

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO” CÂMPUS
EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA BACHARELADO EM
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

GUILHERME PUPIN CONACCI

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS COERENTES DIGITAIS DE LONGA
DISTÂNCIA UTILIZANDO O MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO**

SÃO JOÃO DA BOA VISTA
2021

GUILHERME PUPIN CONACCI

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS COERENTES DIGITAIS DE LONGA
DISTÂNCIA UTILIZANDO O MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”
como requisito para obtenção de título de Bacharel em
Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Ivan Artiz Aldaya Garde

SÃO JOÃO DA BOA VISTA
2021

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

| | |
|-------|---|
| C743a | <p>Conacci, Guilherme Pupin</p> <p>Análise de desempenho de sistemas coerentes digitais de longa distância utilizando o modelo de ruído gaussiano / Guilherme Pupin Conacci. -- São João da Boa Vista, 2021</p> <p>52 f. : il., tabs.</p> <p>Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Câmpus Experimental de São João da Boa Vista, São João da Boa Vista</p> <p>1. Ondas eletromagnéticas Transmissão. 2. Códigos corretores de erros (Teoria da informação). 3. Estados coerentes. 4. Detectores ópticos. 5. Modelos matemáticos. I. Título.</p> |
|-------|---|

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Câ Experimental de São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS COERENTES DIGITAIS DE LONGA
DISTÂNCIA UTILIZANDO O MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO**

Aluno: Guilherme Pupin Conacci

Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Banca Examinadora:

- Ivan Aritz Aldaya Garde (Orientador)
- José Augusto de Oliveira (Examinador)
- Rafael Abrantes Penchel (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 48/2018)

GUILHERME PUPIN CONACCI

ANÁLISE DE DESEMPENHO DE SISTEMAS COERENTES DIGITAIS DE LONGA
DISTÂNCIA UTILIZANDO O MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à
Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”
como requisito para obtenção de título de Bacharel em
Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações

Orientador: Prof. Dr. Ivan Artiz Aldaya Garde

Data de aprovação: 10/02/2021

Banca Examinadora

Presidente: Prof. Dr. Ivan Artiz Aldaya Garde – Orientador

Membro: Prof. Dr. José Augusto de Oliveira – Examinador

Membro: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel – Examinador

RESUMO

O uso cada vez mais popular e exigente de redes ópticas pelo mundo por de sistemas com multiplexação por divisão de comprimento de onda (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*) criou a necessidade de sistemas mais robustos e velozes. Para sanar essa necessidade, o uso de sistemas de recepção coerente cresceu e tem sido usado em sistemas com taxas de transmissão maiores que 40 Gbps. Essas altas taxas só são alcançadas através de detecção coerente, devido a necessidade da informação de fase do sinal no receptor, e quando unido a um processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), podem ultrapassar 100 Gbps. Recepção coerente implica que o receptor do sistema consegue extrair informações de fase, frequência e amplitude do sinal recebido, expandindo o leque de formatos de modulação ou modelagem de espectro que o sistema pode usar, a fim de atingir taxas mais altas, e também que muita da, se não toda, dispersão gerada pelo sistema pode ser compensada no processador digital de sinal (DSP) do receptor, simplificando o design da rede, uma vez que não é necessário compensar essa dispersão com fibras ópticas específicas ou outros métodos que modifiquem o sinal. Esse caso específico onde não existe necessidade de compensação de dispersão é chamado de transmissão não-compensada (UT – *Uncompensated Transmissions*). Este trabalho utiliza do conceito de UT junto de um modelo matemático, chamado modelo de ruído gaussiano (GNM – *Gaussian Noise Model*), para calcular algumas métricas de desempenho do sistema, como a relação sinal ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) e a taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*), a fim de analisar o desempenho do sistema em diferentes comprimentos de *span* e do enlace, para enfim validar o uso do modelo e apontar futuras recomendações.

Separar as palavras com ponto

Palavras-chave: Ondas eletromagnéticas. Transmissão. Códigos corretores de erros.

Detectores ópticos. Estados coerentes. Modelos matemáticos.

ABSTRACT

The ever-growing and ever demanding use of optical networks through dense wavelength division multiplexing (DWDM) created a necessity of more robust and fast systems. To remedy this necessity, the use of coherent systems has grown, especially in systems with 40 Gbps bit rate. These high bit rates can only be obtained using coherent detection, due to the need of phase information of the signal, and when used in conjunction with a DSP, bit rates higher than 100 Gbps can be obtained. Coherent reception implies that the system's receptor is able to extract amplitude, frequency and phase information from the received signal, expanding the possibilities when using different modulation formats or spectral modeling, and that a lot of, if not all, the systems dispersion can be equalized by a digital signal processor (DSP) at the reception, which simplifies de network design once it's not necessary to compensate dispersion by using certain types of optical fiber or modifying the signal. This specific case where no compensation is needed throughout the system is called uncompensated transmission (UT). This paper focus on the concept of UT along with a mathematical model, called gaussian noise model (GNM), to calculate some performance metrics, such as signal to noise ratio (SNR) and bit error rate (BER), so to analyze the system's performance when designed with different span and total link lengths. With that information, the author can validate the model's usage and give pointers to future network design.

