas desvantagens como a interferência multi-percurso, transferência de ruído do bombeamento para o sinal e variação espectral da figura de ruído. Interferência multi-percurso pode ocorrer devido ao espalhamento Rayleigh na fibra que, dependendo da intensidade da luz, espalha o sinal óptico até duas vezes (HEADLEY; AGRAWAL, 2005). O primeiro espalhamento ocorre na direção contra-propagante ao sinal (retroespalhamento), que pode provocar um segundo espalhamento na direção co-propagante. Esse último aparece no receptor como ruído adicional, pois causa flutuação de fase e intensidade.

O processo de ganho Raman é extremamente rápido e qualquer flutuação de intensidade nas frequências do bombeamento (menores que 1 THz) pode provocar alterações no ganho e deste modo produzir variações na potência do sinal. Esse efeito é normalmente conhecido como transferência do ruído de intensidade relativa (RIN - *Relative Intensity Noise*) do bombeamento para o sinal (HEADLEY; AGRAWAL, 2005). O RIN é uma medida padrão de ruído de lasers. A quantidade da transferência de ruído entre o bombeamento e o sinal depende da configuração do bombeamento e da frequência do ruído. A transferência do RIN entre o bombeamento e o sinal é reduzida para o caso da configuração contra-propagante, devido ao ruído do bombeamento ser uma média diluída ao longo de todo o comprimento do enlace.

A significativa interação Raman entre os bombeamentos de comprimentos de onda diferentes resulta numa amplificação dos bombeamentos com comprimentos de onda maiores em detrimento dos comprimentos de onda menores e, como consequência, os canais de comprimentos de onda maiores possuem um ganho maior e mais bem distribuído ao longo da fibra e, desse

modo, uma melhor figura de ruído quando comparada com a dos canais de comprimento de onda menores (HEADLEY; AGRAWAL, 2005). Um segundo efeito que influi na planicidade espectral da figura de ruído é a dependência da quantidade de ASE gerada, devido à diferença de frequência entre o bombeamento e o sinal.

A necessidade de altas potências de bombeamento, consequência do baixo coeficiente de ganho, e os limitantes de desempenho como o duplo espalhamento Rayleigh e o retroespalhamento Rayleigh da ASE contra-propagante limitam o uso de amplificação Raman distribuída. Como resultado, amplificadores DRAs são mais frequentemente utilizados em conjunto com EDFAs em uma configuração híbrida (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011).

Nos amplificadores Raman, a figura de ruído equivalente é menor para o bombeamento co-propagante, devido o ganho do sinal ocorrer próximo da entrada da fibra. Porém, nesse caso, o próprio bombeamento pode limitar o ganho do amplificador, visto que ganhos altos na entrada da fibra podem produzir efeitos não-lineares intensos. Isto aponta para a necessidade de bombeamento bidirecional, para que se possa obter uma figura de ruído equivalente mais baixa (bombeamento co-propagante) com alto ganho (bombeamento contra-propagante) (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

Um problema que ocorria inicialmente com o bombeamento bidirecional é a transferência de ruído entre o bombeamento e o sinal, o que atualmente é superado pelo desenvolvimento de lasers de bombeamento com baixo valor de RIN. Em adição à melhoria efetiva da figura de ruído, o bombeamento bidirecional também reduz a dependência espectral da figura de ruído na fibra quando comparado ao caso do bombeamento contra-propagante. A melhoria na figura de ruído resulta da escolha do comprimento de onda do bombeamento co-propagante, que determina a dependência espectral da figura de ruído, enquanto o bombeamento contra-propagante determina principalmente o perfil de ganho Raman. Além disso, o bombeamento bidirecional também diminui a penalidade da interferência multi-percurso, pois reduz o efeito do duplo espalhamento Rayleigh.

Um outro aprimoramento é o uso de amplificação Raman com bombeamentos de alta ordem. Nas topologias de amplificação Raman discutidas anteriormente, o comprimento de onda do sinal está sempre deslocado de aproximadamente um Stokes do comprimento de onda de bombeamento. Isto é conhecido como amplificação Raman de primeira ordem. Nas configurações de bombeamento de alta ordem, um ou mais bombeamentos deslocados de dois ou mais Stokes do sinal são utilizados para amplificar principalmente os bombeamentos de primeira ordem, que subsequentemente amplificam o sinal (BOUTEILLER et al., 2003). Quando o bombeamento é deslocado do sinal de dois Stokes, este é denominado como bombeamento Raman de segunda ordem e assim por diante para as configurações de bombeamentos de ordens superiores. bombeamento de alta ordem reduz a figura de ruído dos amplificadores Raman devido à distribuição mais uniforme do ganho ao longo do comprimento da fibra (HEADLEY; AGRAWAL, 2005).

2.3 AMPLIFICADORES ÓPTICOS HÍBRIDOS RAMAN/EDFA

As tecnologias de amplificação óptica EDFA, Raman distribuído (DRA) e Raman concentrado (LRA) são as mais empregadas na amplificação em redes WDM. Cada tecnologia provê bom desempenho considerando os parâmetros como potência de saída, figura de ruído, planicidade espectral de ganho e controle automático de ganho para uma determinada região de operação de potência de entrada do amplificador. Porém, nenhuma fornece bom desempenho para simultaneamente todos os parâmetros em toda a faixa de operação de potência de entrada.

A tendência na evolução dos amplificadores ópticos segue na direção de suprir a necessidade de controle de ganho variável e da otimização dos seus parâmetros, como potência de saída, figura de ruído, planicidade espectral para qualquer valor de ganho requerido. Assim, vêm sendo estudado o desenvolvimento de amplificadores ópticos baseados em tecnologias de amplificação ópticas híbridas, que combinam variadas tecnologias de amplificação óptica, para melhorar suas características de amplificação. Entre os diversos tipos de amplificadores híbridos desenvolvidos na literatura, podemos destacar os amplificadores Raman/EDFA (OLIVEIRA, 2014), Raman/Paramétrico (PEIRIS et al., 2014), Raman/SOA (REICHMANN et al., 2006) e TDFA/EDFA (SAKAMOTO et al., 2006). Porém, para redes ópticas WDM, metropolitanas e de longa distância, as principais tecnologias de amplificação empregadas são os EDFAs, amplificadores Raman distribuídos e concentrados.

O amplificador híbrido pode alcançar valores de figura de ruído equivalente tipicamente de 3 a 6 dB menor do que pode ser alcançado com um EDFA sozinho. Nos sistemas atuais que ainda transmitem em taxas de 10 e 40 Gb/s, híbridos Raman/EDFA são comumente aplicados em duas formas: primeira, na saída de enlaces muito longos para mitigar a degradação da OSNR do sistema; segunda, como amplificador de base para a maior parte ou para todos os *spans* em sistemas onde o alcance muito longo é necessário (tal como em redes de roteamento por comprimento de onda, em que comprimentos de onda podem ter longos caminhos não regenerados). Em sistemas com maior capacidade (100 Gb/s ou mais) por canal, pode ser desejável a utilização de amplificação Raman na maioria ou em todos os *spans* para satisfazer os requisitos mais exigentes da OSNR (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011). Nesse tipo de amplificação óptica, o Raman funciona como um pré-amplificador, fornece parte do ganho necessário para compensar a perda do *span* e determina em grande parte o desempenho do ruído do amplificador híbrido que é, assim, significativamente menor do que a de um EDFA convencional. O EDFA, que segue o Raman, normalmente proporciona a maior parte do ganho necessário para compensar a perda de enlaces de fibra e elementos tais como módulos compensadores de dispersão e ROADMs.

Muitas pesquisas e desenvolvimentos foram e vêm sendo feitos no sentido de otimizar amplificadores ópticos híbridos Raman/EDFA para aplicações em redes ópticas de forma a aumentar a capacidade de transmissão. Em (OLIVEIRA, 2014), foi mostrado em testes de transmissão ponto a ponto sem repetição que o amplificador híbrido DRA/EDFA tem um desempenho muito superior na inserção de ruído quando comparado com o EDFA

convencional e híbrido LRA/EDFA. Então, foi desenvolvido amplificador híbrido DRA contra-propagante/EDFA com controle automático de ganho para aplicação em redes WDM dinamicamente reconfiguráveis, que pode otimizar a performance de amplificação em sistemas coerentes. Esse é o amplificador híbrido testado neste trabalho.

2.4 ARQUITETURAS DE AMPLIFICAÇÃO UTILIZADAS

Dentre as topologias para amplificação óptica utilizadas atualmente, a topologia do EDFA de um estágio com GFF e controle automático de ganho (AGC) eletrônico realimentado é uma das estruturas mais simples de serem implementadas. Sendo assim, essa estrutura é largamente utilizada pelos fornecedores de EDFAs (ZYSKIND; SRIVASTAVA, 2011).

A Figura 11 mostra a topologia do EDFA de um estágio com GFF e sua unidade de controle testada neste trabalho. Esse amplificador foi desenvolvido e montado por pesquisadores do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD) em Campinas (SP) e a metodologia de projeto é mostrada em (OLIVEIRA et al., 2013b). Essa topologia é constituída basicamente por quatro componentes ópticos: dois fotodetectores, um laser de bombeamento (980 nm) com até 600 mW de potência óptica e um trecho de fibra dopada com Érbio (EDF) MP980 fabricada pela OFS[®] com 14 m, dispostos em uma configuração de bombeamento co-propagante. O primeiro componente óptico é um componente híbrido TAP/PD, onde o derivador (TAP) retira uma parcela da potência de entrada (1% nesse caso) para monitoramento por meio do fotodetector (PD) de entrada. O isolador (ISO) provê isolamento para o sinal de luz propagante na direção contrária (retroespalhamento), que pode interferir na detecção do fotodetector PD. O acoplador WDM combina o bombeamento e o sinal na fibra dopada com érbio (EDF). O GFF tem a função de remover as diferenças entre os ganhos fornecidos para cada frequência do sinal WDM na banda C, projetado para prover ganho espectral plano em 19 dB, o qual é chamado de ganho nominal do amplificador. A unidade de controle do amplificador óptico consiste do elemento onde a malha de controle de ganho é processada para realização do controle de ganho do amplificador. Geralmente, a unidade de controle é composta por um microcontrolador ou um FPGA. Esse amplificador é capaz de prover até 21 dBm de potência total de saída na banda C e foi testado neste trabalho na faixa de ganho de 14 a 24 dB.

A grande vantagem dessa topologia é que, para ganhos alvos e potências de entrada variáveis, devido ao amplificador possuir somente um estágio de amplificação, a figura de ruído é baixa e praticamente constante para diferentes pontos de operação do amplificador óptico (PAL et al., 2007). Em contrapartida, a planicidade espectral de ganho de um EDFA de um estágio de amplificação só é mantida constante para um único valor de ganho alvo, devido ao ganho e a planicidade estarem intrinsecamente relacionada a um mesmo nível de inversão de população na EDF (PAL et al., 2007). Dessa forma, o ganho espectral plano pode ser mantido para qualquer que seja o nível de potência de entrada por meio do ajuste da potência de bombeamento, para manter o mesmo nível de inversão de população na EDF. Então, a grande desvantagem relacionada ao desempenho desta topologia é que não é possível manter o ganho espectral plano para toda

faixa de operação do ganho, e sim, somente para o ganho alvo no qual o GFF foi projetado para fornecer ganho espectral plano.

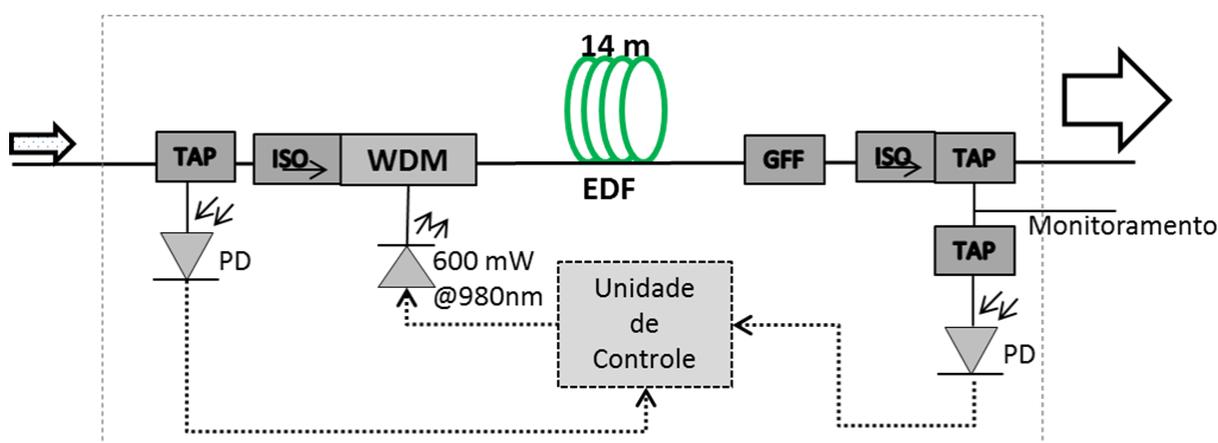
A topologia de amplificação óptica EDFA de dois estágios com GFF, atenuador óptico variável (VOA) e controle automático de ganho eletrônico realimentado (controle de ganho acoplado) é uma estrutura complexa de amplificação que visa fornecer planicidade espectral de ganho para toda a faixa de ganhos alvos controláveis (BAKAR et al., 2011).

A Figura 12 mostra a topologia de amplificação do EDFA de dois estágios testada nesta tese. Esse amplificador foi desenvolvido e montado por pesquisadores do CPqD e a metodologia de projeto é mostrada em (OLIVEIRA et al., 2013b). Essa topologia é constituída por dois estágios de ganho EDFA na configuração de bombeamento co-propagante, com um estágio intermediário com VOA e GFF (visando ganho espectral plano para os dois estágios operando em ganho nominal). A utilização de mais de um estágio de amplificação de EDFA e um VOA nesta topologia tem como objetivo fornecer boa planicidade espectral de ganho para toda faixa de ganhos alvo controláveis.

Os comprimentos das EDFs de ambos os estágios devem ser cuidadosamente projetados, para que esses estágios de amplificação possuam uma figura de ruído baixa em seus ganhos nominais (ganho onde o amplificador fornece melhor desempenho). Além disso, a escolha dos comprimentos das EDFs deve garantir que a soma dos ganhos nominais subtraído da perda do GFF e a perda de inserção do VOA seja igual ao máximo ganho alvo da faixa de ganho projetada. Assim, o GFF deve ser projetado para fornecer ganho espectral plano nesta condição (EDFAs acoplados).

Dessa forma, o AGC acoplado fornece planicidade espectral de ganho por meio do controle de ganho individual dos estágios EDFA sempre em seus ganhos nominais, aplicando a atenuação necessária através do estágio intermediário do VOA, para atingir o ganho global desejado (BAKAR et al., 2011). É possível atingir o ganho alvo máximo da faixa projetada fornecendo atenuação mínima no VOA, e atingir os ganhos mais baixos da faixa de ganhos alvo,

Figura 11 – Topologia do amplificador EDFA de um estágio testado nesta tese.



Fonte: O Autor (2020).

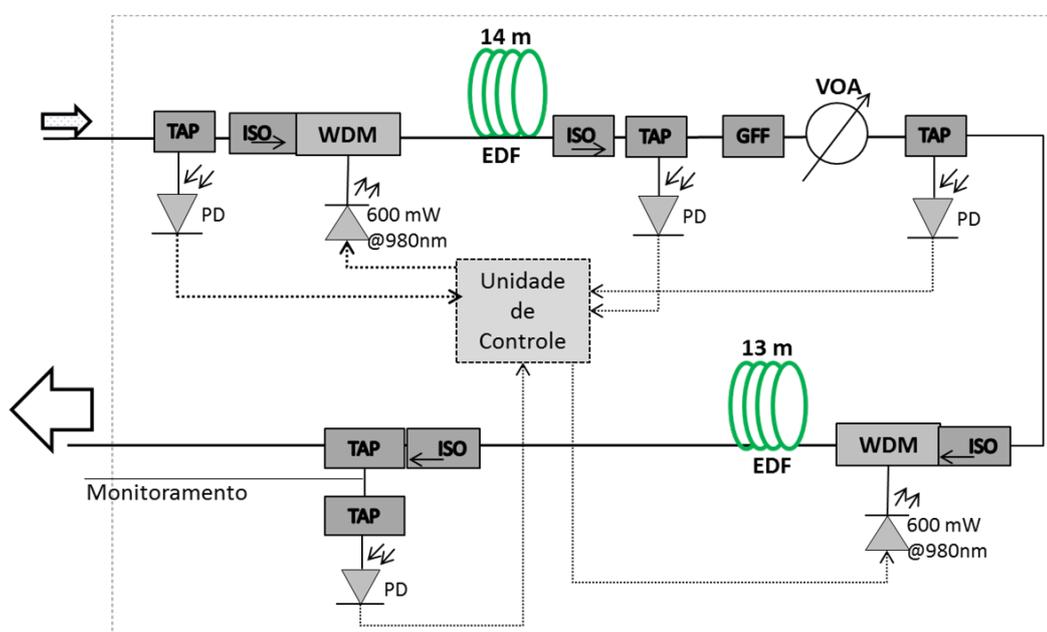
aplicando atenuação no estágio intermediário igual a diferença entre o ganho máximo e o ganho alvo. Para os testes realizados neste trabalho, cada estágio foi mantido, pelo AGC, com ganho nominal fixo de 16 dB. O amplificador foi capaz de prover até 21 dBm de potência total de saída para uma faixa de ganho de 20 a 30 dB.

A principal desvantagem relacionada ao desempenho dessa topologia é que, para ganhos alvos e potências de entrada variáveis, devido ao amplificador possuir dois estágios de amplificação e um estágio intermediário de atenuação, a figura de ruído é maior que a do EDFA de um estágio, e aumenta gradativamente de acordo com a diminuição do ganho alvo ao longo de toda região de operação. Porém, a grande vantagem é que o ganho espectral plano é mantido para toda faixa de operação, não importando qual o ganho alvo nem qual a potência de entrada do amplificador.

A Figura 13 mostra a topologia do amplificador híbrido DRA/EDFA testado neste trabalho, detalhando a disposição dos dispositivos utilizados. Esse amplificador é composto por um estágio para amplificação distribuída Raman com dois lasers de bombeamento contra-propagantes e um estágio de EDFA com bombeamento co-propagante. Esse DRA/EDFA foi desenvolvido e montado por pesquisadores do CPqD e a metodologia de projeto é mostrada em (OLIVEIRA et al., 2013b).

O estágio EDFA é composto por um bombeamento co-propagante (980 nm) combinado com o sinal por meio de um componente óptico híbrido (TAP/ISO/WDM) que visa disponibilizar uma parte do sinal de entrada para monitoração, isolamento da rede contra reflexões indesejadas do processo de amplificação e combinação do comprimento de onda de bombeamento com o sinal na direção co-propagante na EDF. O dispositivo ISO/GFF tem o objetivo de evitar perda de

Figura 12 – Topologia do amplificador EDFA de dois estágios testado nesta tese.



Fonte: O Autor (2020).

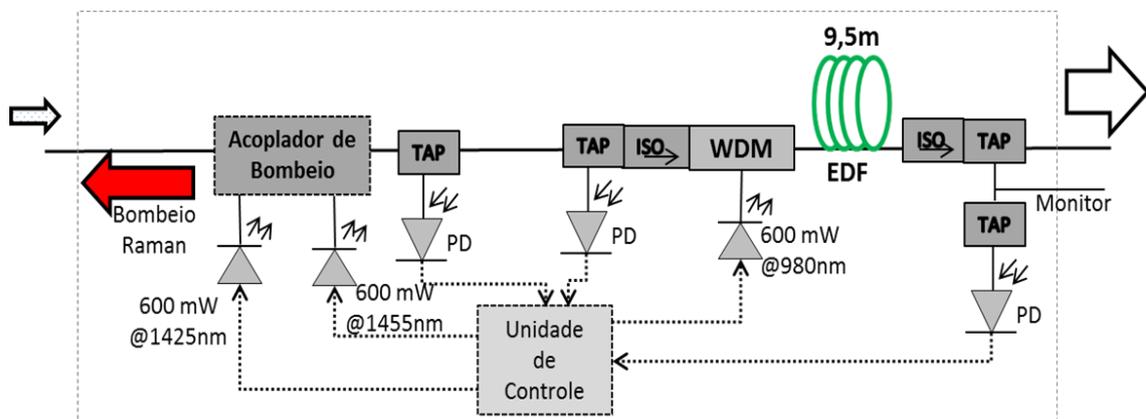
eficiência no processo de amplificação na EDF devido ao retroespalhamento de luz oriundo do sistema de saída e prover ganho espectral plano. Para os testes realizados neste trabalho, o ganho do estágio EDFA foi mantido, por meio do AGC, em 13 dB, pois foi o ganho que apresentou melhor planicidade espectral.

Os dois lasers de bombeamento do estágio Raman são combinados pelo acoplador de bombeamento e emitem potência nos comprimentos de onda de 1425 e 1455 nm na direção contra-propagante ao sinal de entrada. Os comprimentos de onda dos lasers foram escolhidos de tal forma que o ganho Raman complementasse o ganho do estágio EDFA e deixasse o espectro o mais plano possível, como mostrado na metodologia de projeto em (OLIVEIRA, 2014).

No amplificador híbrido, são utilizados três TAPs e fotodetectores para medição da potência de saída do amplificador Raman, medição da potência de entrada e de saída do EDFA. Por meio destas medições de potência, a unidade de controle ilustrada executa o controle de ganho do amplificador. Assim como no caso dos EDFAs, esse amplificador também fornece até 21 dBm de potência de saída e foi testado para a faixa de ganhos de 15 a 25 dB.

Essas três topologias descritas foram modeladas em software comercial de simulação óptica, o Optisystem[®] versão 13.1, para possibilitar testes de caracterizações e transmissão óptica em cascata de amplificadores em ambiente de simulação. As características das topologias, como as perdas dos componentes, níveis de ruído e características das fibras dopadas utilizadas, foram medidas experimentalmente em laboratório para que as simulações fossem mantidas o mais fiel possível com relação aos sistemas experimentais. A unidade de controle dos amplificadores desenvolvida no software foi feita de tal forma a garantir que o erro máximo no ganho fosse de 0.1 dB.

Figura 13 – Topologia do amplificador híbrido DRA/EDFA testado nesta tese.



Fonte: O Autor (2020).

3 MODELAGEM DE AMPLIFICADORES COM MÁSCARAS DE POTÊNCIA

Neste capítulo, são descritas as ferramentas e metodologia necessárias para modelagem de potência de sinal, ruído e OSNR utilizando máscaras de potência. Na seção 3.1, é mostrado como os amplificadores ópticos são tradicionalmente caracterizados para a aquisição de dados da máscara de potência. A seção 3.2 mostra como é feita a modelagem de potência e OSNR em uma cascata de amplificadores utilizando máscaras de potência. Na seção 3.3 são descritos alguns algoritmos e técnicas publicados na literatura acadêmica que utilizam esse tipo de modelagem e que são utilizados nesta tese.

3.1 MÁSCARA DE POTÊNCIA E CARACTERIZAÇÃO

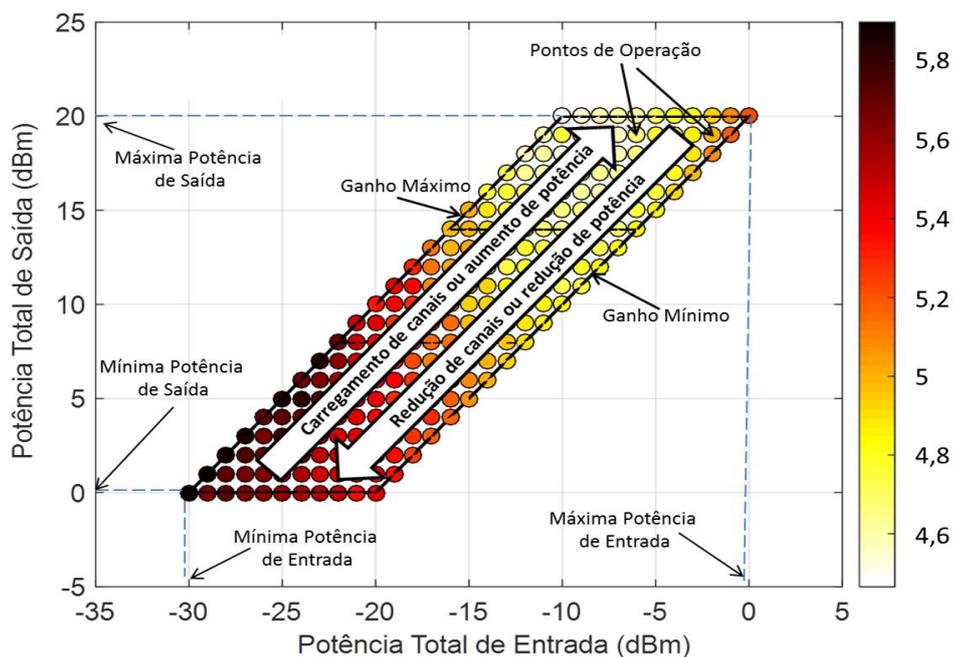
Como já exposto, em uma rede óptica DWDM reconfigurável é necessário que amplificadores operem de forma satisfatória com diferentes carregamentos de canais, uma vez que isso pode alterar a potência de entrada de forma dinâmica e imprevisível. Além disso, variações na potência de entrada também podem ser causadas por outros fatores, como flutuações nos níveis de potência nas saídas de amplificadores/sistemas localizados no mesmo enlace.

Outra necessidade está relacionada à operação do amplificador em diferentes faixas de potências de entrada, definida por uma faixa de diferentes valores de ganhos controláveis. Nesse caso, a região de operação do amplificador é definida pelas faixas de potências de entrada e ganhos alvos de operação, para os quais o desempenho do amplificador deve ser garantido, sendo essa região de operação denominada máscara de potência de um amplificador óptico (COWLE, 2010). O desempenho óptico dinâmico pode, então, ser medido por meio dos valores de figura de ruído, planicidade espectral de ganho e precisão do controle automático de ganho ao longo da máscara de potência.

A ilustração de uma máscara de potência de um amplificador óptico é apresentada na Figura 14 e pode ser definida em termos dos ganhos máximo e mínimo e das potências máxima e mínima de entrada. A barra de cores representa o comportamento de uma figura de desempenho, como figura de ruído ou planicidade espectral. Dessa forma, a máscara de potência pode ser utilizada para prever o desempenho dinâmico do amplificador com a adição/remoção de canais ou equivalente aumento/diminuição de potência na entrada.

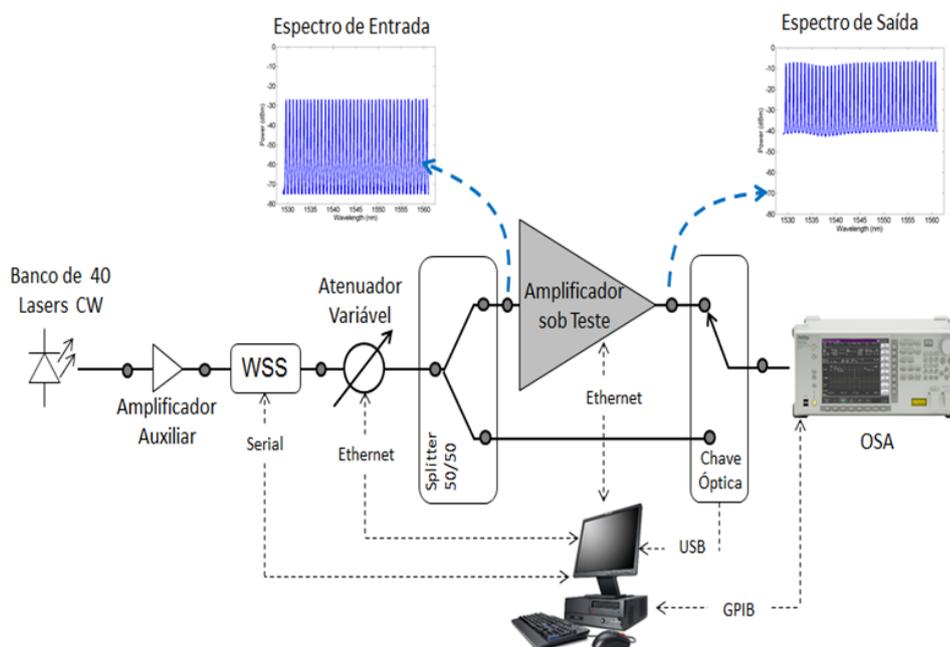
Para obtenção da máscara de potência das figuras de desempenho de um determinado amplificador óptico em laboratório, de forma automática, o caracterizador experimental apresentado por Moura e colaboradores pode ser utilizado (MOURA et al., 2012). A Figura 15 mostra a montagem experimental para obter as máscaras de potência de forma automática. Para caracterização neste trabalho, foi utilizado um banco de lasers que fornece 40 canais DWDM na banda C (192,1 - 196 THz) com espaçamento de 100 GHz entre eles. O amplificador auxiliar fornece potência óptica total de até 21 dBm. A chave seletora de comprimento de onda (WSS -

Figura 14 – Exemplo de máscara de potência.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 15 – Caracterizador experimental de amplificadores ópticos para obtenção automática de dados da máscara de potência.



Fonte: Adaptada de (MOURA et al., 2012).

wavelength selective switch) é utilizada para equalizar o sinal na saída do amplificador auxiliar e atenuar o ruído entre canais adjacentes. Esse procedimento é feito para que o sinal na entrada do amplificador caracterizado seja o mais plano possível e livre de ruído entre os canais adjacentes,

o que permite estimar com maior precisão o quanto a planicidade espectral é afetada e o nível de ruído adicionado, facilitando o cálculo da figura de ruído. O atenuador óptico variável (VOA) faz o ajuste da potência total na entrada do sistema de amplificação ao longo da caracterização. O divisor (*splitter* 50/50) faz com que metade do sinal na saída do VOA siga para o amplificador em teste e a outra metade vá para uma das entradas da chave óptica 2x1. Na outra entrada desta chave está o sinal amplificado na saída do amplificador. Dessa forma, é possível medir os canais ora na entrada ora na saída, de acordo com a posição da chave óptica. O analisador de espectro óptico (OSA) mede e captura os espectros de entrada e saída do amplificador sob caracterização.

Para a realização de uma caracterização, é necessário inserir os parâmetros básicos da região de interesse (máxima potência de saída, mínima potência de entrada, ganhos máximo e ganho mínimo de operação), e seu respectivo passo de caracterização (por exemplo, 1 dB) na plataforma com interface gráfica desenvolvida no software Labview® (MOURA et al., 2012), que é responsável pelo envio de comandos e recebimento de dados de todos os dispositivos utilizados na caracterização. A comunicação dos dispositivos com o computador é feita através das interfaces GPIB, USB, Ethernet e serial, todas suportadas pelo software utilizado.

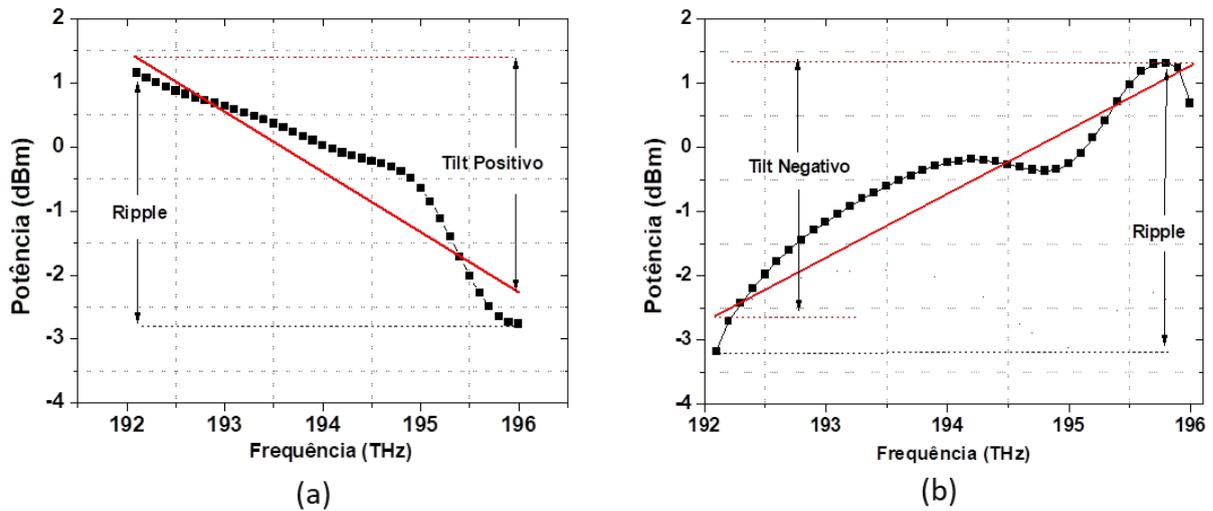
Após finalizado o processo de caracterização, códigos desenvolvidos em Matlab® tratam todos os dados adquiridos, processando cada conjunto de espectros (entrada/saída) e calculando, para cada ponto de operação, a planicidade espectral do ganho, medida por meio do ripple e do tilt, a figura de ruído de cada canal e a precisão do controle automático do ganho ao longo de toda região de operação do amplificador. Com esses parâmetros calculados, é possível mostrar graficamente o desempenho do amplificador em cada ponto de operação caracterizado, como ilustrado na máscara de potência da Figura 14. Com esses dados também é possível modelar e verificar o comportamento de amplificadores em cascata.

O *ripple* do ganho (Rp) representa a diferença máxima de ganho que amplificador prover aos canais e, portanto, em decibéis, é definido como a diferença entre o ganho do canal que recebeu o maior ganho, G_{Ch}^{Max} , e o ganho do canal que recebeu o menor ganho, G_{Ch}^{Min} , dentre todos os canais na saída do amplificador como mostra a Equação (10). O ideal seria que o amplificador tivesse um ripple de 0 dB. O *tilt* do ganho representa a inclinação espectral que o amplificador causa ao sinal de entrada e é, em geral, definido como o coeficiente angular da reta gerada a partir da regressão linear do perfil espectral do ganho do amplificador, dado em dB/THz (CISCO, 2016) (SILVA et al., 2018). Por questões de praticidade, nesta tese, o valor do tilt é dado em dB, pois já é calculado considerando toda a banda de amplificação utilizada, multiplicando o coeficiente angular pela banda C (192 a 196 THz), isto é, 4 THz. Quanto ao sentido de inclinação, foi definido que o tilt tem um valor positivo quando girar o sinal no sentido horário e um valor negativo caso contrário. A Figura 16 ilustra como obter o ripple e o tilt a partir da potência de um sinal óptico em duas situações: uma com tilt positivo, Figura 16(a), e outra com tilt negativo, Figura 16(b).

$$Rp = G_{Ch}^{Max} - G_{Ch}^{Min}. \quad (10)$$

A precisão do AGC ACC_{AGC} , em decibéis, é calculada como a diferença entre os valores

Figura 16 – Ilustração de como são definidos e obtidos o ripple e o tilt para duas situações: (a) sinal com tilt positivo e (b) sinal com tilt negativo.



Fonte: O Autor (2020).

do ganho total configurado G_{Alvo} e o ganho total medido G_{Real} como mostra a Equação (11).

$$ACC_{AGC} = G_{Alvo} - G_{Real}. \quad (11)$$

A figura de ruído dos amplificadores EDFAs é calculada utilizando-se do método mostrado em (BECKER; OLSSON; SIMPSON, 1999), de acordo com a Equação (3), mostrada na seção 2.1. Já para amplificadores Raman distribuído, ou qualquer outro amplificador híbrido contendo a mesma tecnologia, é calculada a figura de ruído equivalente, como mostrado na seção 2.2, que permite a comparação de desempenho do amplificador híbrido diretamente com a figura de ruído dos EDFAs.

3.2 MODELAGEM DE POTÊNCIA E OSNR

Como já exposto, caracterizações sistemáticas possibilitam a aquisição dos dados dos espectros dos sinais ópticos de entrada e de saída de um determinado amplificador sob teste. Assim, é possível calcular a potência do sinal e do ruído tanto na entrada quanto na saída do amplificador em cada ponto de operação configurado. E, uma vez conhecidos o ganho desejado e a potência de entrada, é possível estimar como será a potência de saída tanto do sinal como do ruído se baseando nos dados dessas caracterizações. Ainda mais, é possível extrapolar e, conhecendo-se o sinal transmitido, estimar como se propagam a potência do sinal e do ruído em uma cascata de amplificadores ou em um enlace óptico e calcular a OSNR, o tilt e ripple do sinal óptico de saída. Uma vez obtidos os valores estimados da potência do sinal e do ruído na saída de uma cascata com n amplificadores, a OSNR pode ser obtida, segundo a definição (AGRAWAL, 2010), de acordo com a Equação (12), em que P_n é a potência do sinal e P_{ASEn} é a potência do ruído ASE na saída do n -ésimo amplificador. Os valores dos parâmetros relacionados

à desqualificação da potência óptica dos canais, como o ripple e o tilt, podem ser obtidos utilizando-se do mesmo método descrito na seção 3.1 e ilustrado na Figura 16.

$$OSNR_n^{dB} = 10 \log \left(\frac{P_n}{P_{ASE_n}} \right), \quad (12)$$

A Equação (12) pode ser reescrita em termos da potência de lançamento, P_0 , das potências da ASE gerada em cada amplificador, dos ganhos dos amplificadores, G , e das atenuações dos spans, L , levando à Equação (13). Uma vez que os dados da máscara de potência fornece todos esses parâmetros por canal, é possível estimar a OSNR de cada um deles.

$$OSNR_n^{dB} = 10 \log \left(\frac{P_0 \prod_{i=1}^n \left(\frac{G_i}{L_i} \right)}{\sum_{i=1}^n P_{ASE_i} \prod_{j=i+1}^n \left(\frac{G_j}{L_j} \right)} \right). \quad (13)$$

A Equação (13) pode ser simplificada se os amplificadores da cascata forem considerados iguais, se o ganho compensar exatamente a perda em cada span e se essas perdas forem as mesmas em para todos os spans. Ou seja, todos os amplificadores vão estar configurados no mesmo ponto de operação. Substituindo uma versão aproximada da Equação (3) em P_{ASE} , em que o termo $1/G$ é desprezado, pode-se chegar a Equação (14),

$$OSNR_n^{dB} = 58 + P^{dBm} - NF^{dB} - L^{dB} - 10 \log(n), \quad (14)$$

em que P^{dBm} é a potência do sinal nos lançamentos, NF^{dB} é a figura de ruído dos amplificadores, L^{dB} é a atenuação do span e n é o número de amplificadores na cascata. Essa modelagem para OSNR é simples e necessita apenas da figura de ruído como característica do amplificador, mas pode ser demasiadamente imprecisa à medida que o ripple e o tilt da potência aumentam, como será mostrado no capítulo 4.

Modelagens mais simples para OSNR consideram apenas o ruído inserido pelo amplificador, ou a figura de ruído. Dessa forma, prevê que todos os canais terão o mesmo comportamento ao longo da cascata e de acordo com Equação (13). Nesse caso, assume-se que o amplificador provê ganho plano em toda a banda de amplificação. Essa modelagem é muito utilizada, por exemplo, em trabalhos relacionados ao roteamento e atribuição de comprimentos de onda que consideram a camada física (SILVA; MARTINS-FILHO; BASTOS-FILHO, 2018) e em trabalhos relacionados a modelos de propagação não linear (CARENA et al., 2014) (POGGIOLINI et al., 2016).

Já modelagens mais sofisticadas utilizam mais dados da máscara de potência e, além da figura de ruído por canal, também utilizam o ripple. Esse é o caso, por exemplo, de algoritmos e técnicas que se baseiam na máscara para mudar o ponto de operação dos amplificadores da cascata a fim de adaptá-lo à mudança de potência no enlace ou para melhorar a QoT. Essas técnicas são conhecidas como controle adaptativo do ponto de operação (ACOP - *Adaptive control of the operation point*) (BARBOZA et al., 2017).

Geralmente, as ACOPs escolhem os pontos de operação com base nas máscaras da figura de ruído (NF) e do Ripple (Rp) e podem tanto ser aplicadas para adaptar os ganhos em

um cenário com tráfego dinâmico quanto em um estático. Nesse último caso, as técnicas são utilizadas de forma offline para a definição, a priori, dos ganhos dos amplificadores. Apesar de não existir a necessidade de adaptação destes ganhos durante o funcionamento da rede, a correta definição dos ganhos também é relevante para melhoria da QoT do enlace. Uma vez definidos os pontos de operação, é possível fazer a modelagem a partir da propagação das potências do sinal e do ruído na cascata de acordo com os ganhos e NF por canal, disponível nos dados da máscara, e das perdas do span. A OSNR em cada canal na saída do n -ésimo amplificador pode ser estimada por meio da Equação (13). O ripple e o tilt da potência do sinal podem ser obtidos com ilustrado na Figura 16.

3.3 TÉCNICAS ACOPs UTILIZADAS

A forma como algumas ACOPs utilizam as máscaras de potência para escolha dos pontos de operação de amplificadores em cascata são brevemente descritas nesta seção, pois são utilizadas para comparar e validar as modelagens com as máscaras de potência e o método desenvolvido neste trabalho. Essas ACOPs são compiladas, detalhadas e algumas desenvolvidas por Barboza e colaboradores em 2017 (BARBOZA, 2017).

Em 2013, Oliveira e colaboradores propuseram uma técnica, chamada de AdGC (*Adaptive Gain Control*) (OLIVEIRA et al., 2013a), que visa selecionar o melhor ponto de operação para um amplificador em termos da figura de ruído (NF) e ripple (Rp) de acordo com a potência total de entrada e os pontos de operação definidos pela máscara de potência. O melhor ponto é o que possui a menor distância euclidiana, d_i , de acordo com a Equação (15). Quando dois pontos apresentam o mesmo valor d_i , o AdGC utiliza a inclinação da reta que conecta os pontos à origem. Essa inclinação pode ser associada ao ângulo calculado pela Equação (16), que pode ser usado para escolher o ponto, priorizando um dos parâmetros. Caso o parâmetro priorizado seja a NF, escolhe-se o ponto com o maior ângulo. Caso contrário, o ponto escolhido é o de menor ângulo. Dessa forma, cada ponto terá um indicador de qualidade (*fitness*) que será construído pela distância e pelo ângulo, de acordo com a Equação (17). A Figura 17 ilustra como a seleção do ponto de operação é feita, considerando uma potência total de entrada igual a -10 dBm. A Figura 17(d) mostra que o AdGC retornou como resultado um ganho de 19 dB, pois o ponto com este ganho apresenta o menor valor de d_i entre todos os ganhos possíveis.

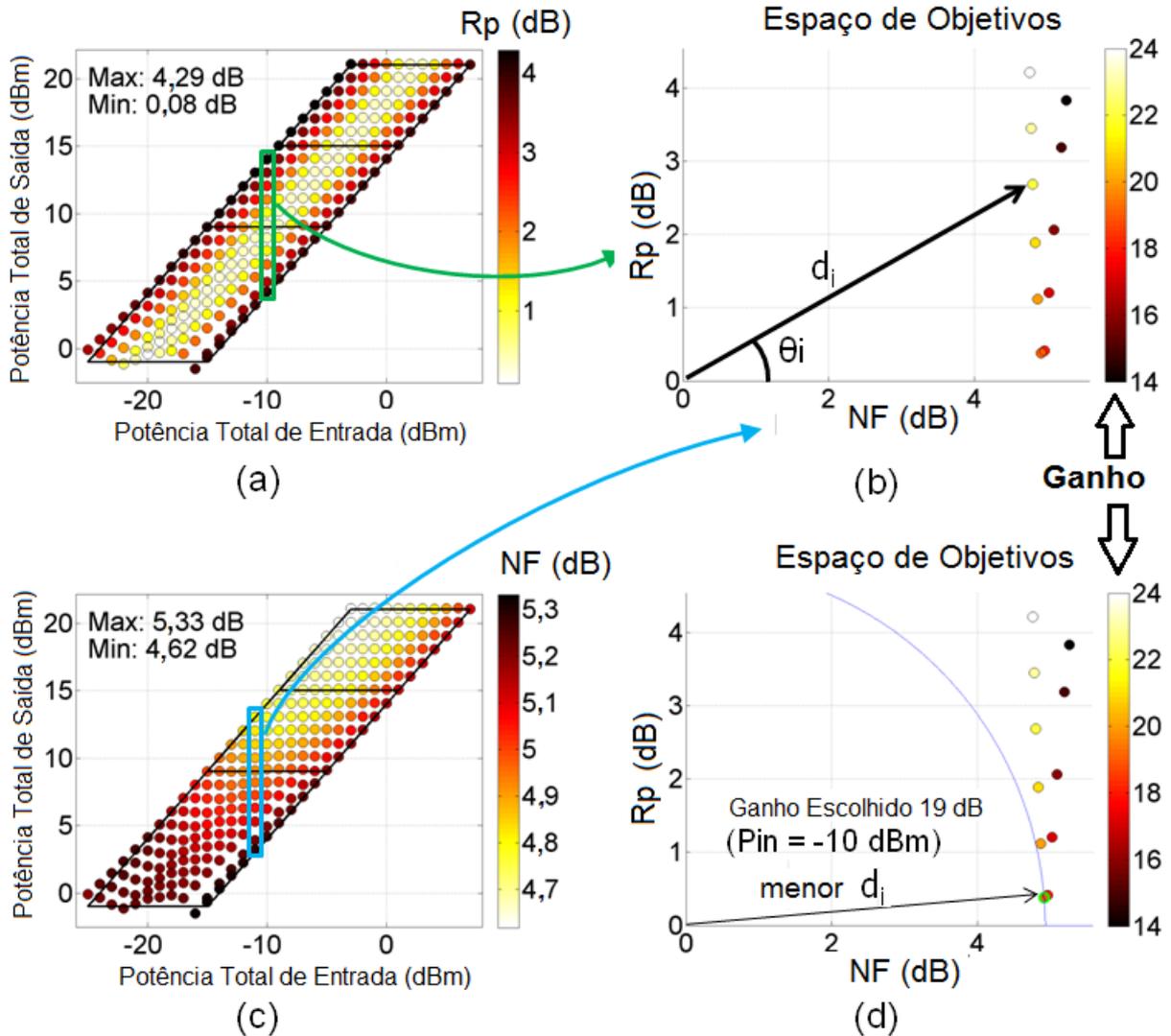
$$d_i = \sqrt{NF^2 + Rp^2}. \quad (15)$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{NF}{Rp}\right). \quad (16)$$

$$fitness_i = d_i \angle \theta_i. \quad (17)$$

Em uma cascata de amplificadores, os pontos de operação são encontrados individualmente a partir do primeiro amplificador até o último. Isso torna possível considerar

Figura 17 – Espaço de objetivos do AdGC formado por (a) figura de ruído (NF) e (c) ripple (Rp). Em (b) é representado o espaço para uma potência total de entrada igual a -10 dBm ilustrando a distância Euclidiana d_i e o ângulo θ_i , utilizados para calcular o valor do fitness e (d) mostra o ganho escolhido.



Fonte: Adaptada de (MOURA et al., 2013).

o impacto do ajuste do ponto de operação do amplificador anterior no próximo, por meio da variação da potência total de entrada. Então, o primeiro amplificador tem seu ponto de operação ajustado antes. Em seguida, com a nova potência de entrada atualizada, o segundo amplificador tem seu ponto de operação adaptado. Esse processo pode ser expandido para três ou mais amplificadores.

Ao utilizar a AdGC, é possível que o melhor ponto de operação não seja o escolhido, pois podem haver soluções com um valor de NF bem melhor do que a solução escolhida, porém com um valor de ripple só um pouco pior. Isso pode acontecer pois, na maioria das máscaras, os valores de ripple variam em uma escala menor do que os valores de NF. Diante desse problema, foi proposta uma alteração no cálculo do fitness das soluções do AdGC por

Moura e colaboradores (MOURA et al., 2013). A alteração inclui nas Equações (15) e (16) pesos que balanceiam a influência da NF e do ripple no cálculo do fitness, resultando nas Equações (18) e (19). Essa adaptação do AdGC foi chamada de *Weighted Adaptive Gain Control* (WAdGC).

$$d_i^w = \sqrt{(W_{NF} \cdot NF)^2 + (W_{Rp} \cdot Rp)^2}. \quad (18)$$

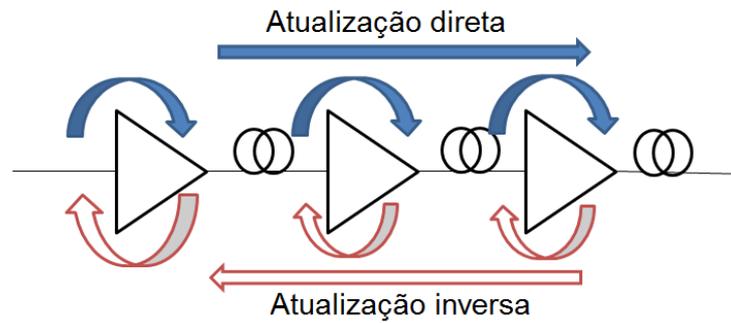
$$\theta_i^w = \arctan \left(\frac{W_{NF} \cdot NF}{W_{Rp} \cdot Rp} \right). \quad (19)$$

As técnicas AdGC e WAdGC retornam uma solução em um processo de passo único, no qual os amplificadores selecionam seu melhor ponto de operação imediatamente. Em uma perspectiva global, esse tipo de escolha pode não ser a melhor opção para a cascata, pois, quando um amplificador vai diretamente para o seu melhor ponto de operação, ele pode reduzir as chances do seu vizinho alcançar um bom ponto de operação. Outra fragilidade é a não consideração de uma restrição na potência de saída da cascata. Essa restrição é necessária para que enlaces com amplificadores adaptáveis (AdGC) não interfiram no funcionamento de outros enlaces adjacentes e que possuem amplificadores adaptáveis, que apenas compensam as perdas, além de evitar efeitos não-lineares. Para cobrir essas fraquezas das ACOPs AdGC e WAdGC, foi desenvolvida uma técnica que tem seu funcionamento baseado em aprendizado de máquinas (*Machine Learning*). A técnica foi nomeada de *Annealing Search Heuristic with Backpropagation* (AsHB) (BARBOZA et al., 2017), ou seja, uma heurística baseada em busca com resfriamento e retropropagação.

A AsHB varia o ponto de operação de acordo com a máscara de potência dos amplificadores por meio de um processo de atualização iterativa. O ponto de operação de cada amplificador é atualizado localmente com um passo controlado. O tamanho do passo diminui com o decorrer das iterações para garantir a convergência do processo. A cada iteração, o processo de atualização é realizado em duas etapas: na primeira, os ajustes são realizados do primeiro ao último amplificador da cascata, e, na segunda, é executado um processo de retroalimentação no qual os ajustes são feitos do último amplificador até o primeiro da cascata. Dessa forma, busca-se obter a otimização global da cascata. Além disso, essa técnica visa atender a restrição de potência de saída da cascata. A potência total de saída do último amplificador da cascata é controlada para se manter igual a um valor pré-determinado. A Figura 18 ilustra o processo feito na AsHB.

Também em 2017, foi desenvolvida uma ACOP chamada *MaxGain* (BARBOZA, 2017), a partir de observações dos resultados obtidos utilizando o método exaustivo. Nesse método, todas as possíveis combinações de pontos de operação foram calculadas, considerando as máscaras de potência dos amplificadores da cascata. Em seguida, o ponto de operação que possui a menor distância euclidiana definida na Equação (15) é selecionado, considerando a NF e o Rp de toda a cascata. Portanto, esse método pode ser visto como a solução de um problema combinatório no qual a quantidade de amplificadores da cascata é o número de variáveis e os possíveis valores de ganho são os valores que as variáveis podem assumir. Na *MaxGain*, todos os amplificadores são

Figura 18 – Ilustração do método iterativo realizado pelo AsHB. Atualização direta atualiza as potências de saídas de acordo com as potências de entrada. Atualização inversa atualiza as potências de entrada de acordo com as potências de saída.



Fonte: Extraída de (BARBOZA, 2017).

configurados no maior ganho possível, pois foi observado, a partir do exaustivo, que as melhores soluções eram aquelas que escolhiam os pontos de operação localizados na região da máscara com os maiores ganhos e potência de saída. Isso acontece, pois, no geral, a NF tende a ser menor na região de maiores ganho e potência de saída.

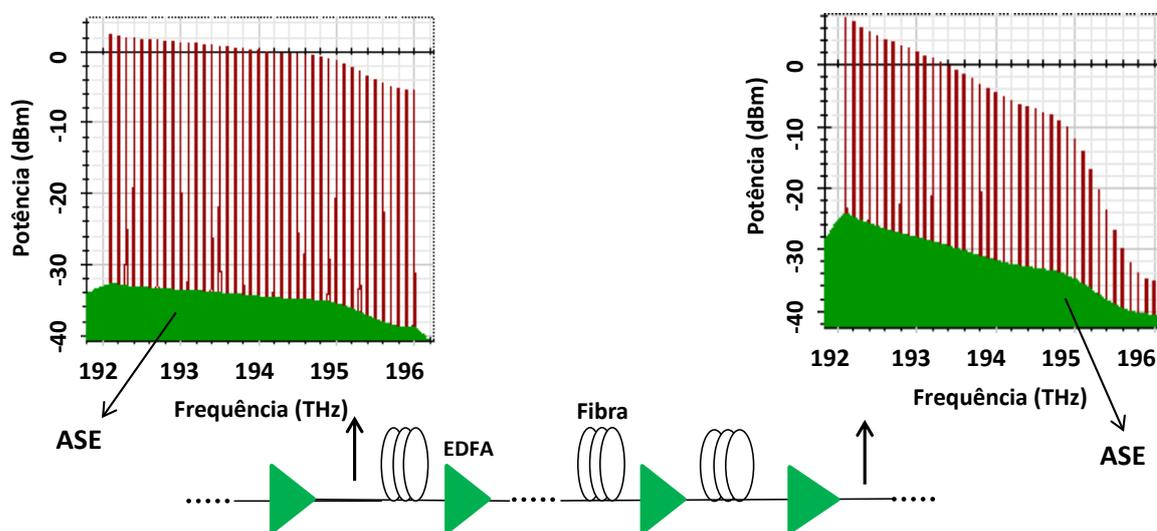
4 PROPOSTA DE MODELAGEM MAIS PRECISA

Como descrito na seção 3.2, na forma como são feitas as modelagens de uma cascata de amplificadores e nas técnicas ACOPs, são utilizadas máscaras com informações obtidas a partir do método de caracterização de amplificadores mostrado na seção 3.1. Nessas caracterizações, as potências dos canais na entrada do amplificador sob teste são equalizadas. Então, ao utilizar máscaras na quais as informações foram obtidas com um sinal de entrada plano na potência, a modelagem considera que os amplificadores terão a mesma resposta, dependendo apenas da potência total de entrada e do ganho configurado, mas independente do ripple e do tilt do sinal na entrada. Neste capítulo é mostrado o quanto o tilt pode impactar na precisão da modelagem com máscara de potência, na seção 4.1. Na seção 4.2, é mostrado como fazer caracterizações e obter máscaras com sinais ópticos de entrada não planos para modelar com mais precisão a resposta de amplificadores em cascata. Na seção 4.3, é mostrado o método de escolha de máscaras de potência baseado na estimativa do tilt do sinal de entrada no amplificador.

4.1 IMPACTO DO TILT NA MODELAGEM DA POTÊNCIA E OSNR

Como já foi descrito no capítulo 2, os amplificadores ópticos limitam o desempenho e o alcance dos sistemas ópticos devido tanto ao acúmulo do ruído da ASE quanto às distorções do ganho, como o ripple e o tilt. Esses efeitos tendem a aumentar na medida em que o sinal óptico se propaga por uma cascata em que não há uma equalização dinâmica da potência dos sinais por amplificador, que é financeiramente inviável na maioria das vezes. A Figura 19 ilustra como o sinal óptico pode ser distorcido na propagação em uma cascata de EDFAs e que, após alguns amplificadores, esse sinal pode estar bastante desequalizado. A resposta do EDFA a esse sinal pode ser um tanto diferente da resposta considerando o sinal plano da caracterização, mesmo que o amplificador esteja configurado no mesmo ponto de operação. Essa diferença na resposta dos amplificadores em uma cascata pode ir se acumulando e, na saída, o erro entre o sinal estimado e o real pode ser relevante. Fei e colaboradores (FEI et al., 2015) apresentaram um trabalho que faz estimativas, utilizando três algoritmos diferentes, de potência de canais numa cascata de EDFAs utilizando máscara de potência e as compara com teste experimentais. Os EDFAs utilizados nos testes possuem valores altos de tilt e ripple em muitos pontos de operação, chegando até a 4 dB nas extremidades da máscara de potência. Os resultados das estimativas são promissores, mas após apenas 6 amplificadores o erro na estimativa de potência e OSNR é considerável. O autor desta tese e colaboradores (SILVA et al., 2018) sugerem a hipótese de que isso acontece porque os amplificadores foram caracterizados com sinais equalizados na entrada. E, em uma cascata, isso dificilmente acontece, devido ao perfil de atenuação da fibra óptica e, principalmente, ao tilt do ganho dos amplificadores.

Figura 19 – Ilustração da propagação e degradação de um sinal óptico com 40 canais (barras vermelhas) devido ao acúmulo de ruído ASE (verde) e à distorção do ganho em uma cascata de EDFAs.



Fonte: O Autor (2020).

4.1.1 Configuração dos testes e EDFAS utilizados

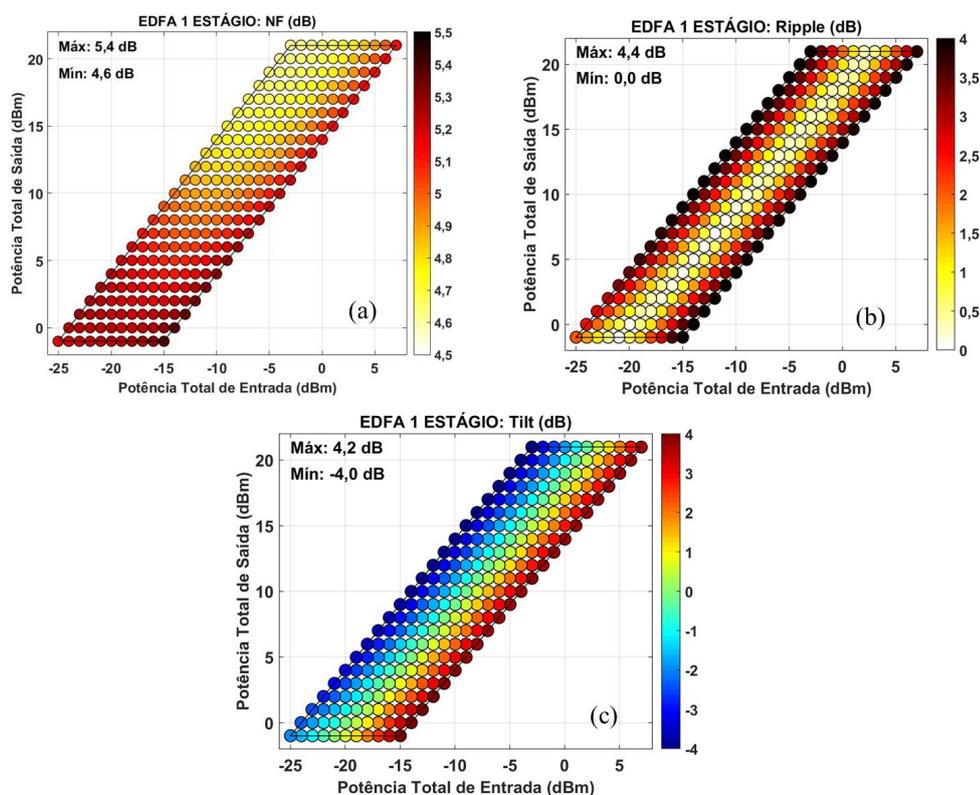
Para testar a hipótese do impacto do tilt, foram utilizados dois tipos de EDFAs: o de um estágio e o de dois estágios. Suas arquiteturas foram descritas na seção 2.4. O EDFA de dois estágios possibilita que sejam testados os casos em que o tilt acumulado na cascata é baixo, mesmo que haja muitos amplificadores. Já o EDFA de um estágio possibilita verificar o caso em que o tilt e o ripple aumentam muito rápido com o número de amplificadores e como isso afeta a modelagem da potência e OSNR.

A Figura 20 mostra as máscaras de potência resultantes da caracterização do EDFA de um estágio, obtidas por meio da plataforma de caracterização mostrada na seção 3.1, em um ambiente de simulação. A faixa de ganho varia de 14 a 24 dB, com potência total de saída que pode variar de -1 a 21 dBm. A Figura 20(a) mostra a máscara de potência para a figura de ruído, que diminui à medida que o ganho e a potência de saída aumentam e varia de 4,6 a 5,4 dB em toda a máscara.

A Figura 20(b) mostra a máscara para o ripple, que tem um valor baixo nos ganhos em torno de 19 dB e aumenta nos ganhos das extremidades da faixa de operação, com valores mínimo e máximo de 0 e 4,4 dB, respectivamente. A Figura 20(c) mostra a máscara para o tilt, que inclina o espectro no sentido horário nos ganhos de 14 a 17 dB, e no sentido anti-horário nos ganhos de 18 a 24 dB, com valores mínimo e máximo de -4 e 4,2 dB, respectivamente.

A Figura 21 mostra os resultados da caracterização do EDFA de dois estágios. A faixa de ganho varia de 17 a 27 dB, com potência total de saída que pode variar de -1 a 21 dBm. A Figura 21(a) mostra a máscara de potência para a figura de ruído, que diminui à medida que o ganho

Figura 20 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do EDFA de um estágio descrito na seção 2.4.

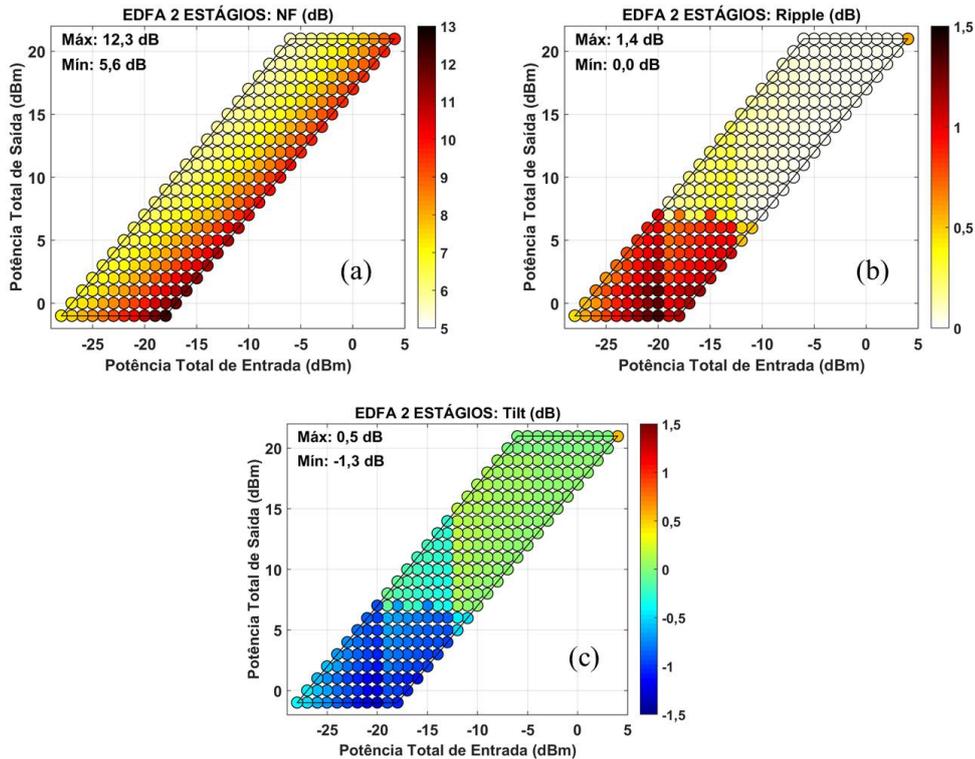


Fonte: O Autor (2020).

aumenta e varia de 5,6 a 12,3 dB em toda a máscara. A Figura 21(b) mostra a máscara para o ripple, que é baixo para a maioria dos pontos de operação, com valor máximo de 1,4 dB na região de baixas potências de saída. A Figura 21(c) mostra a máscara para o tilt, que, diferente do caso anterior, não tem um padrão bem definido no sentido de inclinação, com valores absolutos baixos para a maioria dos pontos de operação e máximo de 1,3 dB.