Separar as palavras com ponto

Keywords: Electromagnetic waves Transmission. Forward error correction. optical detectors. uncompensated transmission. Mathematical models.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 — Ilustração de um sistema de comunicação óptico..... | 11 |
| Figura 2 — Gráfico de perdas na fibra por comprimento de onda | 12 |
| Figura 3 — Aumento no produto BL de 1975 a 2000 | 13 |
| Figura 4 — Diagrama de blocos de um esquema de detecção coerente | 14 |
| Figura 5 — Composição de uma fibra óptica | 16 |
| Figura 6 — Perdas em fibras monomodo conforme o comprimento de onda..... | 18 |
| Figura 7 — Processo de mistura de quatro ondas. (a) entre duas ondas (b) entre três ondas. 21 | |
| Figura 8 — Sistema óptico com uso de amplificadores | 21 |
| Figura 9 — Sistema WDM | 22 |
| Figura 10 — Representação da SNR efetiva em termos da potência transmitida e a distância total de enlace para (a) um <i>span</i> de 25 km, (b) um <i>span</i> de 50 km, (c) um <i>span</i> de 75 km e (d) um <i>span</i> de 100 km. | 30 |
| Figura 11 — Gráfico de relação entre SNR e distância, considerando diferentes tamanho de enlace e <i>span</i> (a). Relação..... | 31 |
| Figura 12 — Gráfico de relação entre SNR e distância, considerando diferentes tamanho de enlace e <i>span</i> | 32 |
| Figura 13 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação QPSK, considerando diferentes tamanho de <i>span</i> | 33 |
| Figura 14 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação 16QAM, considerando diferentes tamanho de <i>span</i> | 34 |
| Figura 15 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação 64QAM, considerando diferentes tamanho de <i>span</i> | 34 |
| Figura 16 — Gráfico da distância máxima de cada sistema em relação ao comprimento do <i>span</i> , tipo de modulação e FEC utilizado. | 36 |

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 — Compilado de gerações de redes ópticas e suas principais características 13

Quadro 2 — Parâmetros da fibra SSMF utilizada na modelagem..... 29

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO..... | 11 |
| 1.1 | INTRODUÇÃO A SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS..... | 11 |
| 1.2 | SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS | 14 |
| 1.3 | CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO..... | 15 |
| 2 | CONCEITOS BÁSICOS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS..... | 16 |
| 2.1 | FIBRAS ÓPTICAS..... | 16 |
| 2.1.1 | Efeitos Lineares em fibras ópticas..... | 17 |
| 2.1.2 | Efeitos não-lineares em fibras ópticas | 19 |
| 2.2 | AMPLIFICAÇÃO..... | 21 |
| 2.3 | SISTEMAS WDM..... | 22 |
| 2.4 | SISTEMAS COERENTES DIGITAIS..... | 23 |
| 3 | MÉTODOS..... | 24 |
| 3.1 | MODELOS PARA SISTEMAS COM ENLACES NÃO COMPENSADOS... | 24 |
| 3.2 | DERIVAÇÃO DO MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO | 24 |
| 3.3 | MÉTRICAS DE QUALIDADE DA TRANSMISSÃO..... | 27 |
| 3.3.1 | Relação Sinal Ruído Óptica..... | 27 |
| 3.3.2 | Relação Sinal Ruído | 28 |
| 3.3.3 | Taxa de Erro de Bit..... | 28 |
| 3.4 | PARÂMETROS PARA ANÁLISE..... | 28 |
| 4 | RESULTADOS E DISCUSSÕES..... | 29 |
| 4.1 | ANÁLISE DA SNR..... | 29 |
| 4.2 | ANÁLISE DA BER..... | 32 |
| 4.3 | DISTÂNCIA MÁXIMA DE TRANSMISSÃO | 35 |
| 5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 38 |
| | REFERÊNCIAS..... | 39 |