A Figura 22 mostra a montagem utilizada nas simulações de cascata de amplificadores, composta basicamente por um conjunto de transmissores, uma cascata de EDFAs e um conjunto de receptores. Os VOAs foram utilizados como elemento de atenuação de potência, no lugar de fibras ópticas, para diminuir o tempo da simulação numérica. Foi utilizado o transmissor idêntico ao da caracterização dos amplificadores. Para a multiplexação dos canais, foram utilizados multiplexadores ideais. Em todas as simulações os canais foram transmitidos equalizados na potência e livre de ruído. Em cada teste, foram simulados enlaces com até 20 amplificadores configurados no mesmo ponto de operação de ganho, compensando exatamente as atenuações impostas pelos VOAs. A ferramenta utilizada para simulação numérica foi o software comercial Optisystem® versão 13.0, enquanto que, na modelagem, foi utilizada a máscara de potência. Uma vez que a máscara contém os dados de potência do sinal e do ruído para todos os canais em cada ponto de operação caracterizado, é possível modelar a propagação do sinal, do ruído e a OSNR após n EDFAs de acordo com a Equação (13).

Figura 21 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do EDFA de dois estágios descrito na seção 2.4.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 22 – Montagem utilizada nos testes: transmissão de 40 canais com espaçamento de 100 GHz ocupando a banda C (192,1 a 196 THz), n EDFAs e $n-1$ elementos atenuadores (VOA).

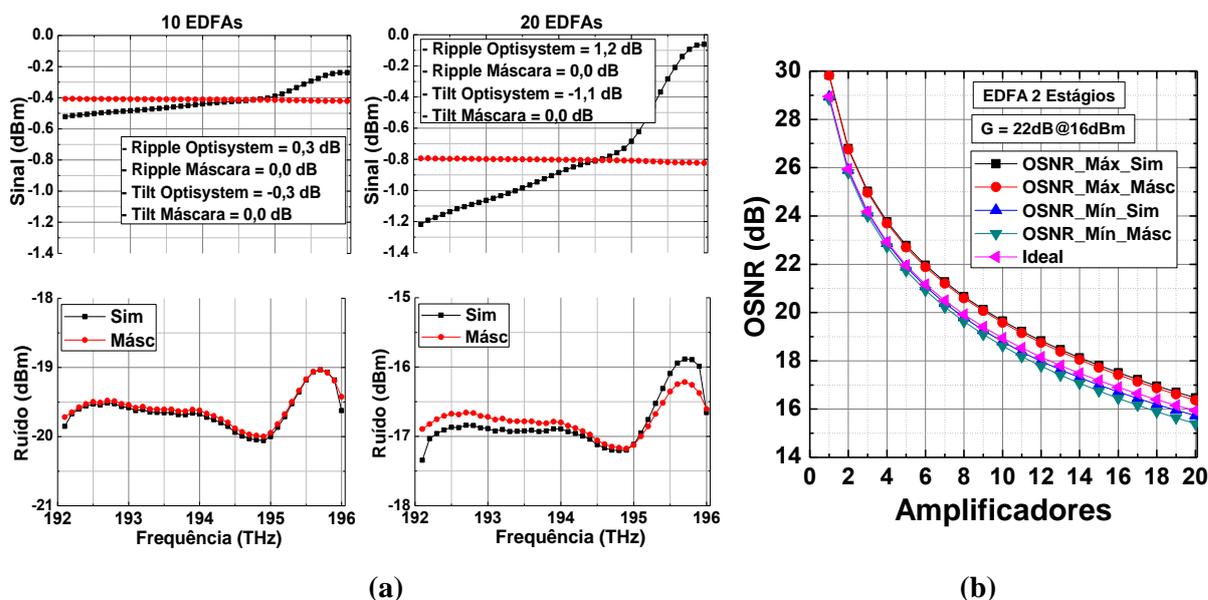


Fonte: O Autor (2020).

4.1.2 Resultados e Análise

A Figura 23 mostra os resultados do teste com o EDFA de dois estágios em cascata operando no ganho de 22 dB com potência total de saída de 16 dBm. A figura de ruído foi de 7 dB. Esse teste simula o caso em que o tilt e o ripple são praticamente nulos. A Figura 23(a) mostra o espectro do sinal (parte de cima da figura) e do ruído ASE (parte de baixo da figura) após a propagação dos 40 canais por 10 e 20 EDFAs, tanto para simulação quanto para a modelagem com a máscara de potência. Como nesse caso o tilt acumulado ao longo da cascata é baixo, os valores de potência previstos pela máscara são relativamente próximos aos da simulação,

Figura 23 – Resultado com EDFAs de dois estágios configurados no ganho de 22 dB e Pout = 16 dBm, NF = 7 dB, Ripple de 0 dB e Tilt = 0 dB. (a) Espectro do sinal (acima) e do ruído (abaixo) após a propagação por 10 e 20 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor (OSNR_Máx) e a pior (OSNR_Mín) OSNR para simulação (Sim) e modelagem com a máscara de potência (Másc). A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (7 dB) para todos os canais.

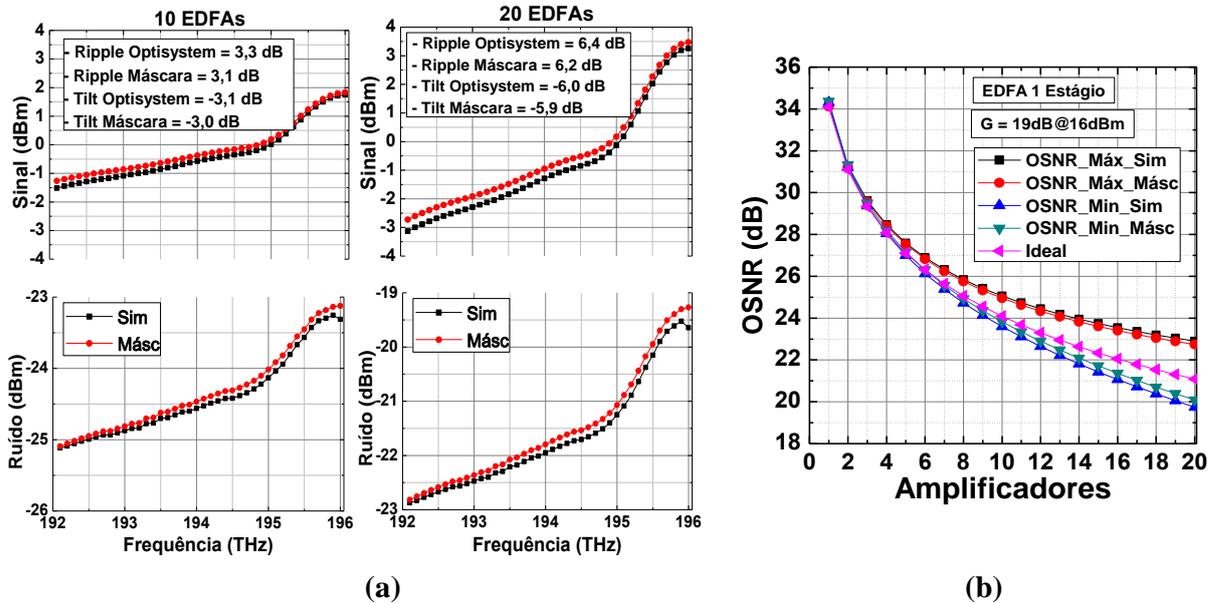


Fonte: O Autor (2020).

como mostra a Figura 23(a) e, como consequência, a OSNR prevista é quase sobreposta à da simulação, com erro absoluto menor que 0,5 dB após 20 amplificadores como mostra a Figura 23(b). As curvas mostradas para os canais com a máxima e a mínima OSNR foram previstas pela simulação em software comercial e modelagem com dados da máscara de potência. A curva com a legenda “ideal” refere-se à previsão por meio da Equação (14), que idealmente seria o comportamento da OSNR de todos os canais se o tilt e ripple fossem nulos. A modelagem considerando o EDFA ideal no tilt previu relativamente bem o valor da OSNR mínima com erro absoluto menor que 0,5 dB após os 20 amplificadores.

A Figura 24 mostra os resultados do teste com EDFAs de um estágio em cascata operando no ganho de 19 dB com potência total de saída de 16 dBm. Esse teste também investiga o caso em que o tilt e o ripple são baixos. A Figura 24(a) mostra o espectro do sinal e do ruído após a propagação dos 40 canais por 10 e 20 EDFAs, em que é possível observar que a máscara modela razoavelmente bem a distribuição de potência do sinal e do ruído, com erro absoluto no ripple acumulado de apenas 0,16 dB após 10 amplificadores e 0,28 dB após 20. Isso implicou em uma boa previsão da OSNR, como pode ser observado na Figura 24(b), com um erro absoluto menor que 0,5 dB da OSNR mínima após 20 amplificadores. O resultado previsto considerando o amplificador ideal no tilt e ripple modelou com uma certa precisão a OSNR mínima, superestimando-a em pouco mais de 1 dB após 20 amplificadores.

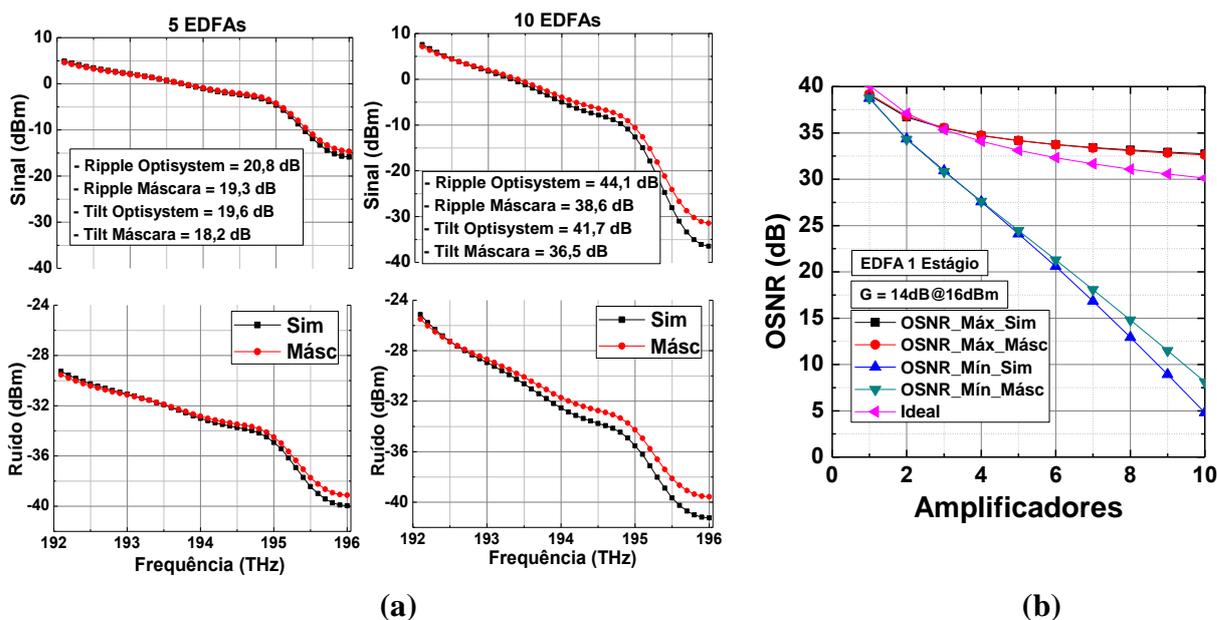
Figura 24 – Resultado com EDFAs de um estágio configurados no ganho de 19 dB e $P_{out} = 16$ dBm, $NF = 4,9$ dB, Ripple de 0,3 dB e Tilt = -0,2 dB. (a) Comportamento do espectro do sinal e do ruído após a propagação dos 40 canais após 10 e 20 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor e a pior OSNR para simulação e modelagem com a máscara de potência. A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (4,9 dB) para todos os canais.



Fonte: O Autor (2020).

A Figura 25 mostra os resultados do teste com EDFAs de um estágio operando no ganho de 14 dB com potência total de saída de 16 dBm. A figura de ruído, ripple e o tilt nesse ponto de operação foram de 5,1 dB, 3,9 dB e 4 dB, respectivamente, como pode ser observado nas máscaras de potência da Figura 20. Esse teste investiga o caso em que o tilt é muito alto. A Figura 25(a) mostra o espectro do sinal e do ruído ASE após a propagação dos 40 canais por 5 e 10 EDFAs. Em cada gráfico, são mostrados os valores do ripple e do tilt acumulados. Foi observado que a máscara modela bem os valores de potência do sinal e do ruído nos primeiros amplificadores, mas, à medida em que o tilt do sinal vai se acumulando, as potências vão divergindo em comparação com a simulação. Após 5 EDFAs, a previsão da máscara subestima o tilt e, por consequência, o ripple acumulado do sinal é subestimado em quase 1,5 dB, aumentando para 5,5 dB após 10 amplificadores. Essa divergência acontece devido à utilização de sinais de entrada equalizados na obtenção das máscaras. Assim, quando o tilt do sinal de entrada é alto, a modelagem pela máscara não responde adequadamente. Nesses casos, o EDFA distorce o ganho de forma diferente, pois, para prover o mesmo ganho total, é necessário mais ou menos bombeio, a depender da configuração dos sinais de entrada. Isso muda a dinâmica dos portadores na fibra dopada com érbio e, por consequência, o perfil espectral do ganho. Vale notar também que o ruído, tanto na simulação quanto na previsão da máscara, sofre bem menos tilt que o sinal, o que interfere diretamente na OSNR de cada canal como pode ser

Figura 25 – Resultado com EDFAs de um estágio configurados no ganho de 14 dB e Pout = 16 dBm, NF = 5,1 dB, Ripple de 3,9 dB e Tilt = 4 dB. (a) Espectro do sinal (acima) e do ruído (abaixo) após a propagação por 5 e 10 EDFAs. (b) OSNR dos canais com a melhor (OSNR_Máx) e a pior (OSNR_Mín) OSNR para simulação (Sim) e modelamento com a máscara de potência (Másc). A OSNR “Ideal” é obtida da Equação (14), em que o EDFA é assumido ter tilt = 0 dB (ideal) e mesma NF (5,1 dB) para todos os canais.



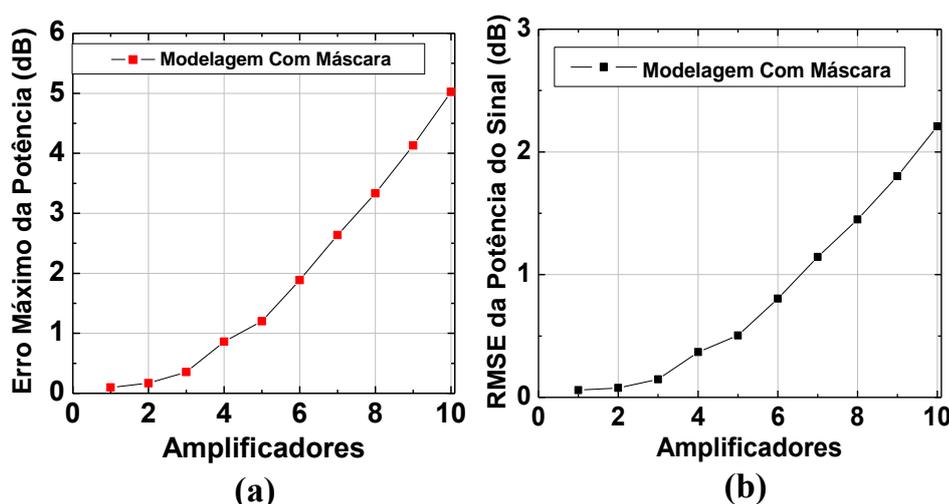
Fonte: O Autor (2020).

visto na Figura 25(b), que mostra a degradação da máxima e da mínima OSNR em função do número de amplificadores. Como é possível observar, as OSNRs máxima e mínima divergem rapidamente após alguns amplificadores, chegando a uma diferença de quase 10 dB após apenas 5 EDFAs, e a mais de 30 dB após 10 amplificadores. Nota-se também que a máscara modela bem a OSNR e praticamente se sobrepõem à simulação até o quinto EDFA, onde começa a divergir na mínima OSNR chegando a superestimá-la em mais de 2,5 dB após 10 amplificadores. O resultado previsto considerando o amplificador ideal no tilt e ripple se mostrou bastante inadequado para a modelagem, superestimando a OSNR mínima em quase 10 dB após apenas 5 amplificadores e 25 dB após 10.

Também para esse último caso, foram avaliados os erros na estimativa da potência óptica dos canais quando é utilizada máscara de potência para modelagem. Verificar esses erros e minimizá-los é de extrema importância para estimar corretamente os efeitos não lineares. A Figura 26(a) e 26(b) mostram os erros absoluto máximo e a raiz do erro médio quadrático (RMSE), respectivamente. O primeiro retorna apenas o valor do erro de um canal, o do pior erro, já o segundo é calculado levando em conta a contribuição do erro de cada canal. É possível observar que o erro na potência aumenta de forma aproximadamente exponencial com o a quantidade de EDFAs. Após apenas 5 amplificadores, o erro é de aproximadamente 1 dB e 0,5

dB, para o erro máximo e o RMSE, respectivamente. Já após 10 EDFAs, o erro máximo chega a 5 dB, enquanto que o RMSE é de 2,25 dB. Esses valores de erro na previsão da potência podem fazer muita diferença na estimativa da OSNR, efeitos não lineares e, por consequência, na QoT.

Figura 26 – Erros relacionados à modelagem da propagação da potência do sinal: (a) Erro absoluto máximo e (b) raiz do erro quadrático médio (RMSE) para o EDFA de um estágio configurado no ponto 14 dB de ganho e 16 dBm de potência total de saída.



Fonte: O Autor (2020).

Mais testes foram feitos com outros pontos de operação dos EDFAs de um e de dois estágios, mas de uma forma qualitativa podemos chegar às mesmas conclusões daquelas com os casos aqui apresentados.

A partir dos resultados, é possível concluir que, quando o tilt do ganho é alto e se acumula na cascata, alguns canais apresentam OSNR alta, enquanto outros apresentam OSNR muito baixas após a propagação por poucos EDFAs, quando o ideal seria um meio termo que permitiria um desempenho melhor do sistema de transmissão como um todo. Nos casos de tilts altos, a máscara só previu bem a propagação do sinal, do ruído e o valor da OSNR dos canais para uma cascata com poucos amplificadores. Porém, à medida que o tilt acumulado cresce com o número de EDFAs, o erro na previsão aumenta. De uma forma geral, se o tilt for acumulado e aumentar rapidamente na cascata ou se os amplificadores utilizados no enlace operarem com ganhos com alto tilt, é necessária uma ferramenta que contenha uma modelagem mais precisa do que a feita atualmente utilizando máscaras com sinais de entrada equalizados. Assim, é necessário um método de caracterização mais sofisticado e uma modelagem mais precisa que considere também a distorção do sinal óptico na entrada do amplificador.

4.2 CARACTERIZAÇÃO COM SINAIS NÃO PLANOS

A ideia para contornar a falta de máscaras com sinais ópticos na entrada que representem melhor a distorção desse sinal é realizar caracterizações que levem em conta essas distorções. O

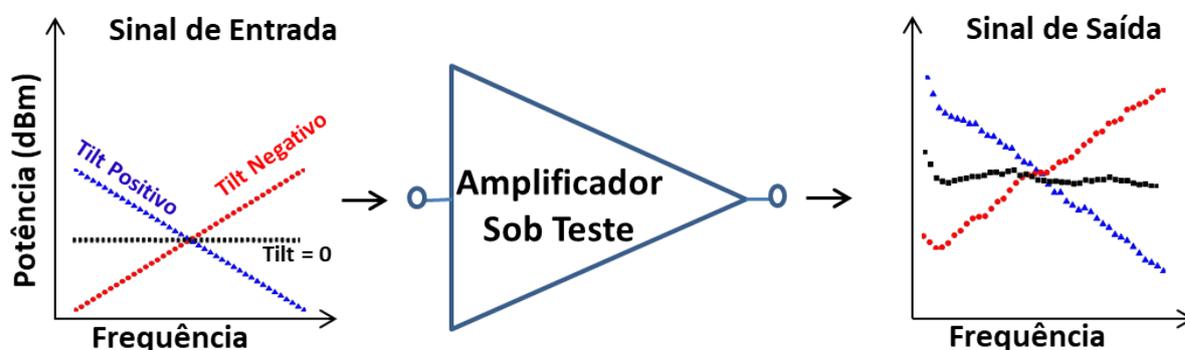
desafio está em escolher qual parâmetro considerar e como essas caracterizações devem ser feitas. É praticamente impossível e contraproducente realizar caracterizações com todos os formatos de espectro de sinal possíveis que podem chegar na entrada do amplificador, pois as combinações de potência dos canais são enormes.

Um parâmetro que pode ser considerado para a caracterização é o ripple de potência do sinal, pois, à partir do valor dele, é possível ter alguma informação do quanto o sinal está desequilibrado. Porém, pela própria definição, o ripple traz apenas informação da diferença de potência de dois canais, o com a maior e o outro com a menor potência. Além disso, nenhuma informação relacionada à posição espectral dos canais é fornecida e um mesmo ripple pode representar sinais completamente diferentes. Então, desenvolver uma estratégia de caracterização que represente sinais distorcidos com o valor do ripple é uma tarefa um tanto difícil, pois para um mesmo valor, as possibilidades de onde estão os dois canais calculados são enormes, considerando um sinal com 20, 40 ou 80 canais, por exemplo. Um parâmetro que pode representar razoavelmente bem o espectro do sinal é o tilt, pois leva em conta a contribuição de todos os canais do espectro e também qual o sentido de giro da distorção do sinal. Sendo esse parâmetro uma linearização do sinal óptico, ele pode representar, na maioria das vezes, a distribuição de potência do espectro onde estão os canais, vide a Figura 16. Essa distribuição de potência é importante, pois, do ponto de vista do amplificador, a dinâmica dos portadores da fibra dopada e a resposta do amplificador pode mudar e ser um pouco diferente para sinais de entrada com a mesma potência total, mas com uma distribuição diferente.

Considerando que os sinais podem ser representados por uma linearização, é possível realizar caracterizações com essas representações aplicando uma pré ênfase linear na potência, ou tilt, no sinal plano de entrada do amplificador testado, mantendo a mesma potência total. A Figura 27 ilustra esse processo, em que são mostradas três situações na qual os sinais ópticos de entrada tem a mesma potência total, mas com espectros plano, com tilt positivo e negativo, e os respectivos sinais na saída do amplificador. Com esse método, podem ser obtidas as máscaras de potência com os mesmos pontos de operação do amplificador, mas com os sinais de entrada com tilt. Neste trabalho, essas máscaras são denominadas de acordo com o tilt aplicado ao sinal de entrada. Se, por exemplo, foi aplicado um tilt de -10 dB, a máscara é denominada de "máscara de -10 dB". Se o tilt aplicado foi de 4 dB, ela é a "máscara de 4 dB". No caso do sinal plano, como na caracterização convencional, a máscara é denominada "máscara plana" ou "máscara de 0 dB".

Para obter as máscaras com tilts aplicados ao sinal de entrada, pode-se utilizar a plataforma de caracterização mostrada na Figura 15, mas uma ligeira modificação é necessária. No caso do ambiente de simulação, isso pode ser feito de forma simples, adicionando um filtro com a atenuação linear da potência e um amplificador ideal, sem ruído e sem distorção no ganho, para compensar a atenuação na entrada do amplificador a ser caracterizado. Já na plataforma experimental, foi necessário criar uma rotina, escrita na linguagem Python, para controlar um WSS adicional dedicado a atenuar linearmente a potência dos canais. Essa rotina é iterativa e só finaliza o processo quando o tilt desejado é alcançado e a potência tenha sido linearmente

Figura 27 – Ilustração de caracterização do amplificador em um ponto de operação com três sinais de entrada com mesma potência total, mas com espectros plano (símbolo preto), com tilt positivo (azul) e tilt negativo (vermelho).



Fonte: O Autor (2020).

atenuada, com uma precisão de 0,01 dB. Esse WSS adicional é necessário para aplicar o tilt no sinal de entrada, devido às restrições físicas de atenuação máxima do WSS.

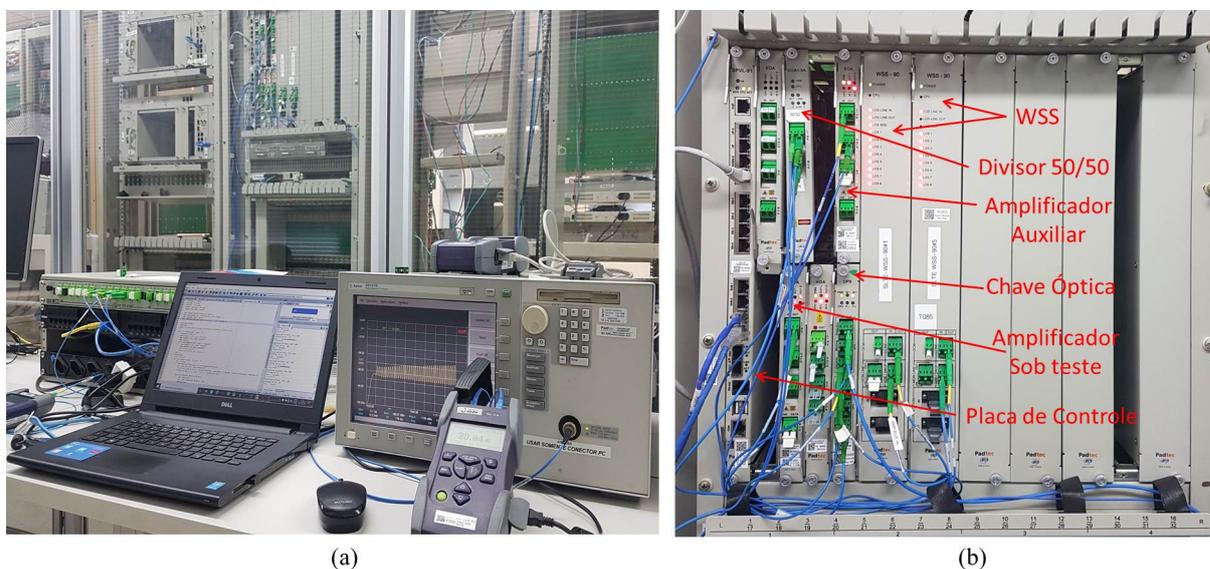
As caracterizações experimentais para obtenção das máscaras não planas foram realizadas na empresa PadTec, localizada em Campinas, SP, e foi utilizado um amplificador comercial EDFA de um estágio da própria empresa. Na Figura 28(a), é mostrada a bancada montada para controle e medição das caracterizações. Ao fundo, é possível observar o bastidor onde os racks são montados, com as placas dos dispositivos utilizados na caracterização. Na Figura 28(b), é mostrado o rack onde foi montada a plataforma de caracterização com indicação da localização da placa de cada dispositivo. A Figura 29 mostra fotos de como ficaram os sinais de entrada, medidos no OSA, depois de aplicado um tilt de 4 dB, 0 dB e -10 dB. Foram obtidas máscaras de -15 a 15 dB de tilt, com passos de 1 dB. Ou seja, foram obtidas, no total, 31 máscaras de potência nas caracterizações experimentais. O valor absoluto máximo do tilt do sinal de entrada foi limitado a 15 dB devido às limitações físicas do amplificador auxiliar e do WSS relacionadas à limitação de potência óptica de entrada e à atenuação máxima, respectivamente.

As caracterizações para obtenção das máscaras não planas no software de simulação comercial foram feitas de forma semelhante às experimentais. Foram utilizados os três amplificadores descritos na seção 2.4. Apesar de não haver o problema da limitação física de potência óptica de entrada ou atenuação máxima no ambiente de simulação, o padrão das caracterizações experimentais foram mantidas e máscaras de -15 a 15 dB, com passos de 1 dB, foram adquiridas. Ou seja, também foram obtidas 31 máscaras para cada um dos três amplificadores no Optisystem.

4.3 ESCOLHA DA MÁSCARA PELO O TILT ESTIMADO

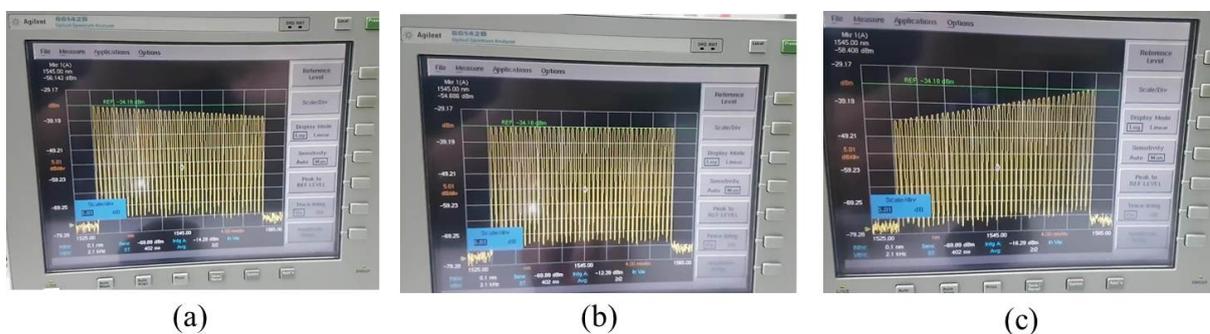
Uma vez obtidas as máscaras de potência, um método ou algoritmo deve ser definido para escolher qual máscara utilizar dentre as disponíveis para modelagem. Ainda mais, deve-se

Figura 28 – Foto da estrutura experimental montada para a caracterização com sinais não planos: (a) bancada de controle e medição com o bastidor ao fundo; (b) raque com os dispositivos utilizados.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 29 – Fotos mostrando o espectro do sinal de entrada em três momentos no OSA: (a) com tilt = 4 dB, (b) com tilt = 0 dB e (c) com tilt = -10 dB.



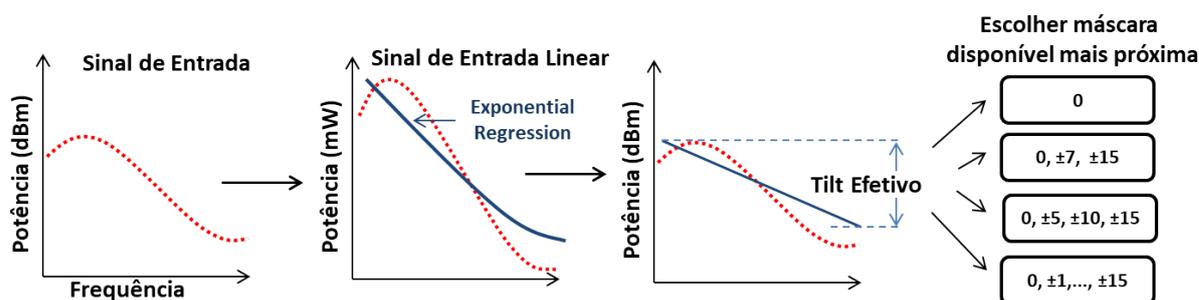
Fonte: O Autor (2020).

ressaltar que as caracterizações são demoradas, com tempo mínimo em torno de quatro horas de duração por máscara, a depender da quantidade de pontos de operação que se quer e do amplificador testado. Então, uma análise deve ser feita para saber qual a quantidade mínima de máscaras a serem utilizadas sem que a precisão da modelagem seja perdida. A ideia é utilizar subconjuntos do total de máscaras disponíveis e compará-los em diversas situações para encontrar padrões e definir quantas e quais máscaras são necessárias para estimar com precisão razoável a propagação da potência do sinal em uma cascata de amplificadores.