1 INTRODUÇÃO

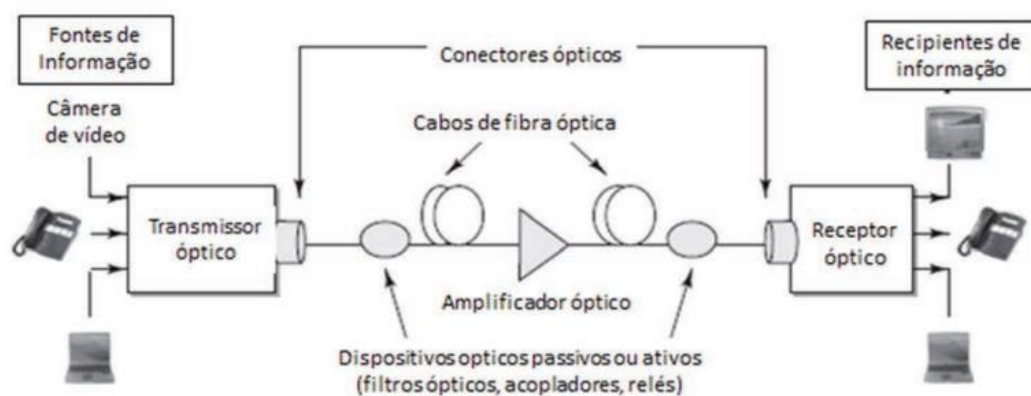
1.1 INTRODUÇÃO A SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Um sistema de comunicação é composto por uma coleção de dispositivos onde a informação é transmitida de um ponto a outro. Esses sistemas são compostos de uma fonte, um meio de transmissão e um receptor que entende essa informação. Esse conceito pode ser estendido para diversos usos, um deles sendo as comunicações ópticas.

A demanda de um sistema que suporte vários clientes utilizando uma enorme quantidade de informação vem crescendo desde o uso comum da Internet. As comunicações ópticas vem como uma ótima solução devido ao produto capacidade comprimento, com a possibilidade de longos enlaces e taxas de transmissão de dados altíssimas.

Um sistema de comunicação óptica consiste basicamente em: um transmissor formado por uma fonte de luz (geralmente um LED ou LASER), um conversor eletro-óptico, um canal de transmissão que pode ser passivo ou ativo (no caso de ter amplificadores ópticos) e um receptor (pode ou não ter um conversor de luz em eletricidade). Na figura 1 é mostrado um diagrama de blocos do sistema.

Figura 1 — Ilustração de um sistema de comunicação óptica



Fonte: (KEISER, 2014)

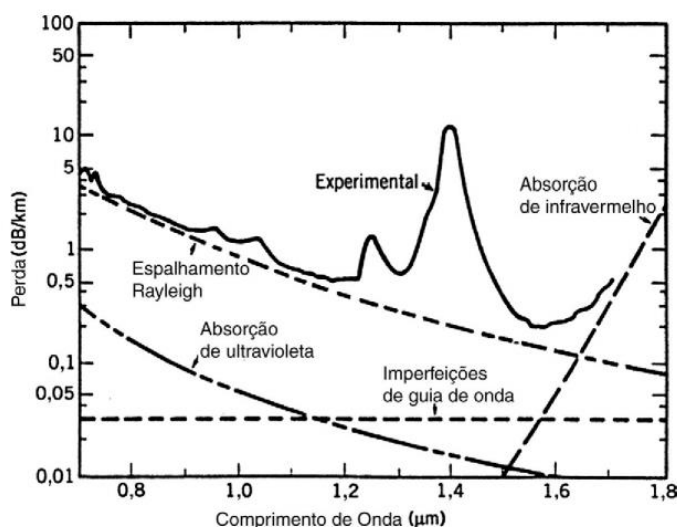
Com a crescente popularidade das comunicações ópticas utilizando fibras ópticas, várias melhorias foram sendo progressivamente implementadas como: tipos diferentes de fibras apresentam menores atenuações e dispersões, diferentes formatos de modulação da luz para maiores taxas ou melhor precisão no receptor, amplificadores de sinal ao longo do enlace, entre

outros. Essas melhorias ditam algumas janelas de tempo que podem ser chamadas de gerações de comunicações ópticas (AGRAWAL, 2014).

A primeira geração, em meados da década de 70, foi marcada pelo uso de LEDs modulados diretamente e operando na faixa de 800 nm, utilizando fibras multimodo. Porém, devido as perdas relativamente grandes na fibra óptica, cerca de 2 dB/km, a taxa de transferência de dados chegou a um máximo de 45 Mb/s e a 10km de distância máxima entre repetidores (AGRAWAL, 2014).

Com avanços na tecnologia, surgiram LASERs semicondutores e fotodetectores que trabalham na faixa dos 1300 nm, onde as fibras de vidro apresentam menores perdas, e a taxa de bits chegou a quase 100 Mb/s em fibras multimodo. Esta segunda geração é marcada pelo desenvolvimento e uso da fibra monomodo, fibras com um núcleo estreito.