Para escolher qual máscara deveria ser utilizada para modelar a resposta de um determinado amplificador da cascata, foi inicialmente escolhido o valor do tilt, como definido na seção 3.1, da potência do sinal de entrada desse amplificador. Com o valor do tilt calculado,

a máscara disponível com valor mais próximo é a utilizada. No entanto, foi observado que, em determinados cenários, a modelagem não era precisa, com valores de potência do sinal e ruído não esperados, mesmo utilizando muitas máscaras. A hipótese levantada foi a de que o tilt de potência no domínio logarítmico não representa bem a distribuição de potência do sinal sob a perspectiva do amplificador, pois, nesse domínio, a diferença de potência tende a ser diminuída, para valores maiores que 10 dB. Por exemplo, uma diferença de 100 no domínio linear é igual a uma diferença de 20 dB no logarítmico. Então, a ideia foi converter o sinal de entrada, dado em dBm, para mW, fazer uma regressão não linear utilizando exponencial e voltar para o domínio logarítmico, se tornando uma reta. A partir da diferença dos valores dessa reta nas extremidades da banda de amplificação é obtido o valor do tilt para a escolha da máscara. Esse tilt foi, nesta tese, denominado de "Tilt Efetivo" para diferenciar do tilt como tradicionalmente tem sido definido. A Figura 30 ilustra como é feito o processo para escolha da máscara mais adequada baseado no tilt efetivo para modelagem desde o primeiro até o último amplificador de uma cascata.

Figura 30 – Ilustração da escolha da máscara a ser utilizada para a modelagem baseada no tilt efetivo do sinal de entrada no amplificador.



Fonte: O Autor (2020).

Para exemplificar a utilização do método de escolha da máscara mais adequada para modelagem, considere um conjunto de máscaras disponíveis. A diferença entre duas máscaras mais próximas vai ser o espaçamento entre elas. A partir deste espaçamento, é definido um limiar de decisão que é a metade do valor do espaçamento. Assim, considerando um conjunto de máscaras de -15, -10, -5, -0, 5, 10 e 15 dB, a escolha da melhor máscara considerando o tilt efetivo do sinal de entrada é feita da seguinte forma para as máscaras com tilts positivos:

- Se tilt efetivo $< 2,5$ dB \rightarrow Máscara plana;
- Se $2,5$ dB \leq tilt efetivo $< 7,5$ dB \rightarrow Máscara com tilt de 5 dB;
- Se $7,5$ dB \leq tilt efetivo $< 12,5$ dB \rightarrow Máscara com tilt de 10 dB;
- Se tilt efetivo $\geq 12,5$ \rightarrow Máscara com tilt de 15 dB.

Para as máscaras com tilt negativo a lógica é a mesma, porém com os valores acima tendo o sinal invertido.

5 AVALIAÇÃO DA PRECISÃO DA MODELAGEM

Neste capítulo, é feita a avaliação da precisão do método para modelagem da propagação das potências do sinal e do ruído em uma cascata de amplificadores proposta no capítulo 4. Na seção 5.1, são mostrados como foram feitos os testes, simulações e modelagens. Na seção 5.2, são mostrados os resultados dos testes e precisão da modelagem com máscaras não planas quando os sinais são transmitidos equalizados na potência, enquanto que a seção 5.3 mostra os resultados para transmissão de sinais com pré-ênfase aplicada na potência. A seção 5.4 mostra os resultados da modelagem com amplificador comercial.

5.1 CONFIGURAÇÃO DOS TESTES E MODELAGENS

Para testar e verificar a precisão do método de modelagem com máscaras de potência proposto no capítulo 4, foram feitas simulações em software comercial de cascatas com amplificadores em variados cenários de transmissão de sinal, equalizados e com pré-ênfase na potência, diferentes comprimentos de fibra SMF e amplificadores ópticos de três tipos: EDFA de um estágio, EDFA de dois estágios e híbrido Raman/EDFA. O objetivo é mostrar que o método de modelagem não depende da tecnologia de amplificação e testar cenários com sinais com alto e com baixo valores de tilt acumulado e com amplificadores configurados em pontos de operação com tilts altos e baixos. Para definição do ganho dos amplificadores, ou ponto de operação, foram utilizadas as técnicas ACOPs descritas na seção 3.3: a MaxGain, AdGC e AsHB. Também foi utilizada a tradicional técnica de compensação de perdas, chamada, neste trabalho, de LossComp, em que o amplificador compensa exatamente a perda do span.

As caracterizações para obter máscaras de potência com sinais não planos e as simulações de cascata de amplificadores foram realizadas no software comercial Optisystem 13.1. As caracterizações foram feitas como descrito na seção 4.2, em que foram utilizados 40 canais CW espaçados de 100 GHz na Banda C (192,1 a 196 THz). Foram obtidas máscaras com tilts de -15 a 15 dB, com passos de 1 dB para os três amplificadores mostrados na seção 2.4.

Para modelar a propagação de sinais em uma cascata utilizando as máscaras de potência, foi desenvolvido um código em Matlab, que se utiliza dos dados das máscaras, das equações e métodos mostrados na seção 3.2 para obtenção das potências do sinal e do ruído, da OSNR, do tilt e do ripple acumulados. O método de escolha da máscara, dado um conjunto de máscaras, como mostrado na seção 4.3, também foi adicionado à ferramenta desenvolvida no Matlab. Com essa ferramenta e um programa executável que utiliza ACOPs desenvolvido na linguagem Java (BARBOZA, 2017), foi possível obter os pontos de operação dos amplificadores em cada cenário de teste, considerando as ACOPs utilizadas neste trabalho. Então, dado um cenário de transmissão e a ACOP utilizada em uma determinada cascata, com os pontos de operação de todos os amplificadores (ganho e potência total de saída) obtidos, são feitas a modelagem de

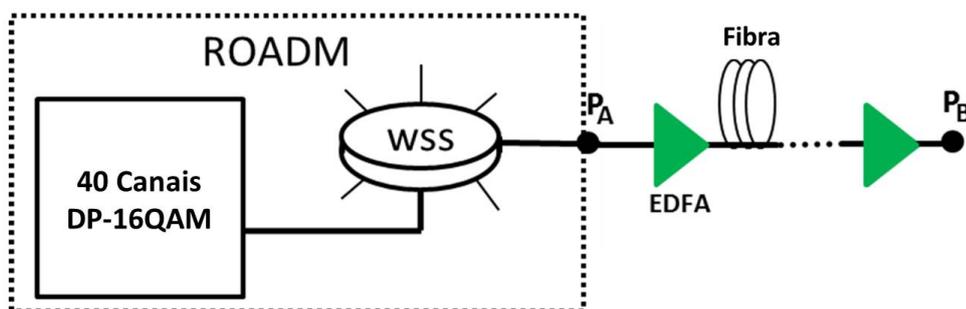
acordo com as respostas das máscaras, tratando o amplificador como uma caixa preta.

Já nas simulações no Optisystem, uma vez que foram obtidos os pontos de operação de acordo com as ACOPs, o AGC configura o bombeamento dos lasers dos amplificadores para alcançar o ganho e a potência de saída desejada. Com os amplificadores devidamente configurados, os dados dos sinais de entrada e de saída de cada amplificador são extraídos por meio de módulos Matlab, disponíveis no próprio software. Com esses dados, são calculados as potências do sinal e do ruído, a OSNR, o tilt e o ripple na saída de cada amplificador. Essas simulações no Optisystem são a referência para avaliar a precisão da modelagem com máscaras.

Em relação a quantidade de máscaras utilizadas para modelagem, vários conjuntos foram utilizados com o objetivo de achar um menor número de máscaras que modele com boa precisão e minimize o número de caracterizações. As escolhas dos conjuntos foram feitas de forma a distribuir uniformemente a quantidade de máscaras. Por exemplo, se tem-se máscaras de -15 a 15 dB e quer-se testar um conjunto com 7 máscaras, escolhe-se o conjunto com -15 dB, -10 dB, -5 dB, 0 dB (plana), 5 dB, 10 dB e 15 dB de tilt. Se quer-se testar um conjunto com 5 máscaras, escolhe-se as com -15, -7, plana, 7 e 15 dB de tilt.

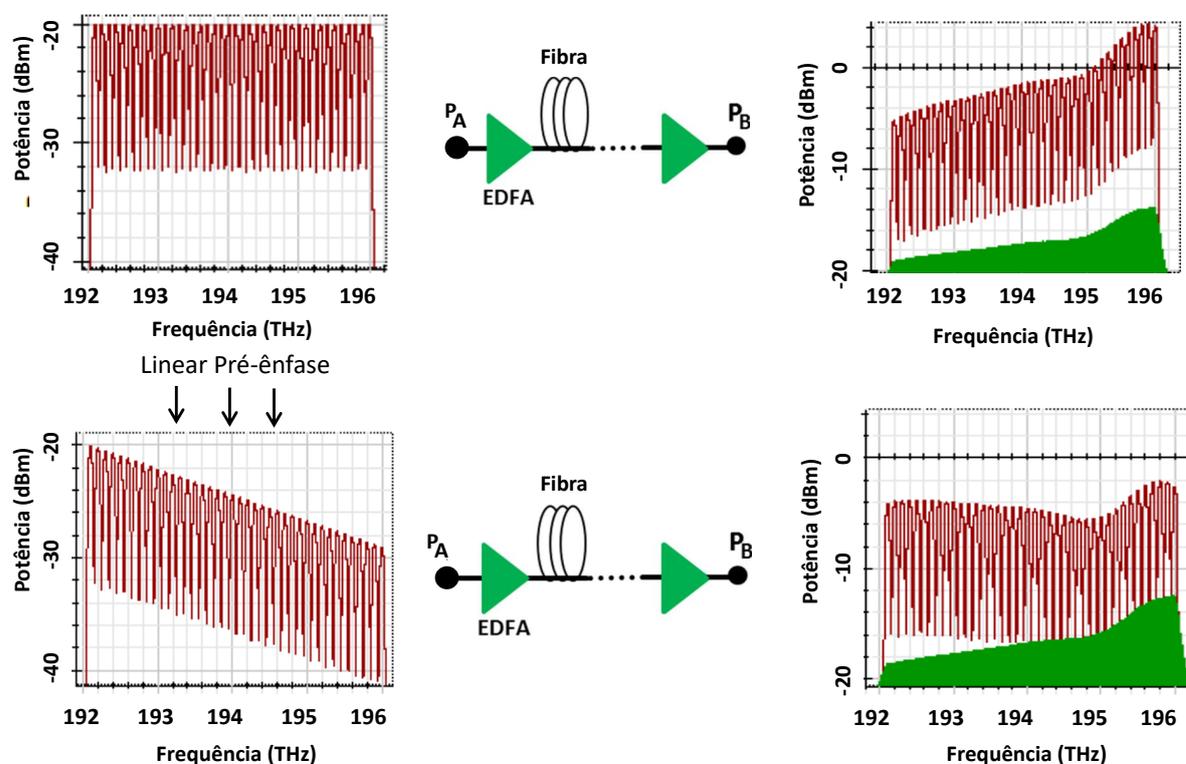
Para as simulações em cascata, foi utilizado um banco de lasers com 40 canais com 100 GHz de espaçamento (192,1 a 196 THz) que são modulados em DP-16QAM 256 Gb/s para transmissão. Esse sinal pode ser lançado equalizado ou com uma pré-ênfase linear (tilt) na potência. Tanto a equalização quanto a aplicação de um tilt ao sinal podem ser feitas com o dispositivo WSS, que está presente em nós ROADM. A Figura 31 ilustra um nó ROADM com o banco de lasers de 40 canais, um WSS e uma das saídas do nó com uma cascata de EDFAs e fibra. Esse setup foi implementado no Optisystem para os testes de transmissão em cascata. O objetivo de avaliar a precisão da modelagem também nos casos em que sinais são transmitidos com pré-ênfase é o de representar os cenários onde mesmo os amplificadores tendo um baixo tilt, o sinal na entrada da cascata já está com um tilt considerável. Isso pode ser causado por outros

Figura 31 – Ilustração do setup montado no Optisystem para os testes com cascatas de amplificadores. Ele é composto por um nó ROADM e uma cascata de EDFAs em uma das suas saídas. Foram utilizados 40 canais modulados com DP-16QAM, que podem ser transmitidos equalizados ou com pré-ênfase na potência aplicada no WSS.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 32 – Ilustração do espectro do sinal na entrada (PA) e na saída (PB) da cascata com (a) pré-ênfase definida para 0 dB e (b) pré-ênfase definida para 9 dB. O espectro verde sólido é o ruído ASE acumulado.



Fonte: O Autor (2020).

dispositivos anteriores à cascata, como um conjunto de amplificadores que imprimem um alto tilt no sinal, ou a aplicação proposital de uma pré-ênfase na transmissão para minimizar o tilt na saída da cascata. A Figura 32 ilustra o caso em que um tilt é aplicado ao sinal transmitido para compensar o tilt acumulado na saída da cascata.

Tanto na simulação quanto na modelagem com máscaras, o perfil da fibra utilizada foi levado em conta, pois, por possuir um perfil de atenuação ligeiramente não plano, ele pode impactar na estimativa do tilt e do ripple. A fibra utilizada foi a SMF-28 que, na Banda C, possui a maior e a menor atenuação de 0,191 dB/km e 0,189 dB/km, respectivamente. Essa fibra também foi utilizada nas caracterizações do amplificador híbrido utilizado nesta tese.

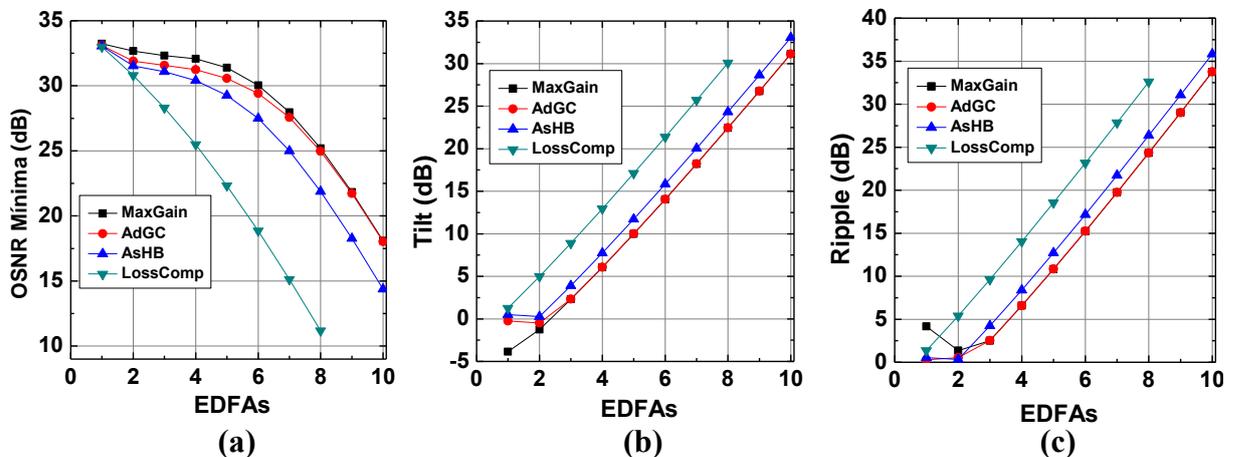
5.2 RESULTADOS PARA TRANSMISSÃO DE SINAIS EQUALIZADOS

O primeiro caso a ser analisado é o cenário em que o tilt acumulado é alto e tende a inclinar o sinal no sentido horário (tilt positivo). O amplificador utilizado nesse teste foi o EDFA de um estágio que, no geral, imprime um alto tilt no sinal. Isso pode ser observado nas máscaras de potência da Figura 20, na seção 4.1. A potência total no lançamento, antes do amplificador *booster*, foi configurada para -4 dBm. A perda em cada span foi configurada para 14 dB. Os pontos de operação dos EDFAs foram retornados por quatros ACOPs diferentes: MaxGain,

AdGC, AsHB e LossComp. As condições para limitar o número máximo de amplificadores utilizados na cascata é de que a OSNR mínima seja maior que 10 dB ou que o ripple máximo seja de 35 dB ou até que o número de amplificadores chegue a 20. Avaliar o parâmetro da OSNR mínima é importante, pois é nela que os sistemas podem se basear para limitar o alcance máximo ou o nível de modulação a ser utilizada. O valor máximo do ripple permitido foi de 35 dB pois foi considerado que os VOAs no receptor têm a capacidade de corrigir no máximo essa diferença de potência.

As Figuras 33(a), 33(b) e 33(c) mostram os resultados das simulações no Optisystem para a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados em função do número de amplificadores da cascata, respectivamente. Observa-se, a partir do resultados, que com as ACOPs MaxGain, AdGC e AsHB foi possível ter um alcance de até 10 amplificadores na cascata. Já com a compensação de perdas (LossComp), só foi possível alcançar até 8 amplificadores. A MaxGain e a AdGC tiveram a melhor OSNR mínima na saída da cascata, em torno de 17,5 dB, enquanto que a AsHB teve em torno 14,5 dB. Já a LossComp teve uma OSNR mínima de aproximadamente 11 dB após apenas 8 amplificadores. A partir do gráfico do tilt é possível perceber que tanto a AdGC quanto a AsHB escolheram pontos de operação com baixo tilt para os dois primeiros EDFAs e, a partir daí, escolheram pontos com alto tilt positivo, terminando a cascata com tilt acumulado em torno de 32,5 dB. A MaxGain escolheu o ponto com alto tilt negativo no primeiro EDFA, mas daí em diante escolheu pontos com tilt alto, mas positivo, chegando a um tilt acumulado de 32 dB depois de 10 amplificadores. A LossComp tem o tilt acumulado sempre crescente, chegando a 30 dB após 8 EDFAs. O ripple acumulado basicamente segue o mesmo padrão do tilt, com valores na saída da cascata de aproximadamente 32,5 dB (LossComp), 34 dB (MaxGain e AdGC) e 36 dB (AsHB).

Figura 33 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain, AdGC, AsHB e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span.



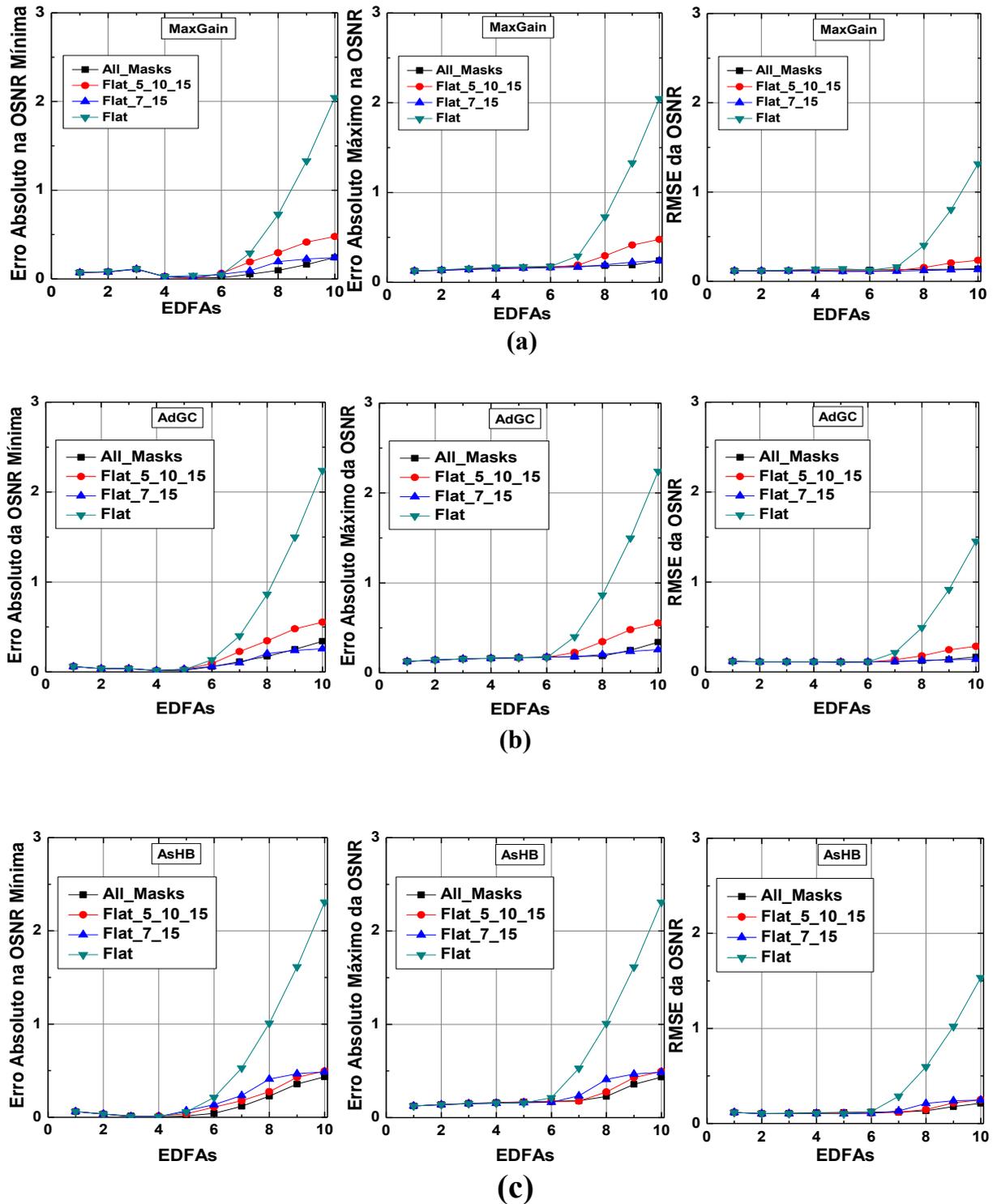
Fonte: O Autor (2020).

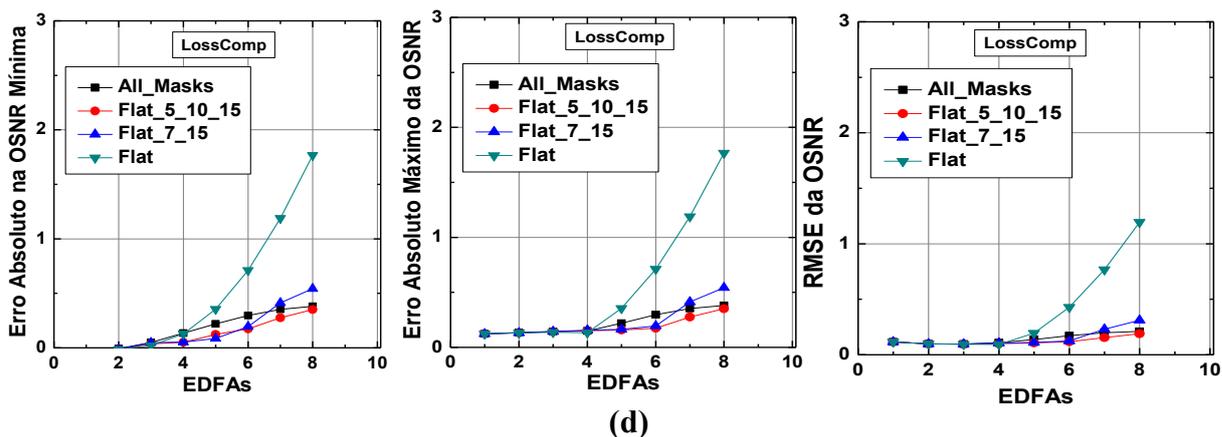
A Figura 34 mostra os erros relativos às modelagens da OSNR, considerando as quatro ACOPs utilizadas e tendo como referência a simulação no Optisystem. Esses erros foram calculados a partir da diferença das OSNRs dos canais, com valores em dB, nas modelagens e na simulação. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo na estimativa da OSNR de todos os canais e a raiz do erro médio quadrático (RMSE) da OSNR para a MaxGain, AdGC, AsHB e LossComp nas Figuras 34(a), 34(b), 34(c) e 34(d), respectivamente. Nos gráficos, são mostradas as curvas dos erros da modelagem utilizando 4 conjuntos de máscaras: todas as máscaras disponíveis (*All_Masks*); um conjunto com 7 máscaras, a plana, ± 5 dB, ± 10 dB e ± 15 dB (*Flat_5_10_15*); o conjunto com 5 máscaras, a plana, ± 7 dB e ± 15 dB (*Flat_7_15*); e a máscara plana (*Flat*). Nos casos das três primeiras ACOPs analisadas, tanto a máscara plana como os outros conjuntos modelam com erros próximo a 0 dB até o sexto EDFA. A partir daí, os erros com a máscara plana aumentam de forma aproximadamente exponencial, enquanto que os outros conjuntos tem um aumento muito discreto nos erros. Na MaxGain, o erro absoluto e o RMSE da OSNR chegaram a 2 dB e 1,4 dB, respectivamente, com a máscara plana, enquanto que os melhores casos (conjuntos *All_Masks* e *Flat_7_15*) os erros não passaram de 0,2 dB após 10 EDFAs. Algo semelhante acontece com a AdGC e a AsHB, mas com erros absolutos e RMSE de aproximadamente 2,25 dB e 1,5 dB, respectivamente, com a plana, e erros que não ultrapassam 0,5 dB na modelagem com os outros conjuntos na saída da cascata. Na LossComp modelada com a máscara plana o erro absoluto e o RMSE foram de 1,75 dB e 1,2 dB, respectivamente, enquanto que nas outras modelagens o erro não ultrapassou 0,5 dB após os 8 EDFAs

A Figura 35 mostra os erros relativos à modelagem da potência do sinal óptico ao longo da cascata, tendo como referência a simulação no Optisystem. Esses erros foram calculados a partir da diferença das da potência dos canais, com valores em dBm, nas modelagens e na simulação. São mostrados os erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal para a MaxGain, AdGC, AsHB e LossComp nas Figuras 35(a), 35(b), 35(c) e 35(d), respectivamente. Nos casos das três primeiras ACOPs analisadas, tanto a máscara plana como os outros conjuntos modelam com erros próximo a 0 até o quarto EDFA. Daí em diante, os erros com a máscara plana aumentam de forma aproximadamente exponencial, enquanto que os outros conjuntos tem um aumento muito discreto nos erros. Na MaxGain, o erro absoluto do tilt e do ripple e a RMSE da potência chegaram a 3,5 dB, 4 dB e 3 dB, respectivamente, com a máscara plana, enquanto que nos melhores casos, os erros não passaram de 0,7 dB, após 10 EDFAs. Na modelagem com os conjuntos *All_Masks* e *Flat_7_15*, os erros nas estimativas do tilt, do ripple e da potência não ultrapassam 0,25 dB. Algo semelhante acontece com a AdGC e a AsHB, mas os erros no tilt e no ripple são de aproximadamente 3,75 dB e 4,25 dB, respectivamente, com a plana, e erros que não ultrapassam 0,7 dB na modelagem com os outros conjuntos na saída da cascata. Na LossComp modelada com a máscara plana os erros do tilt e ripple foram de 3 dB e 3,5 dB, respectivamente, enquanto que nas outras modelagens o erro não ultrapassou 0,75 dB após os 8 EDFAs.

Ao observar os resultados relativos à precisão da OSNR e da potência do sinal, fica

Figura 34 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC, (c) AsHB e (d) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span. Os erros foram calculados a partir da diferença das OSNRs dos canais com valores em dB nas modelagens e na simulação (referência).





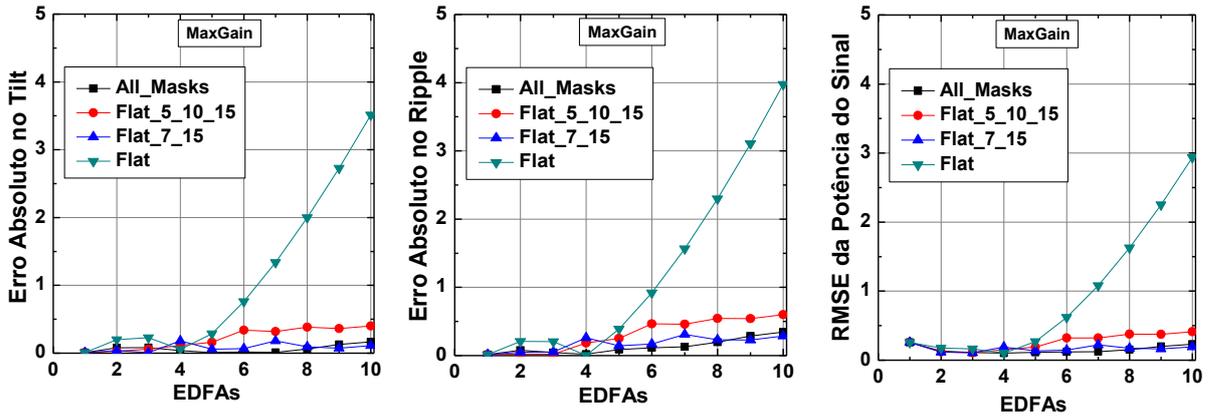
Fonte: O Autor (2020).

claro que apenas a máscara plana não modela corretamente a propagação do sinal e ruído nos casos em que o tilt cresce rapidamente ao longo da cascata. Notou-se, então, a necessidade de uma modelagem mais precisa e que o método desenvolvido neste trabalho modela com uma precisão bem razoável. Um detalhe importante é que não foi necessário um conjunto com todas as máscaras, -15 a 15 dB, para modelar com boa precisão. Os conjuntos com 7 e com 5 máscaras também modelaram com boa precisão. Nesse caso, o conjunto *Flat_7_15* foi a melhor opção, por possuir uma menor quantidade de máscaras. Com esse conjunto, a queda do erro foi bem considerável em relação à máscara plana, em torno de 1,5 a 2 dB no erro absoluto da OSNR na saída da cascata, a depender da ACOP utilizada. Considerando a potência do sinal, a diferença da precisão da modelagem fica ainda mais acentuada, com uma queda da RMSE de 3 para 0,2 dB.

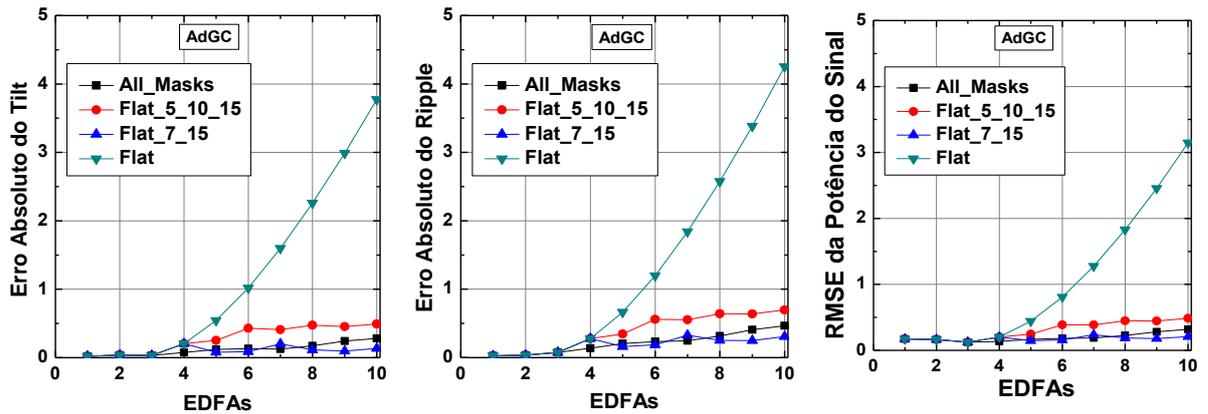
Vale notar que, em muitos casos, um conjunto com menos máscaras modela com maior precisão do que outro com mais máscaras. Isso parece ser contraditório, pois espera-se que um conjunto com mais máscaras modele com maior ou igual precisão em relação a um conjunto com menos máscaras. No entanto, observa-se que a diferença nos valores das estimativas não ultrapassa 0,2 dB, isto é, esses valores são praticamente iguais e essa diferença está na mesma ordem de grandeza da imprecisão do ganho configurado tanto na aquisição das máscaras quanto na simulação dos amplificadores em cascata no Optisystem, que é de 0,1 dB. Outro ponto importante a destacar é que a máscara escolhida mais próxima do tilt efetivo pode não representar tão bem a resposta do amplificador como outra máscara um pouco mais distante desse tilt efetivo. Isso pode acontecer nos casos em que a linearização do sinal de entrada não representa com muita precisão a distribuição de potência desse sinal.