Figura 2 — Gráfico de perdas na fibra por comprimento de onda



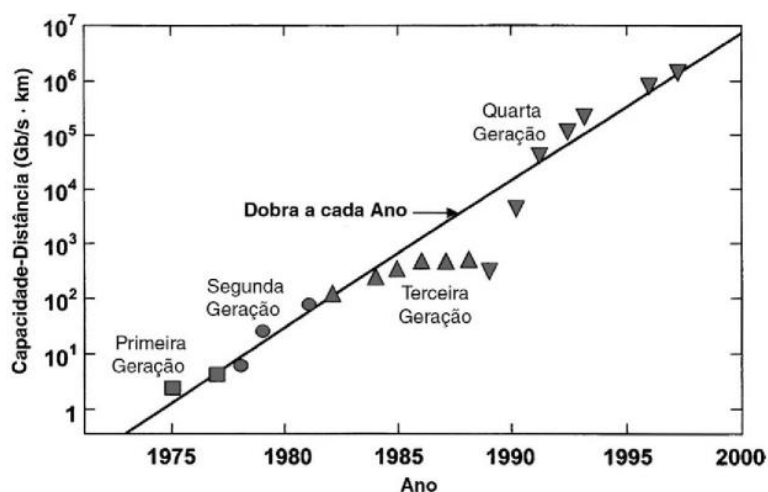
Fonte: (AGRAWAL, 2014)

A terceira geração contava com LASERs de apenas um modo longitudinal trabalhando na faixa de 1550 nm que, apesar de apresentar maior dispersão, contava com perdas menores. Para lidar com o problema da dispersão, fibras compensadoras de dispersão foram usadas, possibilitando taxas de até de 10 Gb/s e enlaces maiores que 100 km.

A quarta geração foi marcada pelo uso de amplificadores a fibras ópticas dopadas de érbio (EDFA - *Erbium Doped Fiber Amplifier*), que possibilitava à amplificação do sinal sem conversão do domínio óptico para o elétrico. Além de compensar as perdas, os EDFAs podem amplificar vários sinais ópticos multiplexados em comprimento de onda (WDM – *Wavelength-Divison Multiplexing*). A técnica WDM permitiu um grande salto na capacidade e taxa de bits

do sistema ao usar diferentes comprimentos de onda, experimentalmente chegando até 10 Tb/s por enlace de fibra. Essa tecnologia permitiu a criação do primeiro sistema puramente óptico submarino que interligava continentes.

Figura 3 — Aumento no produto BL de 1975 a 2000



Fonte: (AGRAWAL, 2014)

A quinta geração, a atual, ainda está em estudo e em constante mutação. Algumas novas tecnologias, como o uso de amplificadores distribuídos (Raman), uso de novos tipos de fibras compensadoras de dispersão e extensão da faixa de comprimentos de onda do WDM, já tem sua marca nas pesquisas e no mercado. Algumas possíveis futuras soluções para otimização de sistemas WDM podem vir do uso de algumas tecnologias experimentais como solitons ópticos e cristais fotônicos. Porém, entre as diferentes tecnologias a utilização de sistemas coerentes é uma das mais consolidadas, sendo já adotada na maioria das implementações de rede de alta capacidade.

Quadro 1 — Compilado de gerações de redes ópticas e suas principais características

| Geração | Data | Taxa de bit | Espaçamento | Comprimento de onda | Tecnologia marcante |
|----------------|------|-----------------------------|-------------|---------------------|---|
| 1 ^a | 1980 | 45 Mb/s | 10 km | 800 nm | Fibras multimodo |
| 2 ^a | 1985 | 100 Mb/s a 1.7 Gb/s | 50 km | 1300 nm | Fibras monomodo |
| 3 ^a | 1990 | 10 Gb/s | 100 km | 1550 nm | LASER monomodo |
| 4 ^a | 1992 | 10 Tb/s | >100 km | 1450 a 1620 nm | EDFA, WDM |
| 5 ^a | 2002 | WDM, até 160 Gb/s por canal | Até 35000km | 1530 a 1570 nm | Raman, DWDM, Fibras secas, Sistemas coerentes |