O segundo resultado a ser analisado é o do teste que investiga o cenário em que o tilt acumulado é alto e tende a inclinar o sinal no sentido anti-horário (tilt negativo). O amplificador utilizado nesse teste foi o EDFA de um estágio. A potência total no lançamento, antes do amplificador *booster*, foi configurada para -8 dBm. A perda em cada span foi configurada para 24 dB. Os pontos de operação dos EDFAs foram retornados por três ACOPs diferentes: MaxGain, AdGC e LossComp. A técnica AsHB não será apresentada, pois não retornou soluções para esse

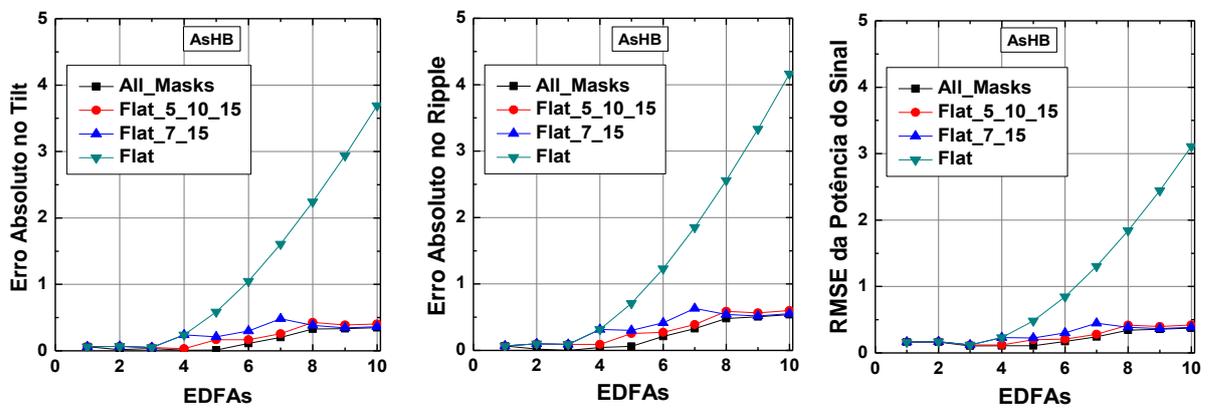
Figura 35 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC, (c) AsHB e (d) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 14 dB por span. Os erros foram calculados a partir da diferença da potência dos canais com valores em dBm nas modelagens e na simulação.



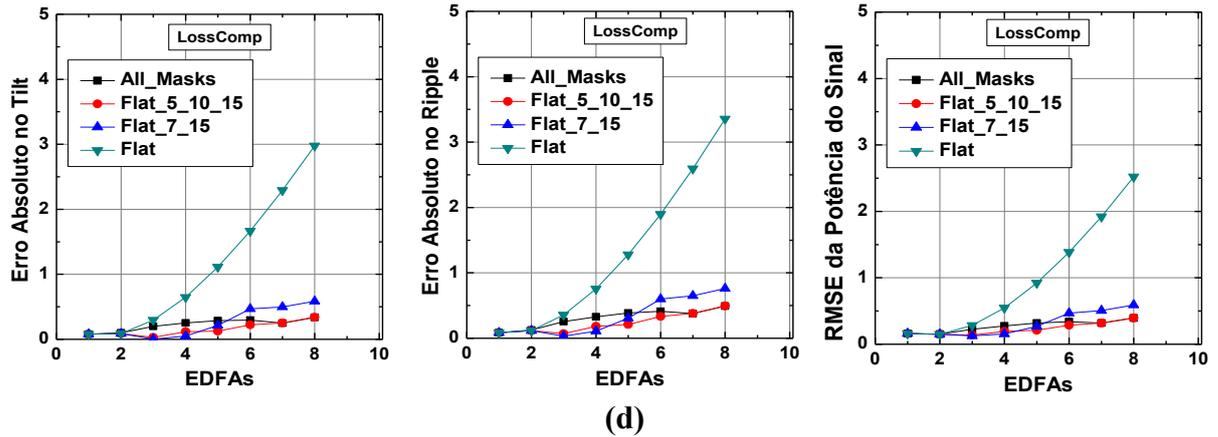
(a)



(b)

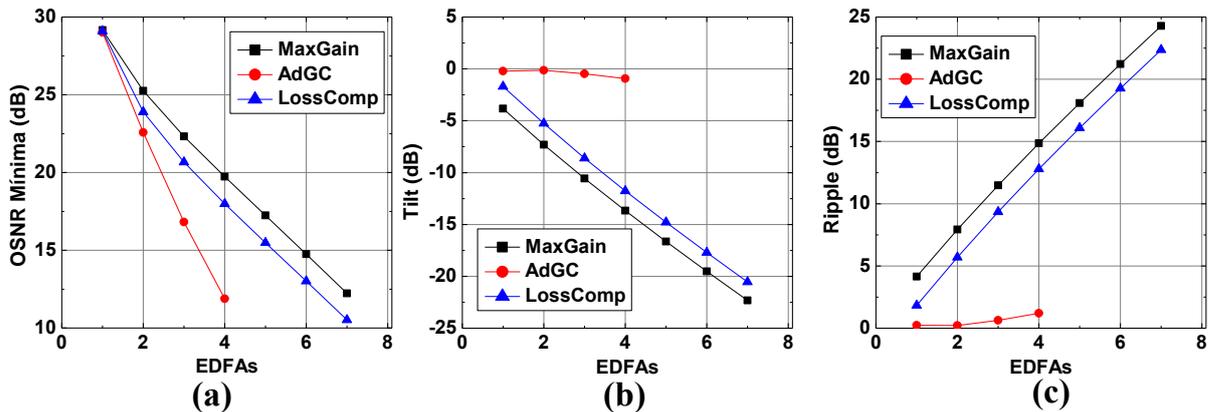


(c)



Fonte: Elaborada pelo Autor.

Figura 36 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain, AdGC e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.



Fonte: O Autor (2020).

cenário, devido a um erro do programa utilizado que, até o momento, não foi identificado.

As Figuras 36(a), 36(b) e 36(c) mostram os resultados das simulações no Optisystem para a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados em função do número de amplificadores da cascata, respectivamente. Observa-se, a partir dos resultados, que com as ACOPs MaxGain e LossComp foi possível ter um alcance de até 7 amplificadores na cascata, considerando as restrições da OSNR mínima. Na saída da cascata, a MaxGain e a LossComp têm uma OSNR mínima de 12,5 dB e 11 dB, respectivamente. Já com a AdGC, só foi possível alcançar até 4 amplificadores, com uma OSNR mínima de 12 dB. Há uma degradação muito severa na OSNR da AdGC devido aos pontos de operação retornados por essa técnica. Os pontos escolhidos foram os do centro da máscara, com baixo tilt, mas que não compensam as perdas do span, 24 dB, o que causa uma queda muito grande na potência ao longo da cascata e na OSNR, como consequência. A partir do gráfico do tilt, é possível perceber que tanto a MaxGain quanto a LossComp escolheram pontos de operação com alto tilt negativo, terminando a cascata com 7

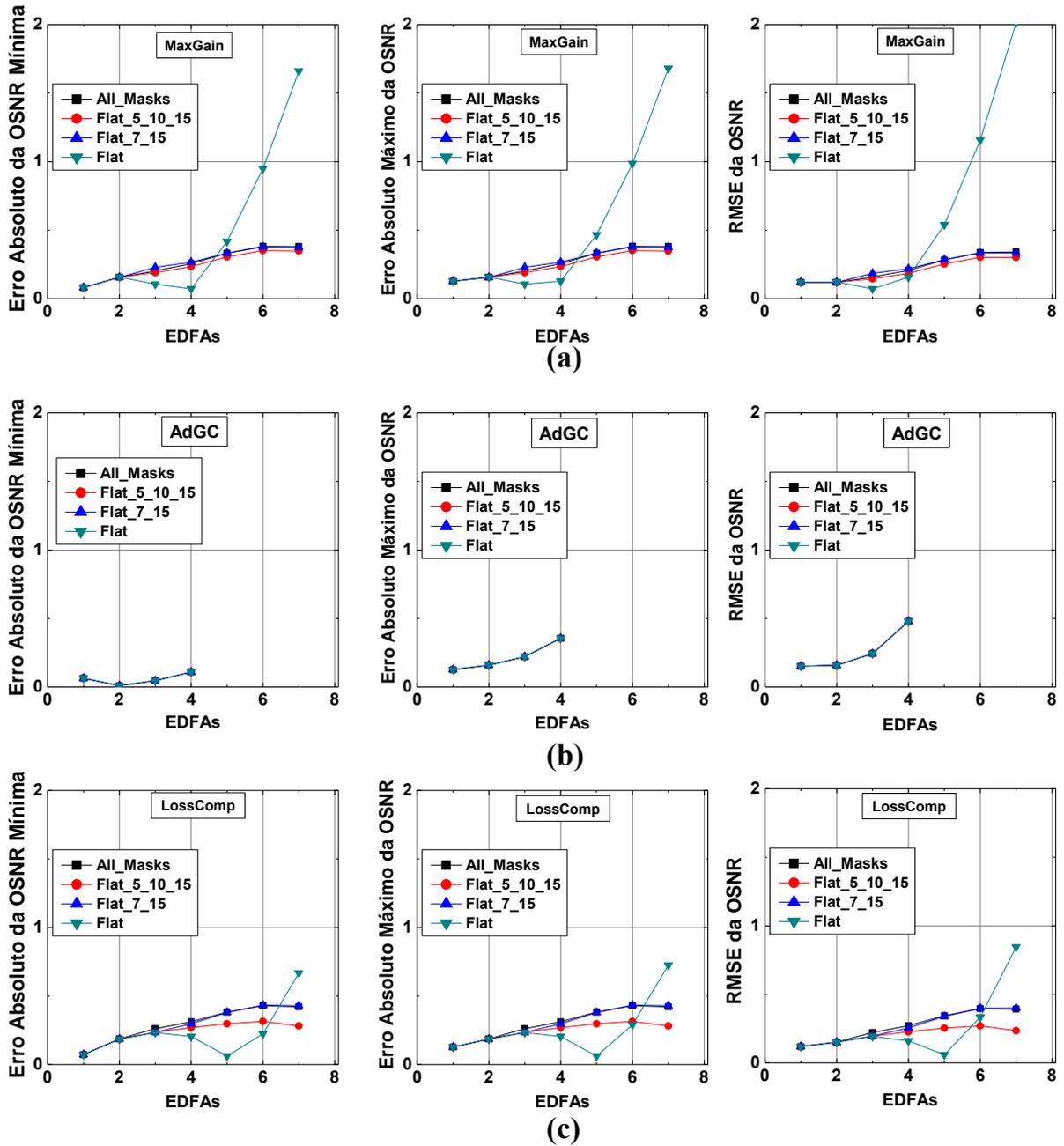
EDFAs com tilt acumulado em torno de -22,5 dB e -21 dB, respectivamente. A AdGC escolheu pontos de operação com baixo tilt, o que resultou em um tilt acumulado baixo, em torno de -1 dB após os 4 EDFAs. O ripple segue o padrão do tilt, com a MaxGain e a LossComp crescendo rapidamente, chegando a 24,5 dB e 22,5 dB, respectivamente, após os 7 amplificadores. Já a AdGC ficou com ripple acumulado baixo, em torno de 1 dB, após 4 EDFAs.

A Figura 37 mostra os erros relativos à modelagem da OSNR, considerando as três ACOPs utilizadas. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo na estimativa da OSNR de todos os canais e a RMSE da OSNR para a MaxGain, AdGC e LossComp nas Figuras 37(a), 37(b) e 37(c), respectivamente. Nos gráficos, são mostradas as curvas dos erros da modelagem considerando os 4 conjuntos de máscaras já utilizados anteriormente. Os resultados mostram que, no caso da MaxGain, os conjuntos de máscaras modelam com precisão semelhante até o quinto EDFA, com erros absolutos e RMSE menores que 0,3 dB. A partir do quinto amplificador, a máscara plana diverge dos outros conjuntos, aumentando rapidamente o erro. Na saída da cascata com 7 EDFAs, o erro absoluto e RMSE da OSNR são de 1,5 e 2 dB, respectivamente, quando só a máscara plana é utilizada. Já a modelagem com os outros conjuntos de máscaras não ultrapassou 0,4 dB tanto no erro absoluto quanto no RMSE. No caso da AdGC, todos os conjuntos modelam a OSNR com precisão idêntica e com erros de no máximo 0,5 dB, pois, como o tilt acumulado é muito baixo, só a máscara plana foi a escolhida na modelagem, independentemente do conjunto utilizado. Na LossComp, todos os conjuntos modelam com precisão semelhante tanto no erro absoluto quanto na RMSE, com valor máximo de 0,75 dB com a máscara plana e 0,5 dB com os outros conjuntos.

A Figura 38 mostra os erros relativos à modelagem da potência do sinal. São mostrados os erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal para a MaxGain, AdGC e LossComp nas Figuras 38(a), 38(b) e 38(c), respectivamente. Na MaxGain, observa-se que, já a partir do segundo EDFA, os erros da modelagem com máscara plana crescem exponencialmente com o número de amplificadores. Enquanto que, com os conjuntos com mais de uma máscara os erros não ultrapassam 0,2 dB, na modelagem com apenas a plana, os erros são altos, chegando a 3,8, 4,2 e 4,75 dB para o erro no tilt, o erro no ripple e RMSE da potência, respectivamente, na saída da cascata. Na AdGC, não houve diferença na precisão das modelagens, pelos os motivos já explicados no parágrafo anterior, para a modelagem da OSNR. Na LossComp, todos os conjuntos modelam com precisão semelhante até o quarto EDFA, com valor máximo nos erros de 0,5 dB. A partir daí, o erros com a plana começam a subir, chegando a errar 2,5 dB no tilt, 2,7 dB no ripple e 2,7 dB na RMSE na saída do sétimo EDFA. Já para os outros conjuntos, os erros não ultrapassam 0,5 dB.

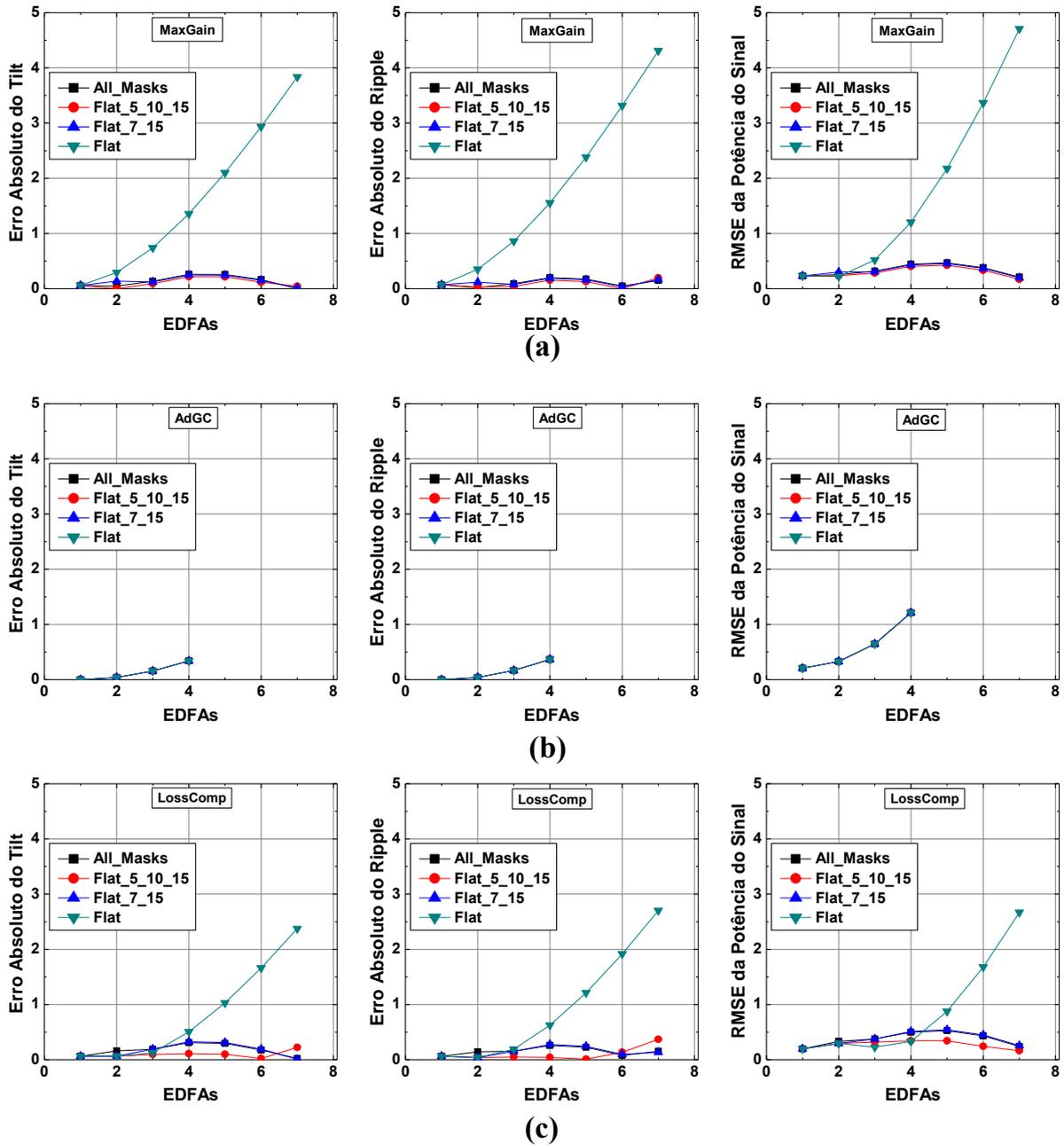
Nesse cenário, assim como no anterior, os resultados também mostram que apenas a máscara plana não modela corretamente a propagação do sinal e ruído nos casos em que o tilt cresce rapidamente ao longo da cascata e que são necessárias mais máscaras. Também nesse cenário, o conjunto *Flat_7_15* foi a melhor opção, por possuir uma menor quantidade de máscaras e ter uma precisão na modelagem entre as melhores dos conjuntos. Com esse conjunto,

Figura 37 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOs (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 38 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de um estágio e perda de 24 dB por span.

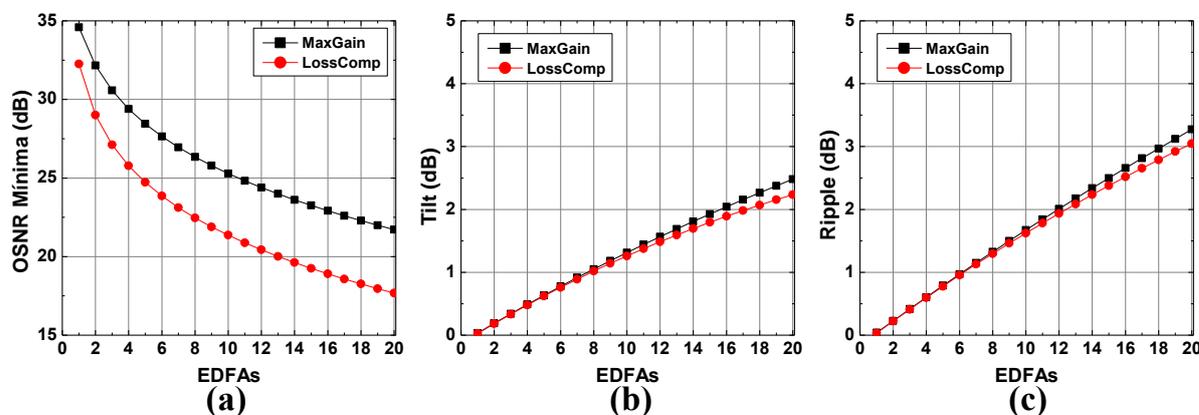


Fonte: O Autor (2020).

a queda do erro foi bem considerável em relação à máscara plana, passando de 1,5 a 2 dB para 0,3 dB nos erros relativos à OSNR na saída da cascata, a depender da ACOP utilizada. Considerando a potência do sinal, a diferença da precisão da modelagem fica ainda mais acentuada, com uma queda da RMSE de 4,7 para 0,2 dB.

O próximo resultado a ser analisado é o teste que simula o cenário em que o tilt acumulado é baixo, pois o amplificador tem um ótimo desempenho no tilt em toda a faixa de ganho. O

Figura 39 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando as ACOPs MaxGain e LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.



Fonte: O Autor (2020).

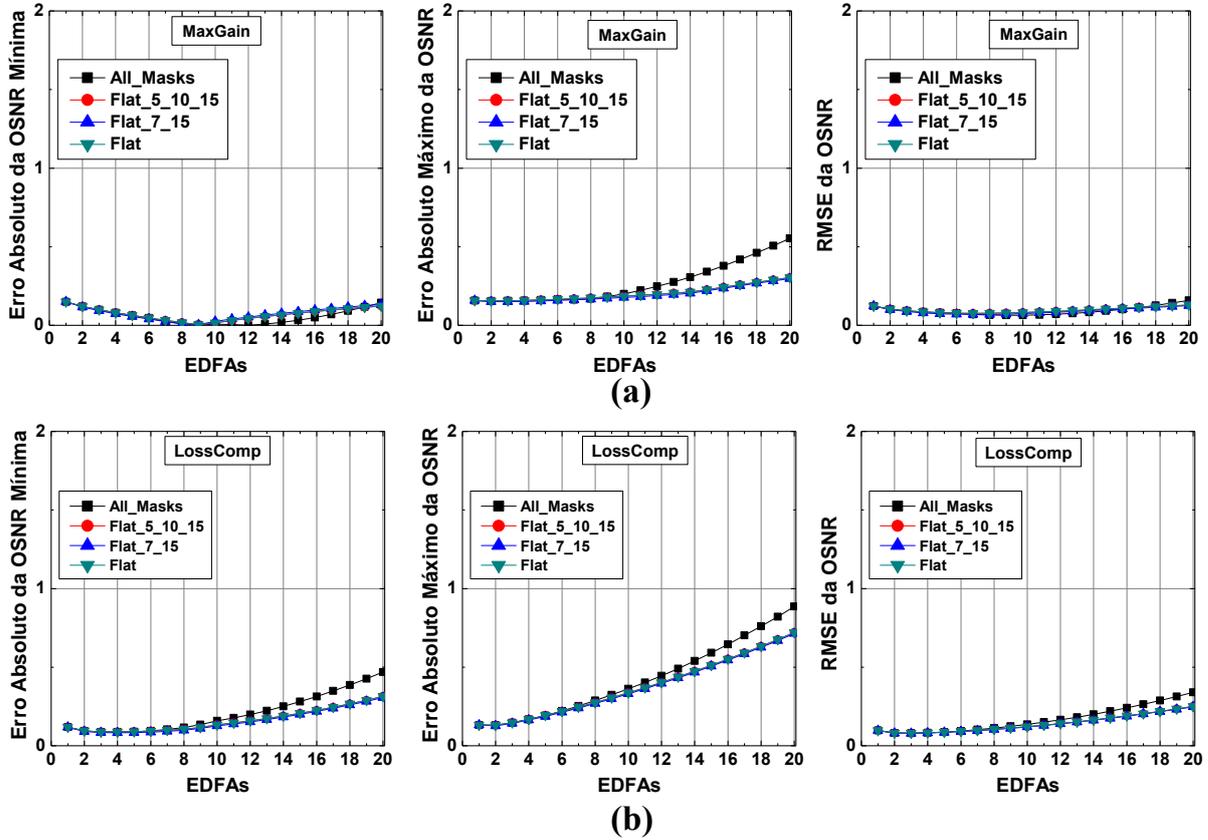
amplificador utilizado nesse teste foi o EDFA de dois estágios e seu desempenho pode ser observado nas máscaras de potência da Figura 21, na seção 4.1. A potência total no lançamento, antes do amplificador *booster*, foi configurada para 0 dBm. A perda em cada span foi configurada para 18 dB. Os pontos de operação dos EDFAs foram retornados por três ACOPs diferentes: MaxGain, AdGC e LossComp. Nesse caso, as ACOPs MaxGain e AdGC retornaram a mesma solução. E os resultados com a AsHB não foram utilizados neste teste, pois a modelagem responde de forma qualitativamente igual às outras ACOPs e não contribui para a discussão.

As Figuras 39(a), 39(b) e 39(c) mostram os resultados das simulações no Optisystem para a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados em função do número de amplificadores da cascata, respectivamente. Observa-se, a partir do resultados, que com as ACOPs MaxGain e LossComp foi possível fazer as simulações com uma cascata de 20 amplificadores, com as OSNRs mínimas acima dos 10 dB da restrição. Na saída da cascata, a MaxGain e a LossComp têm uma OSNR mínima de 22 dB e 17,5 dB, respectivamente. Como consequência de o amplificador pouco distorcer o espectro do sinal, o tilt e o ripple acumulados são baixos, pouco mais de 2 dB e 3 dB, respectivamente, tanto para a MaxGain como para a LossComp.

A Figura 40 mostra os erros relativos à modelagem da OSNR, considerando as quatro ACOPs utilizadas. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo da OSNR de todos os canais e a RMSE da OSNR para a MaxGain e LossComp nas Figuras 40(a) e 40(b), respectivamente. Nos gráficos, são mostradas as curvas dos erros da modelagem utilizando 4 conjuntos de máscaras já utilizados anteriormente. Os resultados mostram que não há ganho na precisão da estimativa da OSNR em utilizar além da máscara plana. Também não há perda, se for utilizado o conjunto *Flat_7_15*, que modela com boa precisão tanto nos cenários com alto tilt quanto nesse cenário, com baixo tilt.

A Figura 41 mostra os erros relativos à modelagem da potência do sinal. São mostrados os erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal para a MaxGain e

Figura 40 – Erros da modelagem relativos à OSNR: erro da OSNR mínima, erro máximo considerando todos os canais e RMSE da OSNR para as ACOps (a) MaxGain, (b) AdGC e (c) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.



Fonte: O Autor (2020).

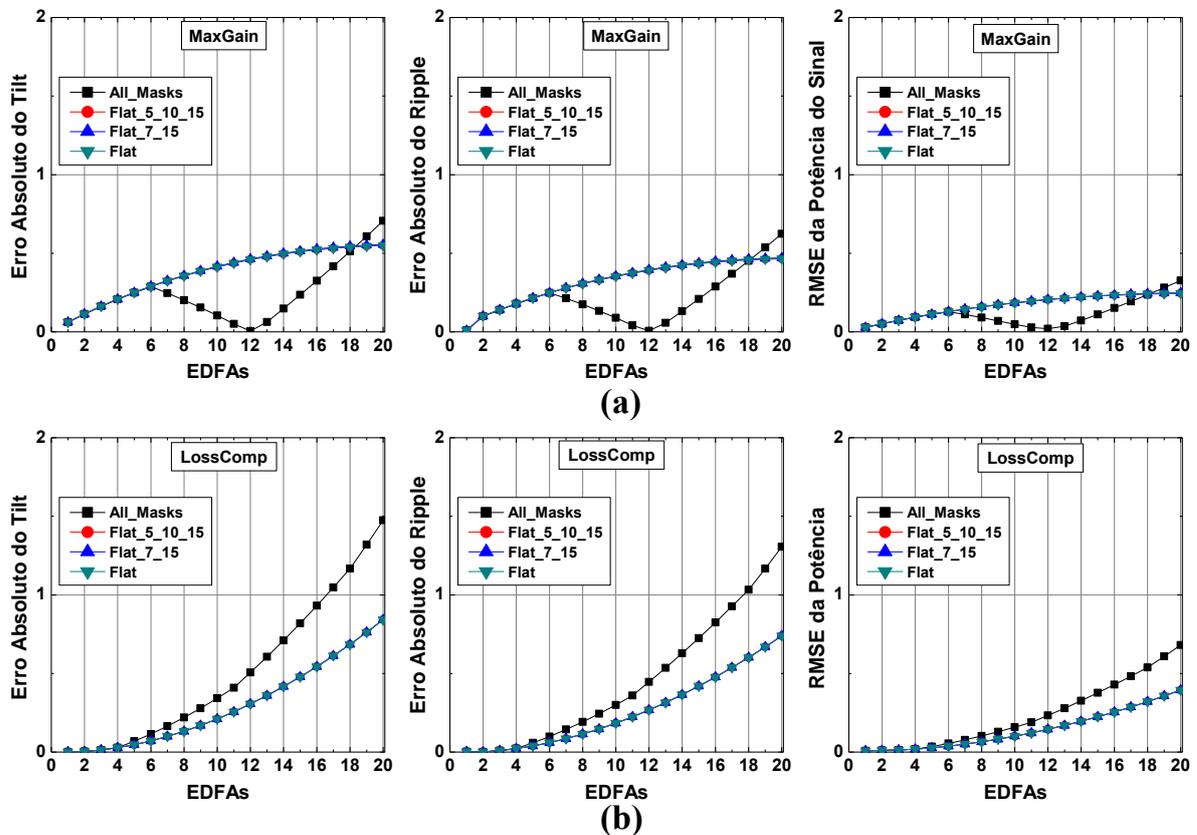
LossComp nas Figuras 41(a) e 41(b), respectivamente. Esses resultados também mostram que a máscara plana modela com boa precisão e que não há perda em utilizar o conjunto *Flat_7_15*.

Nesse cenário, com sinal plano no lançamento e tilt baixo acumulado, os resultados mostram que a máscara plana modela com razoável precisão a propagação do sinal e ruído e que não houve ganho em utilizar outros conjuntos de máscaras. Os conjuntos *Flat_7_15* e *Flat_5_10_15* modelam com mesma precisão da máscara plana. Já o conjunto com todas as máscaras causou um pequeno aumento nos erros em relação à máscara plana, com diferenças máximas de 0,5 dB após os 20 EDFAs. Apesar de não haver ganho na precisão com *Flat_7_15* nesse cenário, não houve perda. Isso mostra que o método proposto neste trabalho modela com razoável precisão tanto nos cenários com alto tilt acumulado, onde a máscara plana tem erros significativos, como nos cenários com baixo tilt, onde apenas a máscara plana resolve.