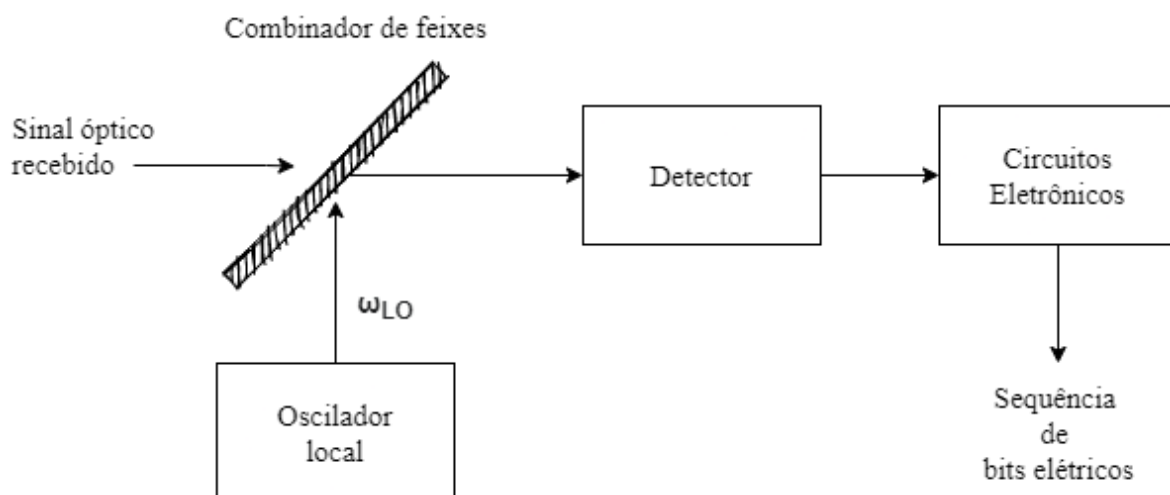
Fonte: Elaborado pelo autor com base em (AGRAWAL, 2014)

1.2 SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES DIGITAIS

Na recepção coerente, existe o processo de misturar o sinal óptico com o sinal de um oscilador local, a fim de gerar uma interferência entre os dois sinais (batimento) que pode ser detectada por um fotodiodo que estima informações de fase, amplitude ou frequência do sinal enviado.

Existem três técnicas para recepção do sinal óptico: homódina, heteródina e intradina. Para recepção homódina, a frequência do oscilador local deve ser a mesma da portadora do sinal e a diferença entre as fases deve ser mantida em zero. Essa imposição de frequência faz com que o sistema seja refém de ruídos e flutuações encontradas na recepção (AGRAWAL, 2014) e a necessidade da diferença de fase aumenta a complexidade na estrutura do receptor (LUZ NETO, 2014). No caso de recepção heteródina, as frequências do oscilador local e da portadora são diferentes, o que exige uma complexidade maior do receptor em relação a receptores homódinos, mas que torna o sistema menos sensível a mudanças no sinal. Já na recepção intradina, as frequências do oscilador local e da portadora não iguais, mas são muito próximas, e, com o uso de um processador digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processor*), pode-se corrigir desvios de frequência e fase (CRUZ, 2016)

Figura 4 — Diagrama de blocos de um esquema de detecção coerente



Fonte: Elaborado pelo autor com base em (AGRAWAL, 2014)

A melhora na sensibilidade do sistema (teoricamente de até 20 dB, se comparada a sistemas de detecção direta) faz com que os enlaces possam ser mais longos, além da arquitetura de receptor coerente flexibilizar o uso de diferentes tipos de modulação pelo transmissor, o que

deu origem a receptores sintonizáveis e flexíveis em sistemas WDM (OLIVEIRA, 2011). Além disso, os DSP que leem a informação digital do sistema podem ser desenvolvidos para diferentes tipos de técnicas de transmissão, aumentando a robustez do sistema como um todo (SILVA, 2013).

O DSP tem um papel fundamental dentro de sistemas coerentes pois, além de compensar o ruído de fase dos lasers, também pode compensar a dispersão cromática (CD – *Chromatic Dispersion*) e dispersão de modo de polarização (PMD – *Polarization mode dispersion*) podem ser compensadas mediante equalização, eliminando a necessidade de fibras compensadoras de dispersão e aumentando o espaçamento entre amplificadores do enlace (AGRAWAL, 2005). A compensação de dispersão via DSP é fundamental para o conceito de sistemas não compensados, que recebem esse nome por não compensarem a dispersão do enlace e será desenvolvido mais a fundo nos próximos capítulos desse trabalho.

Assim, os sistemas não compensados apresentam uma interferência intersimbólica muito maior que em sistemas compensados. Um dos efeitos de esta interferência intersimbólica maior é o aumento de símbolos que interagem entre si por meio de efeito não lineares como a modulação de fase cruzada e a mistura de quatro ondas. Devido a esse grande número de símbolos recebidos, pode-se dizer que existe uma interação aleatória, sendo possível aplicar o Teorema Central do Limite para obter expressões analíticas simples que permitam modelar o desempenho do sistema.

1.3 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho utiliza um modelo matemático, chamado modelo de ruído gaussiano (GNM – *Gaussian noise model*) usado para calcular uma relação sinal ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) efetiva considerando o ruído derivado emissão espontânea (ASE - *Amplified Spontaneous Emission*) e a distorção não linear intercanal do enlace, aplicável a sistemas coerentes, sem compensação em linha e com múltiplos canais WDM. Utilizando esse modelo é possível estimar a capacidade de um sistema em função de diferentes parâmetros, como número de canais WDM, espaçamento entre canais, taxa de transmissão tipo de modulação e tamanho do enlace.

A simulação real pode ser inviável de ser realizada, ou requerer recursos temporais e computacionais proibitivos. O modelo possibilita uma estimativa próxima ao funcionamento real do sistema da simulação através de resoluções numéricas e analíticas (CARENA et al.,

2012). Por meio do modelo, pode-se estimar a taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*) via magnitude do vetor de erro (EVM – *Error vector magnitude*) e analisar a relação sinal ruído elétrica e óptica. Ao longo deste projeto, o autor analisa o efeito de parâmetros como potência transmitida, comprimento do *span* e ordem de modulação no desempenho do sistema. Finalmente, será analisado o alcance do enlace em função do comprimento do *span*, a ordem de modulação e o limiar de FEC adotado.

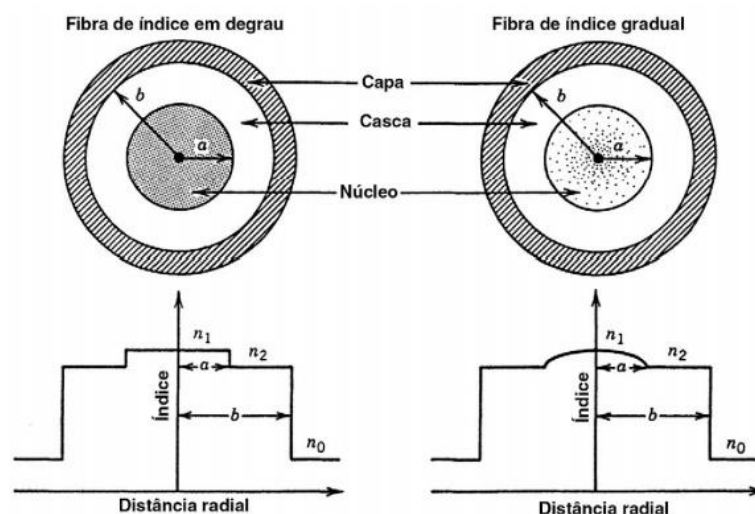
2 CONCEITOS BÁSICOS DE COMUNICAÇÕES ÓPTICAS

Primeiramente é necessário definir conceitos básicos de um sistema de comunicação óptica para depois comentar seus usos no modelo matemático trabalhado.

2.1 FIBRAS ÓPTICAS

Fibras ópticas são guias dielétricos que servem como meio de transmissão da luz em sistemas de comunicação ópticos. Seu núcleo cilíndrico é envolvido de uma casca de nível de refração menor, fazendo com que a luz dentro dele se reflita sucessivamente ao longo da fibra, de forma que a luz possa ser guiada. Podem ser encontradas fibras de índice gradual, onde o índice de refração diminui gradualmente ao se chegar ao centro do núcleo, ou fibras de índice degrau, onde o índice de refração é uniforme em todo o núcleo.

Figura 5 — Composição de uma fibra óptica



Fonte: (AGRAWAL, 2014)

As fibras também podem ser classificadas em função do número de modos suportados, assim uma fibra multimodo tem um diâmetro de núcleo maior que de uma fibra monomodo (50 ou 62,5 μm), suporta diferentes modos de propagação, sendo possível enviar diversos feixes de luz em diferentes ângulos de incidência. Essa abertura a feixes dispersos de luz faz com que as perdas de uma fibra multimodo sejam maiores e que, combinando com uma alta dispersão intermodal, alcançam distâncias menores. Uma fibra monomodo tem um diâmetro de núcleo menor (9 μm , geralmente) e só suporta um modo de propagação, o modo fundamental (AGRAWAL, 2005). A luz se reflete mais concisamente dentro de uma fibra monomodo, possibilitando taxas mais altas de transmissão e alcançando distâncias maiores. Assim, a ampla maioria dos sistemas de comunicações ópticas baseiam-se em fibras monomodo.

2.1.1 Efeitos Lineares em fibras ópticas

Como qualquer outro meio de transmissão, fibras ópticas apresentam limitações e impedimentos que devem ser levados em consideração quando se pensa em projeto de comunicação. Essas limitações incluem perdas e dispersão (efeitos lineares), assim como efeitos não lineares na fibra óptica.