5.3 RESULTADOS PARA SINAIS COM PRÉ-ÊNFASE

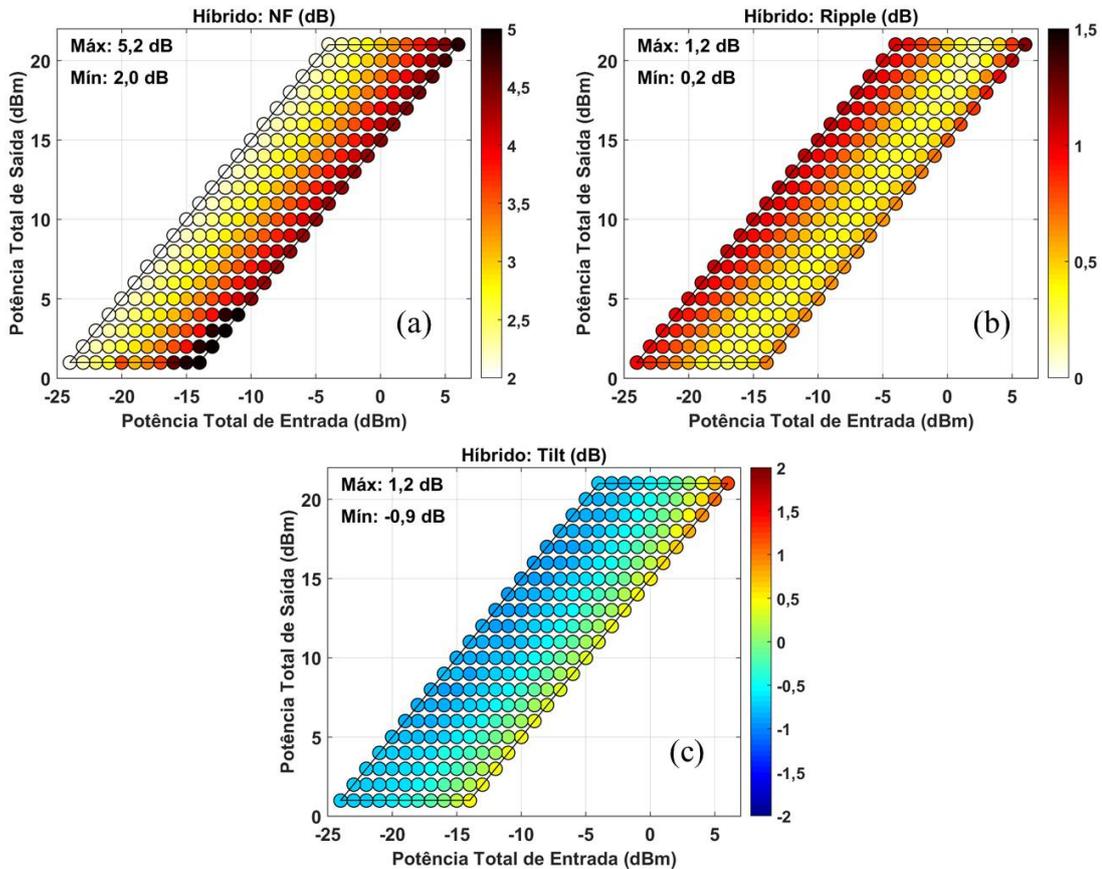
Os resultados apresentados nesta seção são para mostrar a precisão da modelagem quando um tilt é aplicado ao sinal transmitido. Essa pré-ênfase na potência do sinal foi feita com o WSS localizado no nó ROADM como foi ilustrado na Figura 31. Como já explicado na seção 5.1, esses cenários representam os casos em que uma pré-ênfase é aplicada ao sinal na transmissão com o objetivo de minimizar o tilt na saída da cascata de amplificadores, como ilustrado na Figura 32, ou ainda quando o sinal na entrada de uma cascata já chega com alto tilt devido a dispositivos anteriores ou a uma cascata de amplificadores que imprimem um alto tilt. O objetivo também é mostrar que, mesmo que os amplificadores tenham um baixo tilt, a modelagem com máscara plana pode não ser suficiente e errar bastante, caso o tilt acumulado seja alto. Para os testes foram utilizados os amplificadores EDFA de dois estágios e o híbrido Raman/EDFA, que têm bom desempenho no tilt. O EDFA de dois estágio é o mesmo utilizado até então. Já o amplificador híbrido tem a sua arquitetura mostrada na seção 2.4 e as máscaras de potência, para a entrada plana, mostradas na Figura 42. A faixa de ganho desse híbrido (ganho On-Off) varia de

Figura 41 – Erros da modelagem relativos à potência do sinal: erro do tilt, ripple e RMSE da potência do sinal para as ACOPs (a) MaxGain e (b) LossComp. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de dois estágios e perda de 18 dB por span.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 42 – Máscaras de potência para figura de ruído equivalente (a), Ripple (b) e o Tilt do amplificador híbrido Raman/EDFA descrito na seção 2.4.



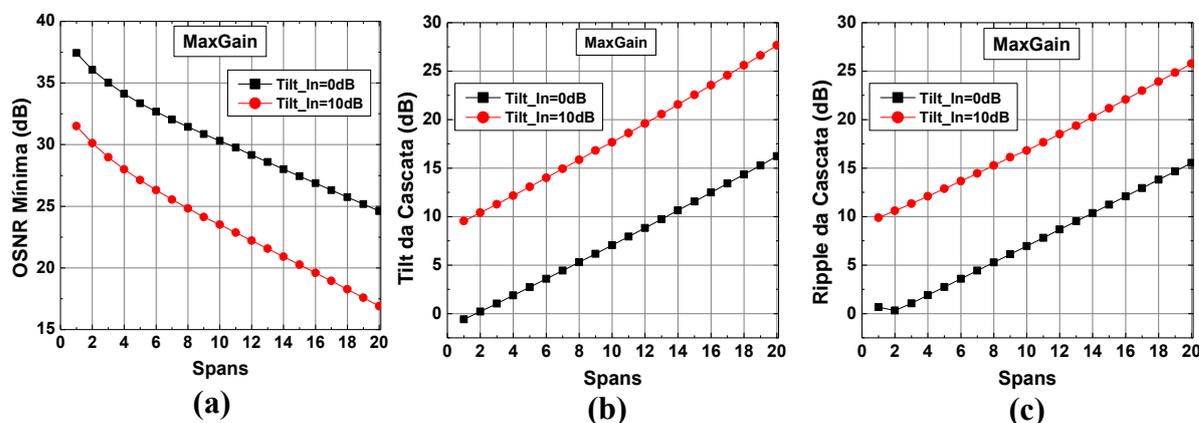
Fonte: O Autor (2020).

15 a 25 dB, com potência de saída total variando de 1 a 21 dBm.

As Figuras 43(a), 43(b) e 43(c) mostram os resultados das simulações no Optisystem para a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados em função do número de spans com amplificadores híbridos, respectivamente. São apresentados apenas os resultados para a ACOP MaxGain, pois as outras ACOPs apresentam, qualitativamente, os mesmos resultados, o que leva às mesmas conclusões. Para os testes, foram utilizados sinais equalizados ($Tilt_In=0dB$) e com pré-ênfase linear na potência de 10 dB ($Tilt_In=10dB$) no lançamento com potência total de 15 dBm. A perda por span foi configurada para 16 dB. Observa-se, a partir dos resultados, que, quando o sinal é lançado equalizado, a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados são de 25 dB, 16 dB e 15,5 dB, respectivamente, na saída de uma cascata com 20 spans. Já quando o sinal é lançado com um tilt de 10 dB, a OSNR mínima cai e o tilt e ripple aumentam, como esperado, devido à pré-ênfase aplicada na transmissão. Nesse caso, na saída da cascata com 20 amplificadores, a OSNR mínima, o tilt e ripple acumulados são de 17,5 dB, 27,5 dB e 26 dB, respectivamente.

A Figura 44 mostra os erros relativos à modelagem da OSNR e da potência do sinal quando o sinal transmitido está equalizado. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo da OSNR de todos os canais e a RMSE da OSNR nos gráficos da Figura 44(a). Os

Figura 43 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando a ACOF MaxGain. Nesses testes, foram utilizados amplificadores híbridos Raman/EDFA. A perda do span foi configurada para 16 dB. Foram transmitidos sinais equalizados ($Tilt_In=0dB$) e com pré-ênfase de 10 dB ($Tilt_In=10dB$).

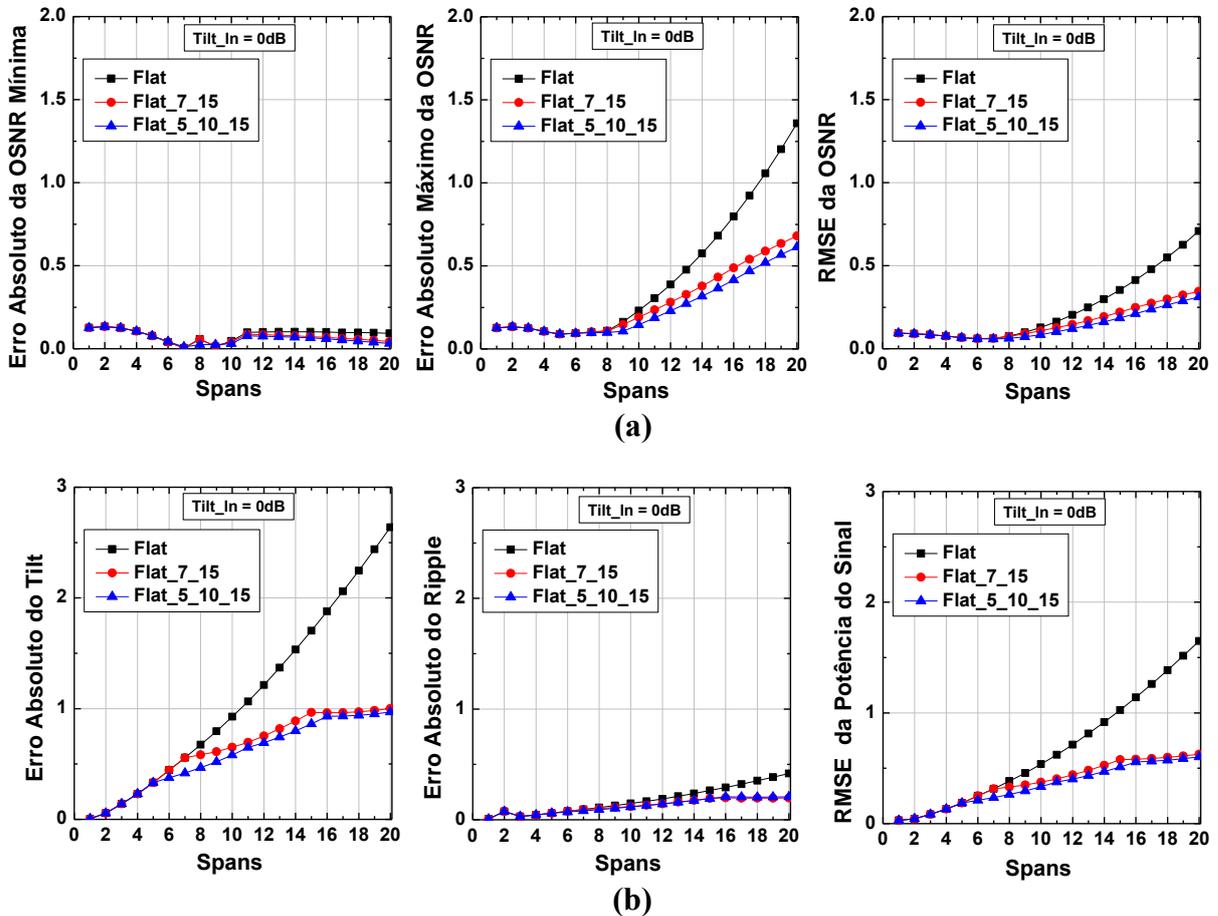


Fonte: O Autor (2020).

erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal são mostrados nos gráficos da Figura 44(b). Nos gráficos, são mostradas as curvas do erros da modelagem utilizando 3 conjuntos de máscaras já utilizados anteriormente. O conjunto com todas as máscaras não foi utilizado, pois os outros conjuntos modelam com precisão semelhante, mas com a quantidade bem menor de máscaras, como verificado nos cenários anteriores. É possível observar que a OSNR mínima é modelada com precisão, mas que a máscara plana erra um pouco mais nas OSNRs de outros canais, com erro máximo chegando a 1,7 dB e RMSE de 0,75 dB após os 20 spans, enquanto que para os outros dois conjuntos o erro máximo e RMSE não ultrapassam 0,7 e 0,3 dB, respectivamente. Já na estimativa do tilt, o erro é crescente com a quantidade de spans na modelagem com os três conjuntos, mas com a máscara plana o erro cresce mais rapidamente, chegando a 2,6 dB na saída da cascata, enquanto que nos outros casos o erro não ultrapassa 1 dB. Na estimativa do valor do ripple acumulado, os três conjuntos modelam com semelhante precisão e erro baixo.

A Figura 45 mostra os erros relativos à modelagem da OSNR e da potência do sinal quando ao sinal transmitido foi aplicado um tilt de 10 dB. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo da OSNR de todos os canais e a RMSE da OSNR nos gráficos da Figura 45(a). Os resultados desse cenário mostram que a modelagem é semelhante ao caso em que o amplificador tem um desempenho ruim no tilt, em que apenas a máscara plana não é suficiente e que, ao utilizar os outros conjuntos, há uma queda no erro absoluto da OSNR de aproximadamente 2,5 e 1,5 dB na RMSE na saída da cascata. Os erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal são mostrados nos gráficos da Figura 45(b). Esses gráficos também mostram que há um ganho significativo na precisão ao longo de toda a cascata ao utilizar o método desenvolvido neste trabalho. A queda do erro é de 3, 2,3 e 2 dB no tilt, ripple e RMSE

Figura 44 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de amplificadores híbridos com sinal equalizado no lançamento ($Tilt_{In}=0dB$). A perda do span foi configurado para 16 dB.



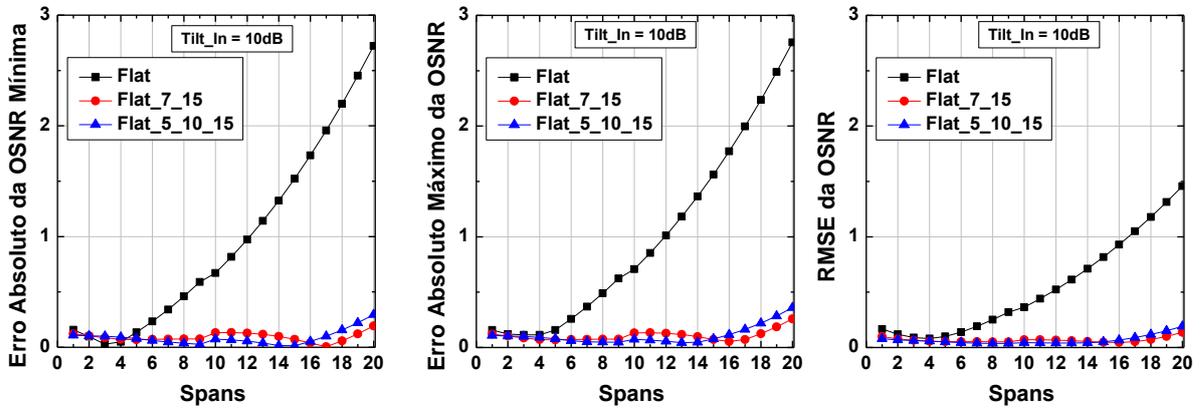
Fonte: O Autor (2020).

da potência do sinal, respectivamente, na saída da cascata.

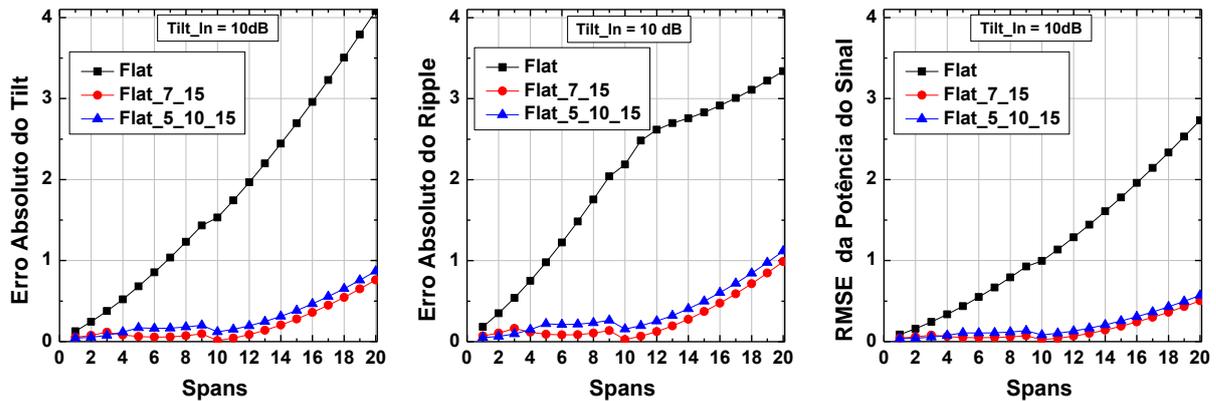
As Figuras 46(a), 46(b) e 46(c) mostram os resultados das simulações no Optisystem para a OSNR mínima, o tilt e o ripple acumulados em função do número de EDFAs de dois estágios, respectivamente. Assim como no cenário com amplificadores híbridos, são apresentados apenas os resultados para a ACOP MaxGain. Para os testes, foram utilizados sinais com pré-ênfase linear na potência de 10 dB ($Tilt_{In}=10dB$) no lançamento com potência total de -4 dBm, antes do amplificador booster. Os testes com sinais equalizados utilizando esse amplificador foram mostrados na seção 5.2. A perda por span foi configurada para 20 dB. Observa-se, a partir dos resultados, que, quando o sinal é lançado com um tilt de 10 dB, a OSNR mínima, o tilt e ripple acumulados são de 10,5 dB, 21,5 dB e 22 dB, respectivamente, na saída da cascata com 20 EDFAs.

A Figura 47 mostra os erros relativos à modelagem da OSNR e da potência do sinal quando ao sinal transmitido foi aplicado um tilt de 10 dB. São mostrados o erro na estimativa da OSNR mínima, o erro máximo da OSNR de todos os canais e a RMSE da OSNR nos gráficos

Figura 45 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de amplificadores híbridos com sinal com tilt de 10 dB no lançamento (Tilt_In=10dB). A perda do span foi configurado para 16 dB.



(a)



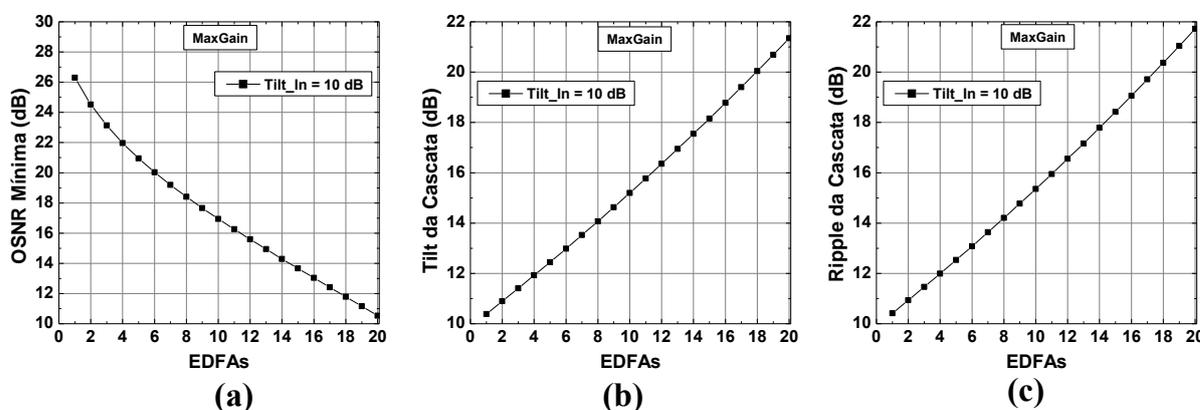
(b)

Fonte: O Autor (2020).

da Figura 47(a). Assim como no cenário com a cascata de híbridos, os resultados mostram que a modelagem é semelhante ao caso em que o amplificador tem um desempenho ruim no tilt, em que apenas a máscara plana não é suficiente. Ao utilizar os outros conjuntos, há uma queda bem significativa no erro absoluto da OSNR de aproximadamente 4 dB e 2,2 dB na RMSE na saída da cascata. Os erros na estimativa do tilt, do ripple e a RMSE da potência do sinal são mostrados nos gráficos da Figura 47(b). Esses gráficos também mostram que o ganho na precisão é muito expressivo ao longo de toda a cascata ao utilizar o método desenvolvido neste trabalho. A queda do erro é de aproximadamente 8, 9 e 5 dB no tilt, ripple e RMSE da potência do sinal, respectivamente, na saída da cascata.

Nos cenários mostrados nesta seção, em que é aplicado um tilt ao sinal no lançamento, os resultados mostram que, mesmo o amplificador tendo resposta com baixo tilt e ripple, pode haver casos em que a modelagem com máscara plana erre demasiadamente, sendo necessário outra forma de modelar. O método de modelagem com máscaras não planas desenvolvido modelou

Figura 46 – Resultados da simulação em software comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Tilt e (c) o Ripple utilizando a ACOP MaxGain. Nesses testes, foram utilizados EDFAs de 2 estágios. A perda do span foi configurada para 20 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB (Tilt_In=10dB).



Fonte: O Autor (2020).

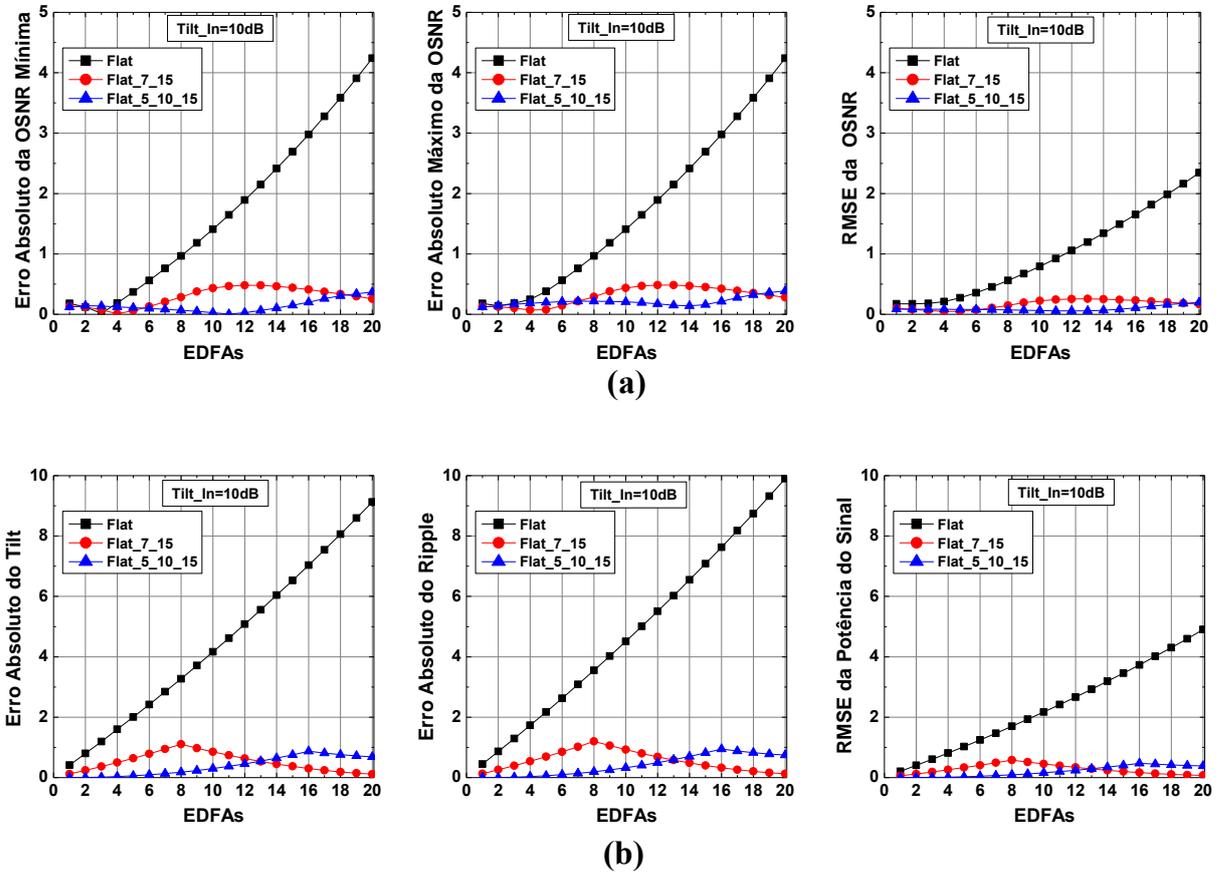
com razoável precisão em todos os cenários, com erros muito próximos a zero em muitos casos. Novamente, o conjunto com 5 máscaras (*Flat_7_15*), teve o melhor custo-benefício, pois modela com igual ou semelhante precisão dos conjuntos com mais máscaras.

5.4 RESULTADOS COM AMPLIFICADOR COMERCIAL

Nesta seção, são apresentados os resultados da modelagem de cascatas com um amplificador EDFA de 1 estágio comercial. O objetivo é verificar se a modelagem com máscaras obtidas experimentalmente repete o padrão verificado até então com máscaras não planas obtidas por meio de caracterizações em ambiente de simulação. Como já foi detalhado na seção 4.2, o EDFA comercial utilizado é um dispositivo da empresa PADTEC e foi caracterizado na estrutura experimental mostrada na Figura 28. Foram obtidas as máscaras de -15 a 15 dB, com passos de 1 dB. As máscaras de potência para entrada plana desse EDFA está mostrada na Figura 48. A faixa de ganho varia de 18 a 26 dB, com potência total de saída entre 5 e 18 dBm. Esse amplificador foi projetado para ter uma resposta plana em toda faixa de ganho. Isso é possível graças a um VOA que controla a potência de entrada, de forma a manter sempre o mesmo ganho interno (chamado de ganho nominal). Com o ganho nominal constante, o perfil espectral se mantém o mesmo, independentemente do ganho alvo desejado. No caso desse EDFA, o ganho nominal é de 26 dB. Se por exemplo, for configurado um ganho de 18 dB, o VOA atenua o sinal de entrada em 8 dB. Se o ganho alvo desejado for 26 dB, o VOA é zerado. Isso causa um impacto negativo na figura de ruído, como pode ser observado na Figura 48(a), mas mantém um perfil de ganho plano para toda a faixa de operação, como mostram as Figuras 48(b) e 48(c), para o ripple e o tilt, respectivamente.

Nesse caso, não foi possível implementar o EDFA em ambiente de simulação, como

Figura 47 – Erros da modelagem relativos à (a) OSNR e à (b) potência do sinal para uma cascata de EDFAs de 2 estágios com sinal com tilt de 10 dB no lançamento ($Tilt_{In}=10dB$). A perda do span foi configurado para 20 dB.

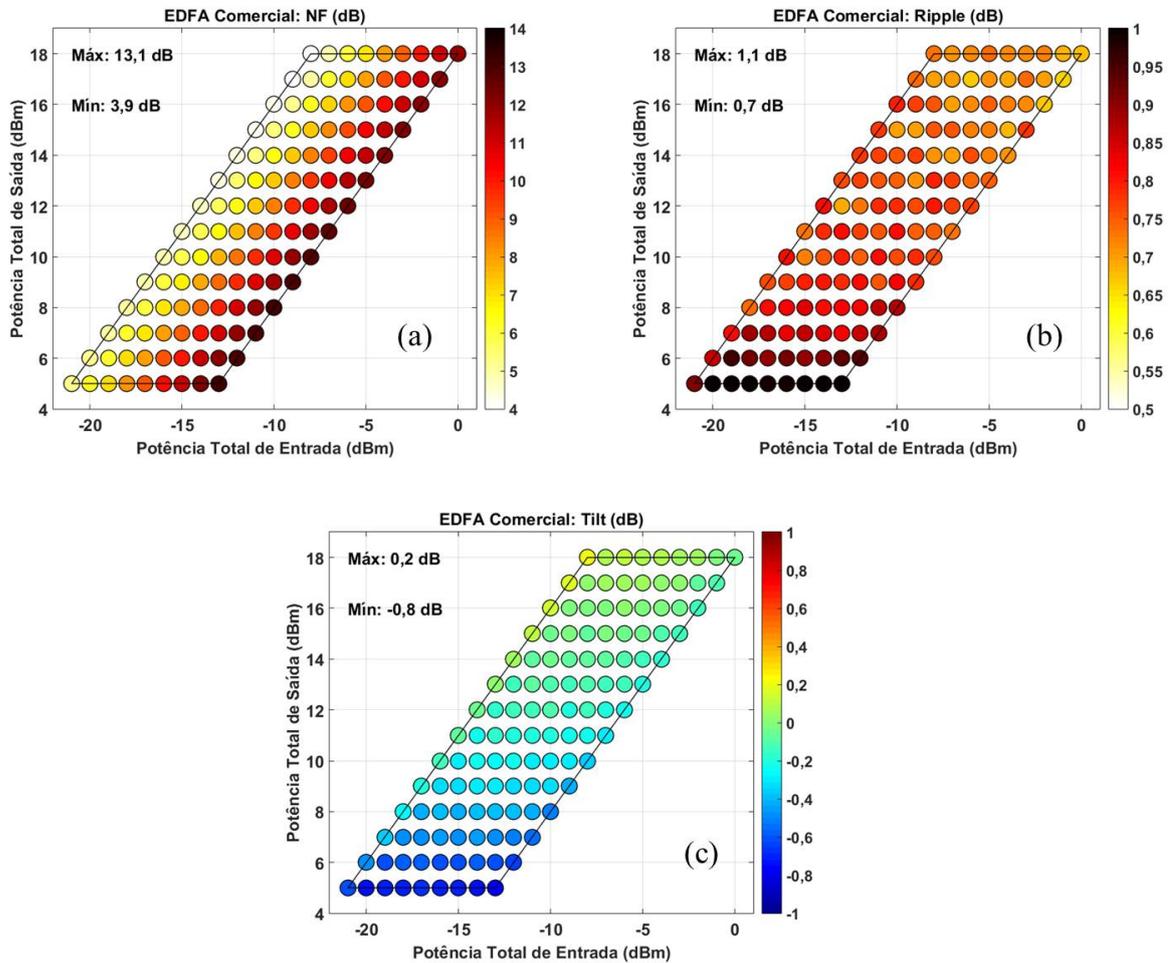


Fonte: O Autor (2020).

no caso dos três tipos de amplificador utilizados até agora. Por ser comercial, o acesso à arquitetura interna do amplificador é restrito, de forma que não foi possível obter dados como o comprimento e tipo da fibra dopada com érbio, lasers de bombeio, perdas dos dispositivos utilizados etc. Também não foi possível fazer um experimento, até o momento, com esse tipo de amplificador em cascata ou em anel de recirculação que emula uma cascata. Assim, não foi possível compara a modelagem com máscaras com simulações ou experimentos. Mas, como foi observado nos resultados anteriores, há uma diferença de precisão entre a modelagem com a máscara plana e com um conjunto de não planas. Muitas vezes, essa diferença é grande, com grande imprecisão da modelagem com a máscara plana. E, em todas às vezes, as modelagens utilizando os conjuntos com 5 e com 7 máscaras tiveram melhor ou igual precisão do que utilizar apenas a máscara plana. Isso significa que, com o código desenvolvido em Matlab e as máscaras obtidas experimentalmente, é possível modelar uma cascata e verificar se há diferenças nas modelagens com dados experimentais e se são semelhantes aos casos já apresentados.

Assim, foram modeladas cascatas do mesmo modo feito até agora, mas utilizando as máscaras experimentais do EDFA comercial. Foram analisados cenários com sinais equalizados

Figura 48 – Máscaras de potência para figura de ruído (a), Ripple (b) e o Tilt do amplificador EDFA comercial utilizado.

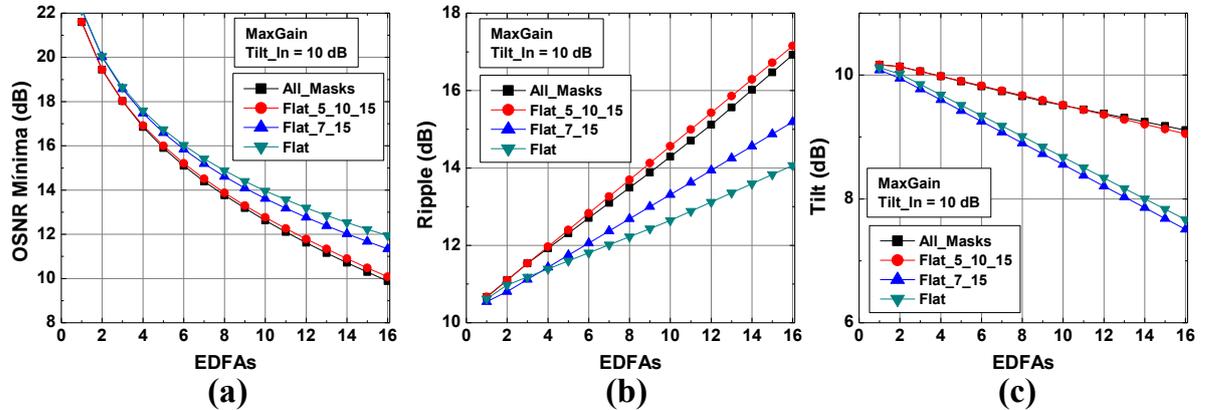


Fonte: O Autor (2020).

e com tilt no lançamento, com potência total de lançamento variada e diferentes ACOPs para escolha de pontos de operação. Porém, aqui são apresentados apenas alguns resultados, que mostram que pode haver cenários em que é necessário uma modelagem mais sofisticada. Outros cenários não mostrados apresentam, qualitativamente, os mesmos resultados, o que leva às mesmas conclusões. Por exemplo, foi verificado que, quando o sinal no lançamento é plano, a modelagem com a máscara plana modela de forma igual ou muito semelhante aos outros conjunto de máscaras, pois esse EDFA possui um bom desempenho no tilt, de forma que o tilt acumulado é baixo. Isso já foi verificado anteriormente com o EDFA de dois estágios. Resta saber o comportamento da modelagem na presença de alto tilt acumulado.

A Figura 49 mostra os resultados das modelagens da OSNR mínima, do ripple e do tilt quando ao sinal transmitido foi aplicado um tilt de 10 dB. A perda no span foi configurada para 18 dB e a potência total de lançamento, antes do amplificador booster, foi configurada em 0 dBm. Para escolha dos pontos de operação do EDFA, foi utilizada a LossComp. Os resultados das modelagens para a OSNR mínima, Figura 49(a), mostram que há uma razoável diferença, que vai

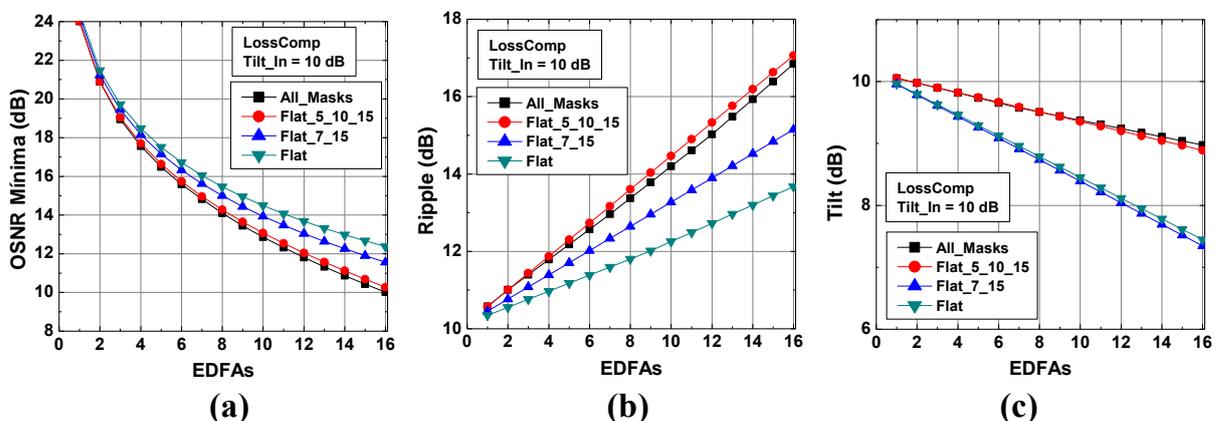
Figura 49 – Resultados da modelagem do EDFA comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Ripple e (c) o Tilt utilizando a ACOP LossComp. Nesses testes, a perda do span foi configurada para 18 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB ($Tilt_{In}=10dB$) com potência total de 0 dBm, antes do booster.



Fonte: O Autor (2020).

crecendo ao longo da cascata, entre a máscara plana e os conjuntos *All_Masks* e *Flat_5_10_15*, chegando a mais de 2 dB após 16 EDFAs. Se for considerado, baseado nos resultados anteriores, que *All_Masks* e *Flat_5_10_15* têm a melhor precisão, a máscara plana superestima a OSNR mínima, com um erro considerável. Nesse caso, o conjunto *Flat_7_15* não se mostrou ser o melhor custo-benefício, como nos casos anteriores, e também superestima a OSNR mínima em aproximadamente 2 dB, após 16 EDFAs. Nas modelagens para o valor do Ripple acumulado na cascata, Figura 49(b), os resultados também mostram que há uma grande diferença, que vai crescendo ao longo da cascata, entre a máscara plana e os conjuntos *All_Masks* e *Flat_5_10_15*,

Figura 50 – Resultados da modelagem do EDFA comercial para a (a) OSNR Mínima, (b) o Ripple e (c) o Tilt utilizando a ACOP MaxGain. Nesses testes, a perda do span foi configurada para 18 dB. Foram transmitidos sinais com pré-ênfase de 10 dB ($Tilt_{In}=10dB$) com potência total de -10 dBm, antes do booster.



Fonte: O Autor (2020).

chegando a subestimar o ripple em mais de 3 dB após 16 EDFAs. Para o valor do tilt acumulado, Figura 49(c), os resultados também mostram que há uma diferença, que vai crescendo ao longo da cascata, com a máscara plana e o conjunto *Flat_7_10_15* chegando a subestimar o tilt em quase 2 dB após 16 EDFAs.

A Figura 50 mostra os resultados das modelagens da OSNR mínima, do ripple e do tilt quando ao sinal transmitido foi aplicada uma pré-ênfase linear de 10 dB. A perda no span foi configurada para 18 dB e a potência total de lançamento, antes do amplificador booster, foi configurada em -10 dBm. Para escolha dos pontos de operação do EDFA, foi utilizada a MaxGain. Esses resultados são qualitativamente iguais, e quantitativamente semelhantes, ao caso anterior, com a máscara plana e o conjunto *Flat_7_10_15* superestimando a OSNR mínima e subestimando o ripple e o tilt acumulados.

6 APLICAÇÃO: OTIMIZAÇÃO DO TILT E OSNR

Neste capítulo, é apresentada uma possível aplicação do método de modelagem com máscaras não planas junto com um algoritmo multiobjetivo para otimizar tanto a OSNR mínima quanto o tilt acumulado na saída de cascata de amplificadores. Na seção 6.1, é mostrado o comportamento da OSNR na saída de uma cascata de EDFAs quando uma pré-ênfase é aplicada ao sinal transmitido com o objetivo de diminuir o tilt acumulado. A seção 6.2 mostra a otimização da OSNR mínima e do tilt acumulado configurando tanto a pré-ênfase quanto os pontos de operação dos amplificadores por meio da modelagem com máscaras não planas e algoritmo multiobjetivo.

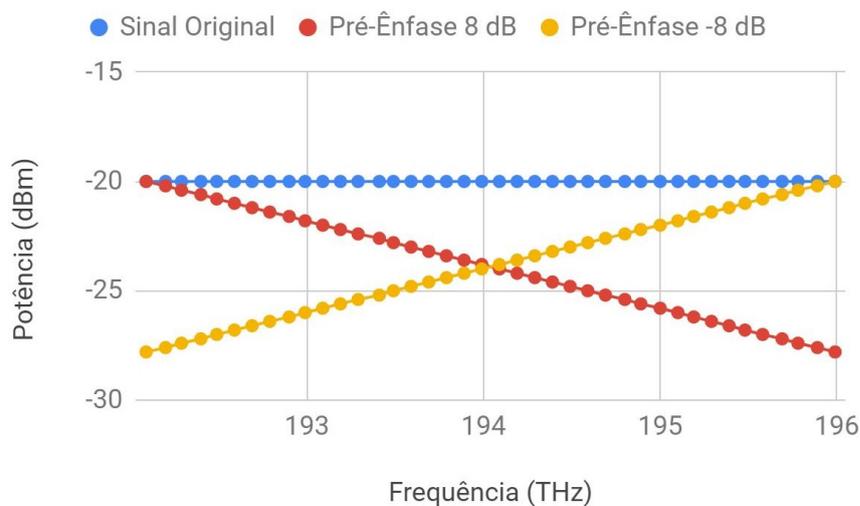
6.1 IMPACTO DA PRÉ-ÊNFASE PARA COMPENSAÇÃO DO TILT

O objetivo desta atividade é avaliar como a utilização de pré-ênfase pode contribuir na minimização do tilt de saída. Além disso, também serão obtidos resultados utilizando modelagem com máscaras de potência e avaliar a precisão das estimativas em comparação com os resultados da simulação. Espera-se com esta avaliação responder perguntas tais como: será que um tilt de 5 dB na saída pode se corrigido com uma entrada com 5 dB de tilt no sentido oposto? Em que cenários utilizar apenas a pré-ênfase é suficiente?

6.1.1 Configuração das Simulações

As simulações foram realizadas no software OptiSystem 13.1. A transmissão foi feita com um sinal com 40 canais 16-QAM (192,1 a 196 THz) com 100 GHz de espaçamento. O sinal na entrada do primeiro amplificador é considerado livre de ruído. O setup utilizado foi o mesmo ilustrado na Figura 31, na seção 5.1. Foram utilizadas cascatas com até 20 amplificadores EDFAs de um estágio mostrado na seção 2.4 com máscaras de potência mostradas na Figura 20. A pré-ênfase altera o sinal que entra no primeiro amplificador, ou seja, considera-se que na prática essa pré-ênfase seria implementada no WSS de saída de um determinado nó óptico. Como o WSS só é capaz de diminuir a potência dos canais, a pré-ênfase sempre manterá a potência de um dos canais da extremidade, e decrementará a potência dos canais restantes de acordo com a distância do canal para o canal da extremidade, e proporcionalmente ao tilt desejado e ao número de canais. Se, por exemplo, a pré-ênfase for definida como 8 dB, significa que o sinal de menor frequência terá sua potência mantida e que cada canal com frequência maior que a mínima tem sua potência decrementada de 0,2 dB (8/40) em relação ao canal vizinho de menor frequência. Caso a pré-ênfase fosse de -8 dB, o canal com maior frequência manteria sua potência e a diminuição de 0,2 dB aconteceria da maior para a menor frequência, como ilustrado na Figura 51.

Figura 51 – Ilustração de como a pré-ênfase é aplicada a um sinal com 40 canais.



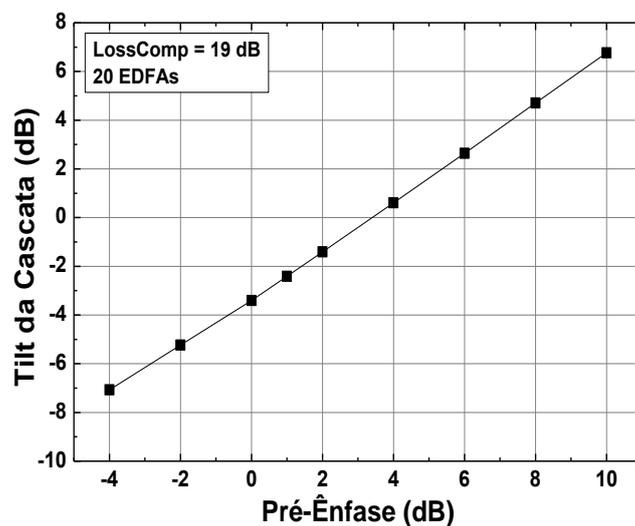
Fonte: O Autor (2020).

Para a escolha do ponto de operação, foi utilizada a compensação de perdas (LossComp) em três cenários de perdas por span. Foram escolhidos cenários que apresentam três comportamentos extremos do amplificador: baixo tilt, alto tilt com inclinação positiva e alto tilt com inclinação negativa, considerando a mesma potência total de saída (16 dBm). No primeiro cenário, a perda e o ganho são configurados para 19 dB, e o EDFA possui baixo tilt. No segundo cenário, a perda e o ganho são configurados para 14 dB, e o EDFA possui alto tilt com inclinação positiva. No terceiro, o EDFA possui alto tilt com inclinação negativa, com perda e ganho de 24 dB.

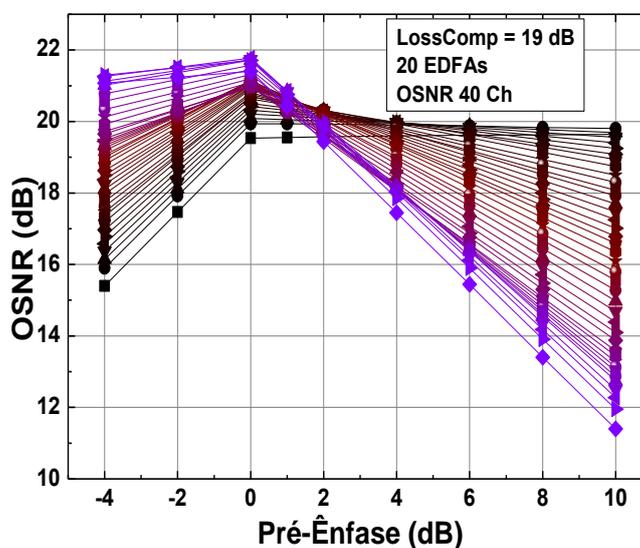
6.1.2 Resultados e Discussões

A Figura 52 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR dos 40 canais em função da pré-ênfase para o cenário com perda do span e ganho do amplificador de 19 dB. O resultado da Figura 52(a) mostra que com pré-ênfase 0 dB (sem pré-ênfase) o tilt na saída da cascata é -4 dB e que com pré-ênfase 4 dB o tilt na saída se aproxima de zero. Além disso, é possível observar uma dependência linear entre o valor de pré-ênfase e do tilt na saída da cascata. Já na Figura 52(b), os resultados mostram que os valores de OSNR variam com a pré-ênfase de uma forma diferente do valor de tilt da cascata. Nesse gráfico, a OSNR dos 40 canais é representada por uma curva, em que a de cor preta é associada ao canal 192,1 THz e, passando pela cor vermelha (da mais escura a mais clara) à medida em que a frequência sobe, terminado na curva roxa mais clara, associada ao canal 196 THz. No caso específico da OSNR mínima, é possível identificar que o seu valor ótimo acontece quando a pré-ênfase está entre 0 e 2 dB. Portanto, para o ponto aqui considerado, uma pré-ênfase de 2 dB seria a melhor escolha, pois em comparação com o caso sem pré-ênfase existe uma diminuição do tilt de saída e uma manutenção da OSNR mínima, com um menor desvio da OSNR dos canais.

Figura 52 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 20 EDFAs em função da pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 19 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 19 dB, compensando as perdas do span. No gráfico da OSNR, a curva roxa clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a preta é associada à do primeiro canal (192,1 THz).



(a)

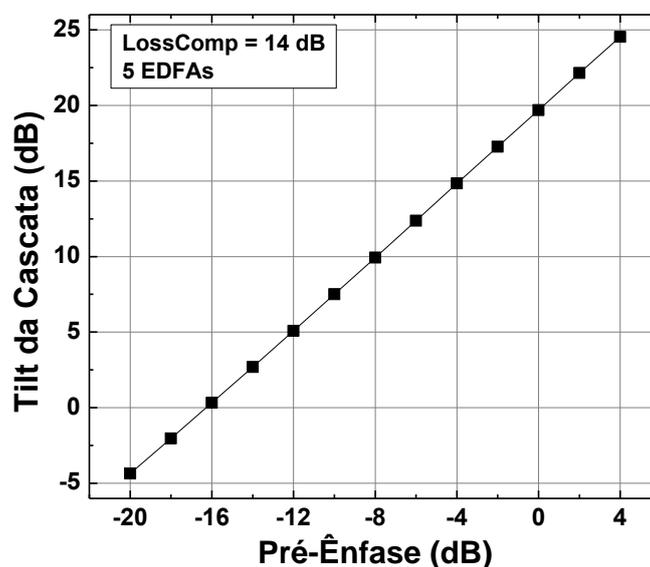


(b)

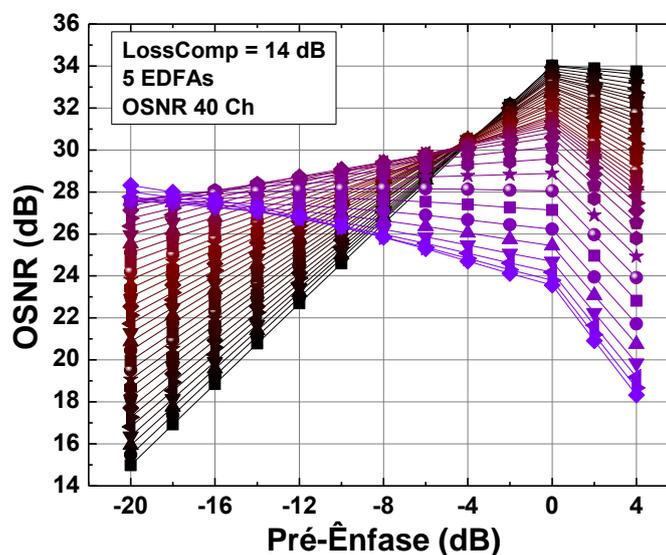
Fonte: O Autor (2020).

A Figura 53 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR dos 40 canais em função do valor definido para a pré-ênfase para o cenário com perda do span e ganho do amplificador de 14 dB. Na Figura 53(a) percebe-se que no cenário sem pré-ênfase o tilt na saída da cascata é de 20 dB, e que é possível zerar este valor com uma pré-ênfase de -16 dB. Diferentemente do cenário apresentado no caso anterior, aqui não existe um ajuste direto do tilt na saída pela

Figura 53 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 5 EDFAs em função da pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 14 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 14 dB, compensando as perdas do span. No gráfico da OSNR, a curva mais clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a mais escura é associada à do primeiro canal (192,1 THz).



(a)



(b)

Fonte: O Autor (2020).

pré-ênfase, ou seja, uma pré-ênfase de -20 dB não zera o tilt na saída. Porém, uma pré-ênfase de -20 dB representa uma diminuição de aproximadamente 14 dB no valor absoluto do tilt na saída da cascata, mostrando uma relação linear mas com coeficiente angular diferente de 1. Na Figura 53(b) percebe-se um padrão semelhante ao da Figura 52(b), de que a OSNR mínima

alcança um valor ótimo à medida que a pré-ênfase varia. Neste caso, o valor ótimo (26 dB) acontece com uma pré-ênfase de -8 dB, por outro lado, neste caso o tilt na saída é de 10 dB. É possível identificar neste caso uma relação de compromisso entre minimizar o tilt na saída e não prejudicar a OSNR, visto que as soluções que minimizam o tilt causam uma degradação da OSNR, tendo na solução que zera o tilt na saída uma degradação de 5 dB na OSNR mínima.

A Figura 54 apresenta os valores de tilt da cascata e de OSNR em função do valor definido para a pré-ênfase para o cenário com perda do span e ganho do amplificador de 24 dB. Nos resultados apresentados na Figura 54(a) observa-se uma relação similar à identificada na Figura 53(a), de que a solução que zera o tilt na saída não define a pré-ênfase (aproximadamente 23 dB) para um valor que é igual ao valor absoluto do tilt na saída do caso sem pré-ênfase (aproximadamente -20 dB). Porém, com uma pré-ênfase de 20 dB alcança-se uma diminuição de aproximadamente 17 dB no tilt da saída. A Figura 54(b) mostra resultados similares aos mostrados na Figura 53(b), nos quais a diminuição do tilt acarreta em uma diminuição da OSNR mínima. Neste caso, alcançar o mínimo tilt na saída (pré-ênfase de aproximadamente 23 dB) implicaria em um decréscimo de 13 dB na OSNR mínima, o que pode ser bastante prejudicial para o bom desempenho do enlace.

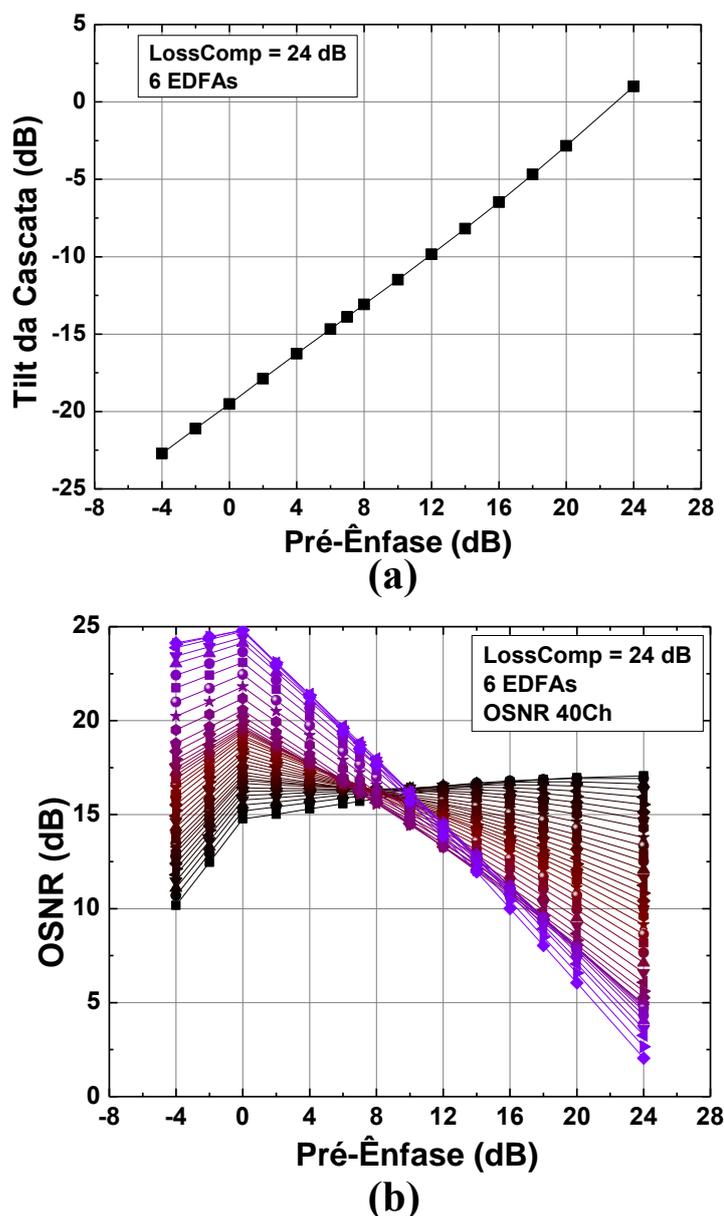
Considerando os três casos analisados, é possível perceber que nem sempre a melhor correção do tilt na saída se dá quando a pré-ênfase tiver o mesmo valor do tilt na saída do caso sem pré-ênfase. Contudo, percebe-se que uma pré-ênfase no sentido inverso e com valor absoluto igual (ou próximo) ao do tilt na saída sem pré-ênfase causará uma diminuição significativa no tilt na saída. Percebe-se também que utilizar a pré-ênfase para minimizar o tilt geralmente acarreta em uma diminuição da OSNR mínima. Portanto, para que haja uma minimização do tilt na saída de uma cascata, sem que exista uma diminuição na OSNR, é necessário utilizar uma estratégia que considere ambos objetivos (maximizar a OSNR mínima e minimizar o tilt na saída do enlace).

6.2 UTILIZAÇÃO DE MÁSCARAS E MOO PARA OTIMIZAÇÃO

Uma outra forma de minimizar o tilt na saída de uma cascata de amplificadores é por meio das escolhas dos pontos de operação dos amplificadores. Visto que o amplificador pode operar em um conjunto de pontos, uma escolha que privilegie pontos que não aumentem (ou aumentem pouco) o tilt do sinal poderá contribuir para uma minimização do tilt na saída da cascata. Se a escolha dos pontos de operação for feita localmente (pelo amplificador) será possível garantir que o amplificador está em um ponto de operação que minimize o impacto do tilt, dado o cenário que o amplificador anterior definiu (potência de entrada). Porém, se a escolha for feita de forma global, será possível definir de forma conjunta os pontos de operação de todos os amplificadores da cascata, possibilitando assim encontrar soluções mais eficientes quanto à minimização do tilt.

Diante disso, resolveu-se utilizar a definição global dos ganhos (pontos de operação) dos amplificadores em uma cascata por meio de um algoritmo de otimização multi-objetivo

Figura 54 – Resultados das simulações do (a) Tilt e (b) OSNR dos 40 canais na saída de uma cascata de 6 EDFAs em função da pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. A legenda “LossComp = 24 dB” refere-se ao cenário em que todos os EDFAs foram configurados para o ponto de operação com ganho de 24 dB, compensando as perdas do span. No gráfico da OSNR, a curva mais clara indica a OSNR do último canal (196 THz) e a mais escura é associada à do primeiro canal (192,1 THz).



Fonte: O Autor (2020).

(MOO - *Multiobjective Optimization*), já que os objetivos de otimização podem ser conflitantes. A escolha de um algoritmo MOO deu-se pela relação de conflito entre a minimização do tilt e a manutenção da OSNR que foi identificada nos resultados da seção 6.1. Além disso, pretende-se considerar, também, a pré-ênfase na otimização. Espera-se que o impacto positivo de utilizar a pré-ênfase (minimização do tilt na saída) colabore para melhorar a qualidade das soluções,

enquanto que seu impacto negativo (deterioração da OSNR) seja compensado pela escolha dos pontos de operação dos amplificadores.

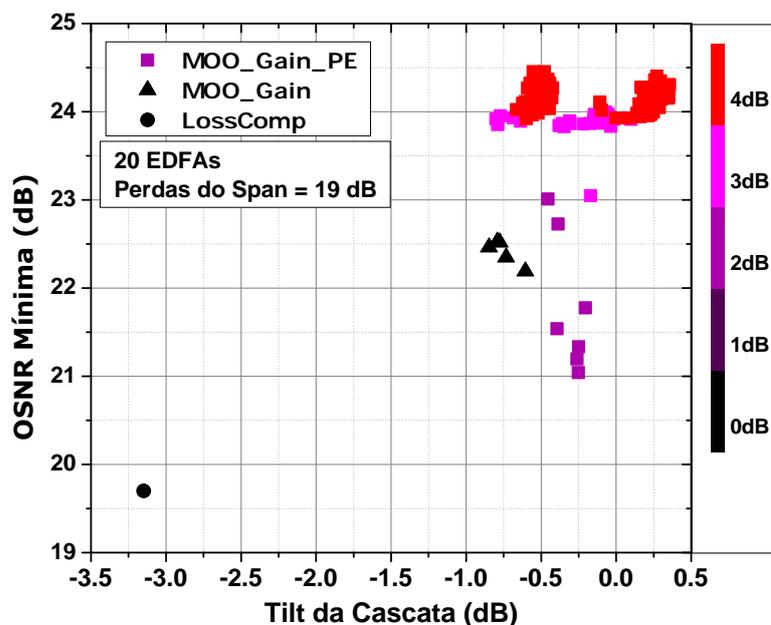
Nesse caso, o método de modelagem desenvolvido neste trabalho, com máscaras não planas, pode ser utilizado junto com o algoritmo de otimização, por ser mais preciso, o que assegura a escolha das melhores soluções pelo MOO, e por ser simples, o que torna rápida a resposta do MOO.

6.2.1 Configuração das Simulações

Foi utilizado o algoritmo NSGAI (*Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II*) para a realização da otimização, uma vez que é um algoritmo amplamente utilizado na literatura para otimização em problemas de engenharia. O espaço de busca do algoritmo são os valores de ganhos possíveis para o amplificador EDFA de um estágio, que variam entre 14 e 24 dB. Esta variação será com uma granularidade de 1 dB. Dessa forma, a otimização se resumirá a um problema combinatório no qual 20 variáveis inteiras (ganhos dos vinte amplificadores), que podem variar de 14 a 24 dB, deverão ser escolhidas de forma a minimizar o tilt na saída da cascata e maximizar a mínima OSNR. Quando a pré-ênfase for considerada na otimização, uma nova variável inteira é adicionada ao problema. Essa variável poderá ter valores que variam entre -20 e 20 dB (1dB de granularidade). Serão considerados dois cenários: 1) a potência total na entrada do primeiro amplificador é 3 dBm e a perda do enlace é 19 dB; 2) a potência total na entrada do primeiro amplificador é 4 dBm e a perda do enlace é 20 dB.

Esses dois cenários foram escolhidos por duas razões, basicamente. A primeira delas é que, quando os amplificadores são configurados para operar na compensação de perdas dos spans (LossComp), esses pontos de operação estarão localizados em uma região de baixo tilt, o que gera bons resultados em termos de OSNR e tilt acumulado em uma cascata. E, uma vez que o otimizador pode retornar melhores resultados nesse cenário, em outros cenários o aumento na OSNR e diminuição do tilt podem ser ainda maiores. A segunda razão é que os pontos de operação no cenário de compensação de perdas se encontram no meio da máscara de potência, o que permite maior excursão pelos pontos de operação e maior liberdade para a atuação do otimizador. Ao final de sua execução, o NSGA-II retorna um conjunto de soluções que mostra as melhores possibilidades de configuração de ganho dos amplificadores dada a relação de conflito (frente de Pareto). Para a modelagem, foi utilizado o conjunto com as máscaras plana, ± 4 dB, ± 8 dB e ± 12 dB. Essas máscaras eram as que estavam disponíveis na época desses testes e também estão bem distribuídas, considerando uma restrição de tilt máximo acumulado de 20 dB. Algumas das melhores soluções retornadas foram simuladas no Optisystem para efeito de validação. Para essas simulações foi considerado um sinal com 40 canais 16-QAM (192,1 a 196 THz) com 100 GHz de espaçamento. O sinal na entrada do primeiro amplificador é considerado livre de ruído.

Figura 55 – Resultados do otimizador para OSNR mínima vs. Tilt de uma cascata de 20 EDFAs com perdas dos spans de 19 dB. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. O triângulo é o resultado retornado pelo otimizador atuando apenas nos pontos de operação dos EDFAs, sem pré-ênfase. O quadrado é o resultado retornado pelo otimizador atuando tanto nos pontos de operação dos EDFAs quanto na pré-ênfase.



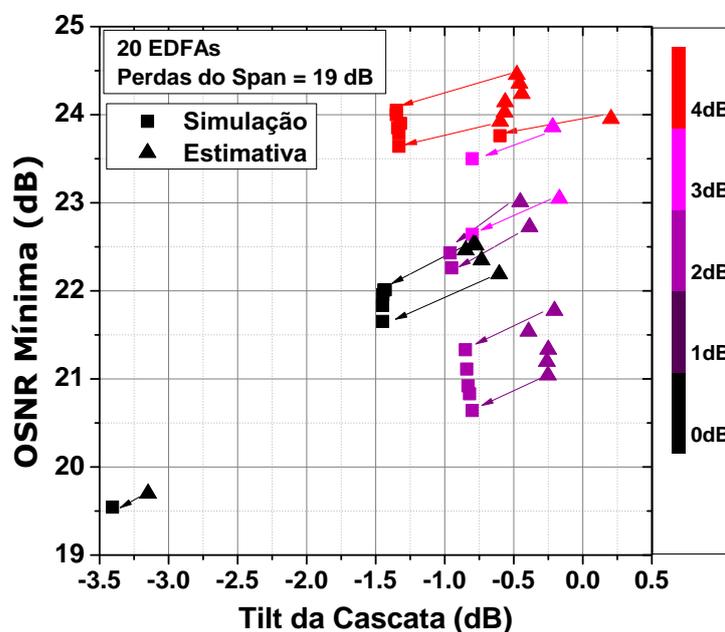
Fonte: O Autor (2020).

6.2.2 Resultados e Discussões

A Figura 55 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR mínima retornados pelas soluções encontradas pela técnica MOO quando essa não considera pré-ênfase (*MOO_Gain*) (triângulo cheio) e quando considera, além do ganho, a pré-ênfase (*MOO_Gain_PE*) (quadrado cheio). Também está mostrado o resultado da técnica LossComp (círculo cheio). A barra de cores lateral e as cores nos símbolos indicam a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor. Percebe-se que os resultados do algoritmo MOO são superiores à estratégia tradicional que define, localmente, os ganhos para compensar as perdas. Existe, no mínimo, um ganho de 1 dB na OSNR e uma diminuição maior que 2 dB no tilt da saída ao se comparar estas duas técnicas. Outro ponto importante a se destacar é a melhora na qualidade das soluções ao se considerar a pré-ênfase na otimização (*MOO_Gain_PE*). Percebe-se uma diminuição no tilt na saída e um aumento da OSNR mínima ao se comparar o MOO sem pré-ênfase e com pré-ênfase. É possível encontrar, com a *MOO_Gain_PE*, soluções com tilt de saída de 0 dB e OSNR mínima de 24 dB ao se definir a pré-ênfase como 4 dB.