As perdas, ou atenuação, podem ocorrer por absorção do material, devido a imperfeições ao longo da fibra, causando variações de densidade do material, ou devido a curvatura da fibra e as características físicas do guia de onda. Geralmente, são compensadas com um amplificador durante o enlace. A potência de saída de uma fibra de comprimento L é dada por:

$$P_{out} = P_{in}e^{-\alpha L} \quad (1)$$

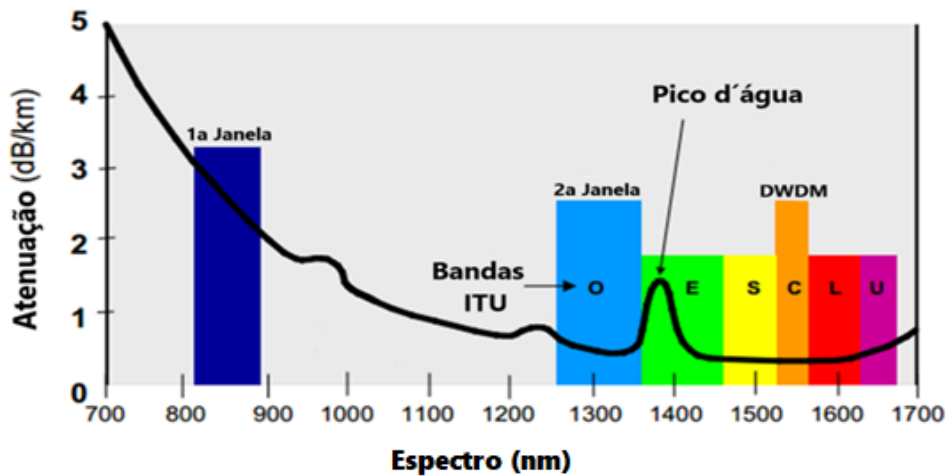
Sendo,

$$\alpha(\text{dB}/\text{km}) = 4.343\alpha. \quad (2)$$

A equação (1) dita a evolução espacial da potência de entrada P_{in} ao longo de uma fibra óptica de comprimento L e de coeficiente de atenuação α , coeficiente esse que considera as contribuições dos diferentes mecanismos de perdas. Devido as perdas lineares do material, definiu-se um comprimento efetivo (da fibra L_{eff}) dado por:

$$L_{eff} = \frac{[1 - e^{(-\alpha L)}]}{\alpha} \quad (3)$$

Figura 6 — Perdas em fibras monomodo conforme o comprimento de onda



Fonte: (SETTI, 2020)

O gráfico da Figura 6 mostra que por volta de 1550 nm existe uma janela onde o coeficiente de atenuação é cerca de 0.2 dB/km. Essa janela é conhecida como Banda C, denominada assim pela ITU-T, e é a banda mais utilizada nos dias de hoje para comunicação óptica de longa distância.

Por outro lado, campos eletromagnéticos que se propagam em guias de onda estão sujeitos a dispersão, causando alongamento temporal da envoltória complexa. Os diferentes modos da onda eletromagnética têm diferentes caminhos ópticos e velocidades, e diferentes atrasos, resultando no alargamento do pulso óptico.

A transmissão eletromagnética em fibras monomodo conta com apenas o modo fundamental, sendo assim, a dispersão intermodal (entre modos) é inexistente. Enquanto a dispersão cromática (ou intramodal), que é o atraso entre as diferentes componentes espectrais do sinal propagado, é causada pela dispersão do material e do guia de onda.

De Agrawal (2005) tem-se que a constante de propagação pode ser expandida em uma série de Taylor:

$$\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1\Delta\omega + \frac{1}{2}\beta_2\Delta\omega^2 + \frac{1}{6}\beta_3\Delta\omega^3 \quad (4)$$

$$\beta(f) = \beta_0 + \beta_1 2\pi(f - f_0) + \frac{1}{2}\beta_2(2\pi(f - f_0))^2 + \frac{1}{6}\beta_3(2\pi(f - f_0))^3 \quad (5)$$

O parâmetro β_2 é conhecido como parâmetro de dispersão de velocidade de grupo (GVD – *Group Velocity Dispersion*) e ele quem determina principalmente o alargamento temporal do pulso óptico após a propagação do mesmo em uma fibra óptica. Esse parâmetro também se

relaciona com o parâmetro de dispersão D , usualmente usado na definição de da dispersão das fibras monomodos:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2. \quad (6)$$

É interessante notar que o parâmetro D depende do comprimento de onda, fazendo com que seu valor seja pequeno em torno de 1300 nm (aproximadamente 1 ps/km-nm). Esse comprimento de onda é conhecido como comprimento de onda de zero dispersão e denominado λ_D . Apesar disso, seu valor é sensível a mudanças pequenas de comprimento de onda, um exemplo disso é o comprimento usual de 1550 nm, onde $D = 16$ ps/km-nm.