A Figura 56 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR mínima estimados pela modelagem com máscaras e simulados no Optisystem. Percebe-se que existe um erro entre a estimativa utilizando máscaras de potência e a simulação. Este erro é maior na estimativa do tilt,

Figura 56 – Comparação da simulação no Optisystem (quadrado) com estimativas utilizando máscaras de potência (triângulo) de alguns dos resultados mostrados na Figura 55. As setas relacionam as soluções correspondentes. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor.



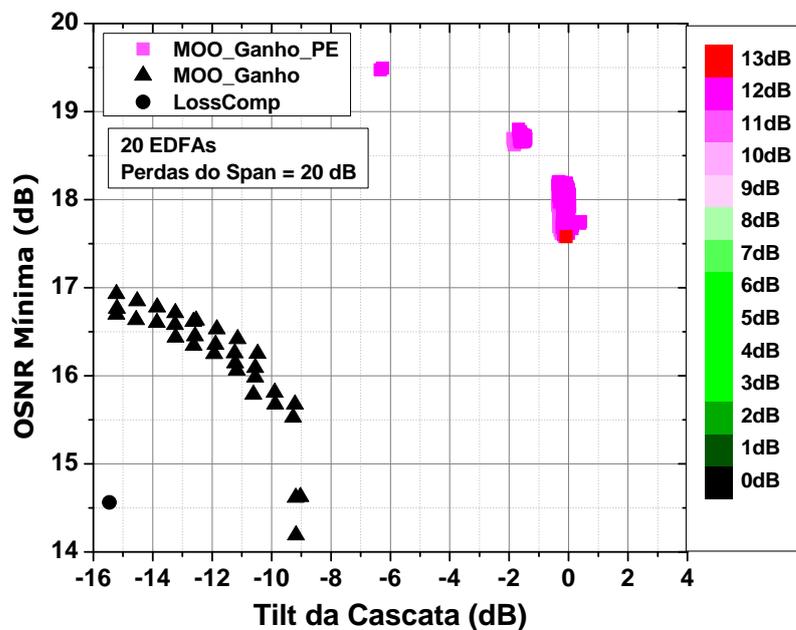
Fonte: O Autor (2020)

chegando próximo a 1 dB de diferença, sendo o tilt da simulação no Optisystem sempre maior, em valor absoluto, do que o estimado com máscaras de potência. Já na estimativa da OSNR, a diferença não ultrapassa 0,5 dB, sendo a OSNR simulada sempre menor do que a estimada.

A Figura 57 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR mínima retornados pelas soluções encontradas pela técnica MOO quando essa não considera pré-ênfase (*MOO_Gain*) e quando considera pré-ênfase (*MOO_Gain_PE*), além do resultado da LossComp, para o cenário com perdas de 20 dB por span. Esses resultados mostram que, mais uma vez, a técnica MOO retorna melhores resultados do que a compensação de perdas. Quando não há melhora no tilt da cascata, há um aumento de aproximadamente 2,5 dB na OSNR mínima. Considerando todas as soluções, é possível alcançar com a MOO, alterando o ganho e a pré-ênfase, uma diminuição de até 16 dB no tilt ou um aumento de até 5 dB na OSNR mínima. Nesse cenário, a utilização da pré-ênfase também contribuiu para a minimização do tilt e a maximização da OSNR. Foi possível zerar o tilt ao se utilizar uma pré-ênfase de 11 ou 12 dB, e com uma mínima OSNR em torno de 18 dB.

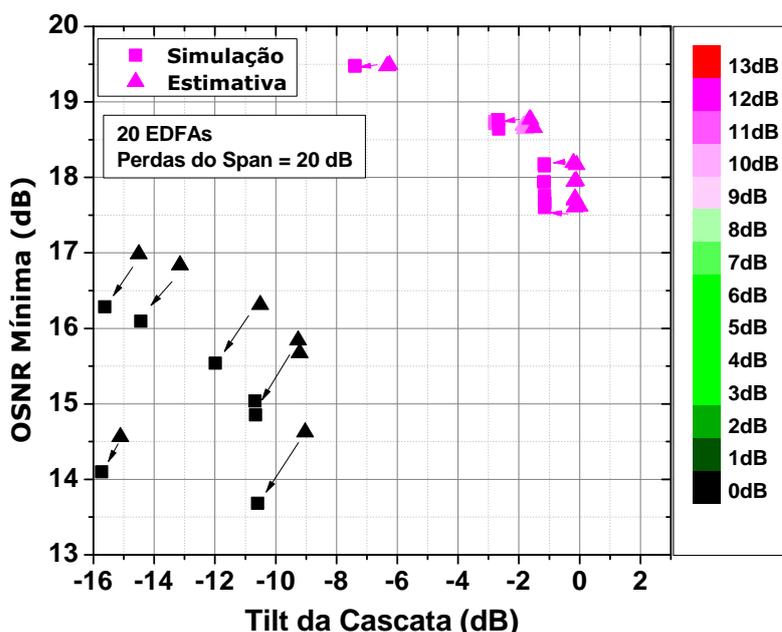
A Figura 58 apresenta os valores de tilt da cascata e da OSNR mínima estimados pela modelagem com máscaras e simulados no OptiSystem. Os resultados da simulação no Optisystem possuem maior tilt, em valor absoluto, e menor OSNR quando comparados com o valor estimado com as máscaras. A maior diferença de tilt é 2 dB enquanto que a maior diferença de OSNR é 1 dB. Vale destacar que nos casos com pré-ênfase a diferença de OSNR praticamente não existe e

Figura 57 – Resultados do otimizador para OSNR mínima vs. Tilt de uma cascata de 20 EDFAs com perdas dos spans de 20 dB. O triângulo é o resultado retornado pelo otimizador atuando apenas nos pontos de operação dos EDFAs, sem pré-ênfase. O quadrado é o resultado retornado pelo otimizador atuando tanto nos pontos de operação dos EDFAs quanto na pré-ênfase. A barra de cores lateral indica a pré-ênfase aplicada na saída do transmissor.



Fonte: O Autor (2020).

Figura 58 – Comparação da simulação no Optisystem (quadrado) com estimativas utilizando máscaras de potência (triângulo) de alguns dos resultados mostrados na Figura 57. As setas relacionam os cenários correspondentes.



Fonte: O Autor (2020).

que a diferença de tilt está em torno de 1 dB.

Os resultados aqui apresentados mostram que ao aplicar a modelagem com máscaras não planas junto com uma técnica global por meio de um MOO é possível encontrar soluções com desempenho superior à técnica tradicional (local) que define os ganhos dos amplificadores para compensar as perdas. Além disso, ficou evidente que a consideração da pré-ênfase no processo de otimização contribui para uma melhora na qualidade das soluções. Ademais, foi possível mensurar o erro entre os valores de tilt e mínima OSNR considerados pela técnica MOO (estimados com máscaras) e os valores dessas métricas quando o cenário é simulado no Optisystem. Em todos os casos, foi observado que as estimativas feitas com as máscaras subestimam os valores da OSNR mínima e superestimam, em valor absoluto, os valores do tilt em relação a simulação com o Optisystem. A diferença máxima foi de 2 dB na estimativa do tilt e 1 dB na estimativa da OSNR mínima. Vale ressaltar que, para soluções com OSNR mínima maior que 17 dB, a diferença máxima não ultrapassou 1 dB nas estimativas do tilt e 0,1 dB nas estimativas da OSNR mínima.

7 CONCLUSÕES

Nesta tese, foi apresentado um método para modelagem da propagação da potência do sinal e do ruído em uma cascata de amplificadores ópticos utilizando máscaras de potência caracterizadas com entradas não planas. Esse método mostrou-se necessário devido à imprecisão da modelagem que utiliza apenas a máscara plana em cenários em que o tilt acumulado do sinal na cascata é alto. Foi proposta uma forma de caracterização de amplificadores para obtenção de máscaras com sinais de entrada com tilt para representar as respostas dos amplificadores em cascata, onde os sinais de entrada podem estar distorcidos. Também foi desenvolvido o método para escolha da máscara a ser utilizada para a modelagem, dado um conjunto de máscaras disponíveis, com base no tilt da potência do sinal estimado na entrada de cada amplificador da cascata.

O método de modelagem proposto foi testado em diversos cenários de cascata de amplificadores em enlaces ópticos. Foram utilizados: sinais ópticos (equalizados e com pré-ênfase) com diferentes potências de lançamento, enlaces com comprimentos de fibra SMF-28 variados e diferentes tipos de amplificadores ópticos. Para a escolha dos pontos de operação dos amplificadores foram utilizadas as técnicas ACOPs MaxGain, AdGC, AsHB e LossComp. Os resultados das modelagens foram comparados com os da simulação em software comercial, que foram utilizados como referência.

Com os resultados obtidos, foi possível observar que modelagens que utilizam poucas informações dos amplificadores, como considerar que há uma única figura de ruído para todos os pontos de operação e desconsiderar o tilt, pode levar a erros grosseiros na estimativa da potência do sinal e da OSNR. Há um ganho considerável na precisão dessas estimativas, se for utilizados dados de figura de ruído e ganho por canal por ponto de operação do amplificador, com máscaras de potência obtidas das caracterizações. Mas foi visto que, como na caracterização tradicional o sinal na entrada é equalizado, as máscaras planas podem não estimar corretamente as repostas de amplificadores a sinais distorcidos, como quando estão no meio de uma cascata. Então, para cenários em que o tilt da potência do sinal é alto, a modelagem apenas com máscaras planas não levou a estimativas corretas, com erros consideráveis na OSNR e maiores ainda na potência dos canais. Mesmo nos casos em que o amplificador tem bom desempenho no tilt do ganho, como o EDFA de dois estágios e o híbrido Raman/EDFA, modelar apenas com a máscara plana levou a erros grandes quando o sinal óptico já distorcido, seja por uma pré-ênfase na transmissão ou remanescente de outros enlaces, passa por uma cascata com esses amplificadores.

Já com a modelagem desenvolvida neste trabalho, as estimativas da potência do sinal e da OSNR dos canais tiveram uma precisão razoável em todos os cenários observados, com erros que, no geral, não ultrapassaram 0,5 dB, tanto em cascatas com poucos como em cascatas com muitos amplificadores. Pode-se notar também que a modelagem com máscaras não planas é tão ou até mais precisa do que a modelagem com apenas a plana nos cenários com baixo tilt

acumulado, mas com a grande vantagem de ter bom desempenho nos cenários em que esse tilt é alto, onde a máscara plana pode errar demasiadamente.

O contraponto da modelagem com conjuntos de máscaras, em relação à máscara plana, é a necessidade de muitas caracterizações de amplificadores, considerando sinais de entrada com diferentes valores de tilt. Porém, foi observado que com os conjuntos com 7 e com 5 máscaras distribuídas uniformemente dentre todas as disponíveis, a modelagem teve praticamente a mesma precisão do conjunto com todas as máscaras. Isso reduz significativamente a quantidade necessária de caracterizações de amplificadores para uma boa modelagem.

Na modelagem com máscaras do amplificador comercial obtidas experimentalmente, foi observado que pode haver diferenças relevantes nas estimativas da OSNR, do tilt e do ripple entre a modelagem com a máscara plana e não planas. Novamente aqui, o ganho na precisão das estimativas em um cenário com alto tilt acumulado foi considerável e, se for considerado que a modelagem com máscaras não planas é a mais precisa, corrobora com os resultados com os amplificadores simulados. Porém, como não houve, até então, uma forma de comparar as modelagens do amplificador comercial em cascata com simulações e nem com experimentos, isso é uma suposição.

Diante do que foi exposto, é possível afirmar que o método de modelagem desenvolvido tem o potencial de ser aplicado em ferramentas de planejamento de redes ópticas atuando na modelagem de uma parte da camada física, mais precisamente em cascata de amplificadores ópticos, assegurando boa precisão na estimativa de parâmetros da QoT e escolha correta de amplificadores a ser utilizados e seus respectivos pontos de operação. E também pode-se afirmar que este trabalho contribui para o cenário de comunicação de dados como um todo, já que as comunicações ópticas são o principal meio de transmissão utilizado para suprir a crescente demanda global por esse tipo de comunicação.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Apesar das contribuições realizadas nesta tese, mais testes ainda são necessários para enriquecer mais o trabalho. Esses testes estão relacionados com experimentos em ambiente real de amplificadores comercial em cascata para comparação com as modelagens. Também são necessários testes com diferentes números de canais carregados, com diferentes distribuições na banda utilizada. Outro trabalho importante é fazer a modelagem com máscaras não plana em conjunto com modelos analíticos para estimativa de ruído não linear. Esse último trabalho pode deixar mais evidente a necessidade da modelagem com máscaras não planas devido aos erros grandes na estimativa da potência do sinal na modelagem com a máscara plana.

Diante disso, algumas sugestões para trabalhos futuros decorrentes desta tese são:

1. Realização de testes experimentais de transmissão de sinais em cascata de amplificadores ou em anel de recirculação para comparação com modelagens com máscara não planas;

2. Análise do desempenho da modelagem com máscaras não planas considerando diferentes quantidades e distribuições de canais ativos na banda utilizada;
3. Estudo de distribuição não uniforme para escolha de um conjunto com a quantidade mínima de máscaras não planas que modele com precisão;
4. Utilizar modelagem com máscaras não planas em conjunto com modelos analíticos de previsão de ruído não linear para estimar a taxa de erro de bits (BER);
5. Criação de máscaras de potência não planas com não linearidades em cada ponto de operação, dessa forma os efeitos não-lineares se tornariam uma das variáveis de decisão no processo das técnicas ACOPs.

REFERÊNCIAS

- AGRAWAL, G. P. *Nonlinear fiber optics*. [S.l.]: Academic press, 2007. Citado na página 31.
- AGRAWAL, G. P. Optical fibers. *Fiber-Optic Communication Systems, Fourth Edition*, John Wiley & Sons, Inc., p. 24–78, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 47.
- AGRAWAL, G. P. *Fiber-optic communication systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 222. Citado na página 16.
- AGRELL, E. et al. Roadmap of optical communications. *Journal of Optics*, IOP Publishing, v. 18, n. 6, p. 063002, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 16 e 19.
- BAKAR, M. A. et al. Variable gain-flattened l-band erbium-doped fiber amplifier. *Laser Physics*, Springer, v. 21, n. 9, p. 1638–1644, 2011. Citado na página 41.
- BARBOZA, E. A. *Amplificadores ópticos autônomos: desenvolvimento e análise de técnicas*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 49, 51, 52 e 65.
- BARBOZA, E. A. et al. Local and global approaches for the adaptive control of a cascade of amplifiers. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 33, n. 2, p. 194–207, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 20, 48 e 51.
- BARBOZA, E. A.; BASTOS-FILHO, C. J.; MARTINS-FILHO, J. F. Adaptive control of optical amplifier operating point using voa and multi-objective optimization. *J. Lightwave Technol.*, OSA, v. 37, n. 16, p. 3994–4000, Aug 2019. Citado na página 20.
- BARBOZA, E. A. et al. Amplifier adaptive control of operating point considering non-linear interference. *IEEE Photonics Technology Letters*, v. 30, n. 6, p. 573–576, 2018. Citado na página 20.
- BASTOS-FILHO, C. J. A. *Amplificadores ópticos para sistemas de Comunicação multicanais de alta Capacidade*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 2005. Citado na página 18.
- BECKER, P. M.; OLSSON, A. A.; SIMPSON, J. R. *Erbium-doped fiber amplifiers: fundamentals and technology*. [S.l.]: Academic press, 1999. Citado 4 vezes nas páginas 25, 28, 29 e 47.
- BHAUMIK, P. et al. Software-defined optical networks (sdons): a survey. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 28, n. 1, p. 4–18, 2014. Citado na página 19.
- BOUTEILLER, J.-C. et al. Dual-order raman pump. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 212–214, 2003. Citado na página 38.
- BROMAGE, J. Raman amplification for fiber communications systems. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 79–93, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 32, 35 e 36.
- CARENA, A. et al. Egn model of non-linear fiber propagation. *Opt. Express*, OSA, v. 22, n. 13, p. 16335–16362, Jun 2014. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-22-13-16335>>. Citado na página 48.

- CISCO. The zettabyte era: Trends and analysis. white paper, 2016. Citado na página 46.
- COWLE, G. J. Challenges and opportunities for optical amplifiers in metro optical networks. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. *OPTO*. [S.l.], 2010. p. 76210B–76210B. Citado na página 44.
- DAS, S.; PARULKAR, G.; MCKEOWN, N. Why openflow/sdn can succeed where gmpls failed. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *European Conference and Exhibition on Optical Communication*. [S.l.], 2012. p. Tu–1. Citado na página 19.
- DESURVIRE, E. *Erbium-doped fiber amplifiers: principles and applications*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 16, 24 e 25.
- FEI, Y. et al. Estimating edfa output power with an efficient numerical modeling framework. In: IEEE. *Communications (ICC), 2015 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 5222–5227. Citado 3 vezes nas páginas 20, 21 e 53.
- HANSEN, P. et al. Capacity upgrades of transmission systems by raman amplification. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 262–264, 1997. Citado na página 31.
- HEADLEY, C.; AGRAWAL, G. *Raman amplification in fiber optical communication systems*. [S.l.]: Academic Press, 2005. Citado 9 vezes nas páginas 17, 24, 31, 32, 33, 34, 36, 37 e 38.
- KEISER, G. *Comunicações por Fibras Ópticas-4*. [S.l.]: AMGH Editora, 2014. Citado na página 17.
- KILPER, D. C.; PEYGHAMBARIAN, N. Changing evolution of optical communication systems at the network edges. *Applied optics*, Optical Society of America, v. 59, n. 22, p. G209–G218, 2020. Citado na página 16.
- KOESTER, C. J.; SNITZER, E. Amplification in a fiber laser. *Applied Optics*, Optical Society of America, v. 3, n. 10, p. 1182–1186, 1964. Citado na página 24.
- MARTINS-FILHO, J. F. *Aplicações do espalhamento Raman estimulado em fibras ópticas*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife, PE, 1991. Citado na página 31.
- MASUDA, H. et al. Review of wideband hybrid amplifiers. *OFC 2000 Tech. Dig*, p. 2–4, 2000. Citado na página 24.
- MOLLENAUER, L.; GORDON, J.; ISLAM, M. Soliton propagation in long fibers with periodically compensated loss. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 157–173, 1986. Citado na página 31.
- MOURA, U. C. et al. Caracterizador automatizado de máscara de potência de amplificadores ópticos para redes wdm reconfiguráveis. In: *XXX Brazilian Symposium on Telecommunication, Brasilia, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2012. Citado 4 vezes nas páginas 20, 44, 45 e 46.
- MOURA, U. C. de et al. Edfa adaptive gain control effect analysis over an amplifier cascade in a dwdm optical system. In: IEEE. *2013 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*. [S.l.], 2013. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 20, 50 e 51.

- NIELSEN, T. et al. 1.6 tb/s (40×40 gb/s) transmission over 4×100 km nonzero-dispersion fiber using hybrid raman/erbiumdoped inline amplifiers. In: *Proc. Europ. Conf. Optical Communications*. [S.l.: s.n.], 1999. Citado na página 31.
- OLIVEIRA, J. *Amplificador óptico híbrido Raman/EDFA com controle automático de ganho para redes DWDM reconfiguráveis*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos, SP, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 43.
- OLIVEIRA, J. et al. Demonstration of edfa cognitive gain control via gmpls for mixed modulation formats in heterogeneous optical networks. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2013. p. OW1H-2. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 49.
- OLIVEIRA, J. R. et al. Hybrid distributed raman/edfa amplifier with hybrid automatic gain control for reconfigurable wdm optical networks. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, SciELO Brasil, v. 12, n. 2, p. 602–616, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 24, 40, 41 e 42.
- PAL, M. et al. Study of gain flatness for multi-channel amplification in single stage edfa for wdm applications. *Optical and Quantum Electronics*, Springer, v. 39, n. 14, p. 1231–1243, 2007. Citado na página 40.
- PEIRIS, S. et al. Engineering an extended gain bandwidth hybrid raman—optical parametric amplifier for next generation cwdm pon. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 32, n. 5, p. 939–946, 2014. Citado na página 39.
- POGGIOLINI, P. et al. Analytical and experimental results on system maximum reach increase through symbol rate optimization. *Journal of Lightwave Technology*, v. 34, n. 8, p. 1872–1885, April 2016. ISSN 0733-8724. Citado na página 48.
- POOLE, S. et al. Fabrication and characterization of low-loss optical fibers containing rare-earth ions. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 4, n. 7, p. 870–876, 1986. Citado na página 24.
- RAMASWAMI, R.; SIVARAJAN, K.; SASAKI, G. *Optical networks: a practical perspective*. [S.l.]: Morgan Kaufmann, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 28.
- REICHMANN, K. C. et al. 240-km cwdm transmission using cascaded soa raman hybrid amplifiers with 70-nm bandwidth. *IEEE photonics technology letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 18, n. 1-4, p. 328–330, 2006. Citado na página 39.
- ROTTWITT, K.; STENTZ, A. Raman amplification in lightwave communication systems. *Optical Fiber Telecom*, v. 4, p. 213–257, 2002. Citado na página 36.
- SAKAMOTO, T. et al. Hybrid fiber amplifiers consisting of cascaded tdfa and edfa for wdm signals. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 24, n. 6, p. 2287–2295, 2006. Citado na página 39.
- SARGENT, R. B. Recent advances in thin film filters. In: OPTICAL SOCIETY OF AMERICA. *Optical Fiber Communication Conference*. [S.l.], 2004. p. TuD6. Citado na página 28.
- SILVA, M. da et al. Impacto da planicidade espectral do ganho na avaliação da osnr em cascata de edfas. In: *Momag 2018*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5. Citado 4 vezes nas páginas 17, 21, 46 e 53.

SILVA, R. C.; MARTINS-FILHO, J. F.; BASTOS-FILHO, C. J. An adaptive–alternative restoration algorithm for optical networks. *Photonic Network Communications*, Springer, v. 35, n. 1, p. 35–52, 2018. Citado na página 48.

STOLEN, R.; IPPEN, E. Raman gain in glass optical waveguides. *Applied Physics Letters*, AIP Publishing, v. 22, n. 6, p. 276–278, 1973. Citado na página 31.

TIWARI, U.; RAJAN, K.; THYAGARAJAN, K. Multi-channel gain and noise figure evaluation of raman/edfa hybrid amplifiers. *Optics Communications*, Elsevier, v. 281, n. 6, p. 1593–1597, 2008. Citado na página 24.

TOMKOS, I. et al. Next generation flexible and cognitive heterogeneous optical networks. In: SPRINGER. *The Future Internet Assembly*. [S.l.], 2012. p. 225–236. Citado na página 19.

ZERVAS, G. S.; SIMEONIDOU, D. Cognitive optical networks: Need, requirements and architecture. In: IEEE. *Transparent Optical Networks (ICTON), 2010 12th International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–4. Citado na página 19.

ZYSKIND, J.; SRIVASTAVA, A. *Optically Amplified WDM Networks*. 1st. ed. [S.l.]: Academic Press, 2011. Citado 9 vezes nas páginas 17, 18, 25, 26, 31, 36, 38, 39 e 40.

APÊNDICE A - SUMÁRIO DE PUBLICAÇÕES

PUBLICAÇÕES DO AUTOR DESTA TESE NO PERÍODO DO DOUTORADO

Título: Optical Amplifier Response Estimation Considering Non-Flat Input Signals Characterization based on Artificial Neural Networks

Autores: Erick de Andrade Barboza; Allan Amaro Bezerra Silva; Jose C. Pinheiro Filho; Marcionilo Jose Da Silva; Carmelo J. A. Bastos Filho and Joaquim F. Martins-Filho

Local: Journal of Lightwave Technology (JLT), Sep. 22, 2020.

Resumo: Optical communication systems are facing the challenge to become robust to dynamic operating conditions. One of the major requirements for this regards the ability of optical devices to become autonomous. Another critical issue regards the development of accurate models for the devices to be appropriately used during the planning phase. Optical amplifiers are essential devices for establishing optical communication systems with good quality of transmission. However, Optical amplifiers often include noise and present a non-flat spectral response. As a consequence, simple regression methods are not suitable for modeling amplifier response. The amplifier output signal estimation has been studied in other works. However, all the previous works only use characterization data with a flat input signal power spectrum, which can decrease the accuracy of the previous estimators when the amplifiers are under real-world conditions. In this work, we proposed models based on an artificial neural network to estimate the optical amplifier output signal considering characterization data with non-flat signals. The results show that the previous models, proposed for flat characterization, do not perform well with non-flat data. The results obtained by the new models are promising since they returned a smaller estimation error than the previous models. We observed an error reduction of 12 dB when compared with the previous models under certain circumstances. Moreover, the proposed models are robust even when we use limited non-flat data in the training process.

Título: Investigation of Spectral Tilt and OSNR in Cascade of EDFA with Linear Signal Power Pre-emphasis

Autores: Marcionilo J. da Silva, Erick de A. Barboza, Carmelo J. A. Bastos-Filho, Leonardo D. Coelho, Raul C. Almeida Jr, Daniel R. Chaves, Joaquim F. Martins Filho e José Maranhão Neto

Local: SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Aveiro, Portugal, Nov. 10-14, 2019.

Resumo: This work investigates the relationship between signal spectral tilt and OSNR of channels at the output of an EDFAs cascade as a function of a pre-emphasis in the input. We performed simulations using 40 x 256 Gbits/s PM-16QAM modulated channels and by applying a linear power pre-emphasis in a dB scale on all channels at the transmitter. We implemented the power pre-emphasis using a WSS at the transmitter. The results show that there is an almost linear relationship between the applied pre-emphasis and the signal spectral tilt, but the compensation is not straightforward. The results also show that by minimizing the tilt at the output of the cascade, the minimum OSNR among all channels can be severely penalized due to power attenuation in the pre-emphasis process.

Título: Impact Analysis of the Use of the Power Mask Spectrum Information in the Adaptive Control of Optical Amplifiers

Autores: Erick A Barboza, Marcionilo Jos da Silva, Leonardo Didier Coelho, Carmelo JA Bastos-Filho, Joaquim F Martins-Filho

Local: International Optics and Photonics Conference (SBFoton IOPC), Campinas, Brasil, 2018.

Resumo: One of the significant challenges in the dynamic optical networks is the adaptive control of operating point (ACOP) of optical amplifiers. The ACOP approaches aim to autonomously define the gain of the amplifier after changes in the amplifier input power. The ACOP approaches proposed so far use the amplifier power mask to define the gains. The full power mask has information about gain and noise figure for each channel considered in characterization. However, most of these approaches consider a simplified version of the power mask that stores just the worst ripple and worst noise figure among all channels for each operating point. In this paper, we analyze the impact of using the full power mask, instead of the simplified power mask, in one of the first proposed ACOP approaches. We also used the nonlinear interference model in all analyzed cases to evaluate the impact of the non-linear effects for each operating point. The results show that it is possible to achieve results for the compact power mask that are close to the ones obtained from the full power mask for a cascade of amplifiers. These results suggest that the more straightforward approach using the worst ripple and the worst noise figure among all channels for each operating point can present adequate results if small optical signal-to-noise ratio and ripple penalties are acceptable.

Título: Impacto da Planicidade Espectral do Ganho na Avaliação da OSNR em Cascata de EDFAs

Autores: Marcionilo J. da Silva, Erick de A. Barboza, Carmelo J. A. Bastos-Filho, Leonardo D. Coelho, Raul C. Almeida Jr, Daniel R. Chaves, Danilo R. B. Araújo, André V. Xavier, Joaquim

F. Martins Filho e José Maranhão Neto

Local: Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Eletromagnetismo (MOMAG), Santa Rita do Sapucaí, Brasil, Ago. 12-15, 2018.

Resumo: Este artigo apresenta os resultados e análises da avaliação do impacto que o acúmulo da planicidade espectral do ganho tem na OSNR de canais propagantes em uma cascata de EDFAs e o quanto pode interferir na precisão de estimadores de potência e de modelamentos da OSNR. Para tanto, modelos reais de EDFAs de um e de dois estágios operando em cascata, em pontos de operação com planicidades alta, baixa e nula, foram simulados em uma ferramenta de simulação comercial. A estimação de potência e da OSNR foi implementada com os dados da caracterização para obtenção das máscaras de potência dos EDFAs. Também, para efeito de comparação, foi utilizado um modelamento simples para OSNR, em que a planicidade é desconsiderada. Os resultados mostram que para altos valores de planicidade espectral muitos canais têm a OSNR demasiadamente degradada e que os modelamentos podem não ser adequados para previsão em uma cascata com muitos amplificadores, pois superestimam a OSNR mínima.

Título: Amplifier Adaptive Control of Operating Point Considering Non-Linear Interference

Autores: Erick A. Barboza; Marcionilo J. da Silva; Leonardo D. Coelho; Carmelo J. A. Bastos-Filho; Joaquim F. Martins Filho

Local: IEEE Photonics Technology Letters, Volume 30, Issue 6, Mar. 15, 2018.

Resumo: The adaptive control of operating point (ACOP) of optical amplifiers is a significant challenge in the dynamic optical networks. The ACOP approaches aim to autonomously define the gain of the amplifier after the occurrence of changes in the input power of these devices. These changes are frequent and unpredictable in dynamic optical networks, and they can drive the amplifier to operate adding more noise and increasing the signal distortion. Many approaches have been recently proposed, but they have been assessed in simplified scenarios, e.g., disregarding non-linearities. In this letter, we present a more accurate evaluation of the ACOP approaches by using a Gaussian-noise model for the non-linear interference (NLI). Moreover, we propose modifications in some ACOP approaches to consider NLI in the adaptation process. The results show that approaches which can achieve good results in a more straightforward amplifier noise-based model are very impacted concerning performance issues.

Título: Impact of the fiber type arrangement on bidirectional mixed-fiber optical links

Autores: Marcionilo J. da Silva; Mozart J. Correia-Filho; Leonardo D. Coelho; Joaquim F.

Martins Filho

Local: SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), Águas de Lindóia, Brasil, Ago. 27-30, 2017.

Resumo: In this paper we investigate the impact of the fiber types arrangement on the performance of bidirectional mixed-fiber optical links. It is shown how to compose an optical link given a set of different fiber types in order to optimize the transmission bit error rate (BER). To this aim, a nonlinear interference noise (NLIN) theoretical prediction model was adapted to take into account different fiber types and their positions in the optical link. The analysis was performed considering a coherent wavelength-division multiplexing (WDM) transmission system with no inline dispersion compensation.

Título: Local and Global Approaches for the Adaptive Control of a Cascade of Amplifiers

Autores: Erick A Barboza, Carmelo JA Bastos-Filho, Joaquim F Martins Filho, Marcionilo J da Silva, Leonardo D Coelho, Uiara C de Moura, Juliano RF de Oliveira

Local: Photonic Network Communications (PNC), 2017.

Resumo: In this work we present and analyze three approaches for the adaptive control of the operating point of a cascade of Erbium-doped fiber amplifiers (EDFA), aiming optical networks performance enhancement. The first approach is called Annealing Search Heuristic with Backpropagation and flexible output (AsHB Flex) and uses machine learning concepts to update the amplifiers gains through an iterative process. The second one (Exhaustive Method) uses an exhaustive search to evaluate all possible solutions for the problem and obtain the optimum solution. The last one (MaxGain) is a heuristic method that uses previous knowledge about the problem to obtain the solutions. The amplifier characteristics and specifications were obtained experimentally through measurements of gain, noise figure, gain ripple and power consumption on commercially available EDFAs. We performed comparisons among these approaches and others found in the literature, and the results show that the three proposals outperformed the previous ones in terms of noise figure and gain ripple. For example, in a link with 4 amplifiers the Exhaustive Method achieved a reduction of the cascade noise figure from 10.05 dB to 5.18 dB and a reduction of the gain ripple from 6.02 dB to 4.64 dB, when compared with the traditional approach, which defines the gain to compensate the loss of the previous link. However, the computation time of Exhaustive Method becomes prohibitive as the number of amplifiers in the link increases. Both MaxGain and AsHB flex obtained similar solutions, close to the optimum operation point in a reasonable time.