2.1.2 Efeitos não-lineares em fibras ópticas

O uso de fibras ópticas em sistemas de longas distâncias impõe a necessidade de maiores potências de transmissão e modulações mais complexas do que em sistemas de curta distância. A incidência de campos elétricos intensos em um dielétrico, no caso a sílica, dá origem a não-linearidades na transmissão. Esses efeitos não-lineares são a maior barreira em sistemas de longa distância pois causam modificações drásticas no pulso enviado, de tal forma que a informação enviada pode ser impossível de ser resgatada. Os principais efeitos não-lineares são: espalhamento estimulado de Brillouin, espalhamento estimulado de Raman e efeito Kerr (MIRANDA, 2011).

O espalhamento de Brillouin acontece quando a potência óptica é tal que o resultado da interação entre as ondas de luz e as moléculas de dentro da fibra óptica criam pequenas vibrações acústicas. Esse efeito pode ser visto como uma atenuação não-linear na fibra pois as vibrações acústicas criadas são uma onda se propagando no sentido oposto a transmissão e, caso a potência de transmissão seja acima de um certo limiar, uma grande parte do sinal é refletida. Caso a potência ultrapasse certo limiar, o processo é considerado estimulado (AGRAWAL, 2014). Esse processo pode criar uma malha de realimentação positiva onde a onda espalhada pode ser amplificada à medida que outras ondas acústicas vão sendo geradas (SILVA, 2019).

De uma forma similar, o espalhamento Raman ocorre devido a interação da potência luminosa com os modos vibracionais das moléculas de sílica. Nesse efeito, os fônons resultantes

da interação são ópticos, e não acústicos, fazendo com que a frequência da luz seja espalhada tanto na direção propagante como na direção co-propagante (SILVA, 2019).

As moléculas absorvem parte da radiação e tem seus elétrons excitados, mas devido aos níveis de energias serem proibidos, logo voltam a um estado final, liberando fótons. Esse estado final pode ser acima ou baixo do nível de energia original, fazendo com que a luz se espalhe em frequências diferentes da luz incidida (SILVA, 2019).

O efeito Kerr é um fenômeno causado pela interação entre um feixe óptico e o material construtivo da fibra óptica. Dependendo da potência desse feixe (P) sobre a área efetiva da fibra (A_{eff}), ocorre a mudança não linear do índice de refração da fibra. O “novo” índice de refração (n'_j) é dado pela soma do índice original (n_j) e essa mudança (AGRAWAL, 2005):

$$n'_j = n_j + \bar{n}_2 \frac{P}{A_{eff}}, \quad j = 1,2 \quad (7)$$

Onde n_2 é chamado de índice não linear.

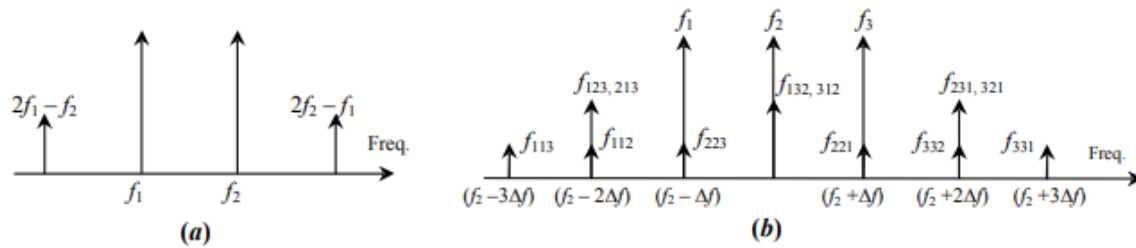
Da relação entre a constante de propagação e o índice de refração pode-se escrever:

$$\beta' = \beta + \kappa_0 \bar{n}_2 \frac{P}{A_{eff}} \equiv \beta + \gamma P \quad (8)$$

Disso, surge o coeficiente de não linearidade $\gamma = \frac{2\pi\bar{n}_2}{A_{eff}\lambda}$. Esse termo produz um deslocamento de fase não linear do sinal. Esse deslocamento de fase é categorizado em: automodulação de fase (SPM – *self phase modulation*) e modulação de fase cruzada (XPM – *cross phase modulation*). A SPM se caracteriza pela variação de fase do sinal devido a variação temporal da própria potência do pulso. A consequência é que o pulso não possui uma frequência constante ao longo de sua duração. Já na XPM, devido a técnica de envio de vários canais em WDM, a fase e o índice de refração não dependem apenas da intensidade própria, mas também da intensidade de outros sinais copropagantes, sendo assim, afetando canais próximos um do outro.

O fenômeno de mistura de quatro ondas (FWM – *Four Wave Mixing*) ocorre quando duas ou três ondas copropagantes transferem energia entre si, seguindo o princípio de conservação de energia e de momento, criando outras ondas em frequências diferentes. A Figura 7 mostra qualitativamente a geração de componentes de batimentos não linear entre (a) duas ondas, e (b) três ondas.

Figura 7 — Processo de mistura de quatro ondas. (a) entre duas ondas (b) entre três ondas.

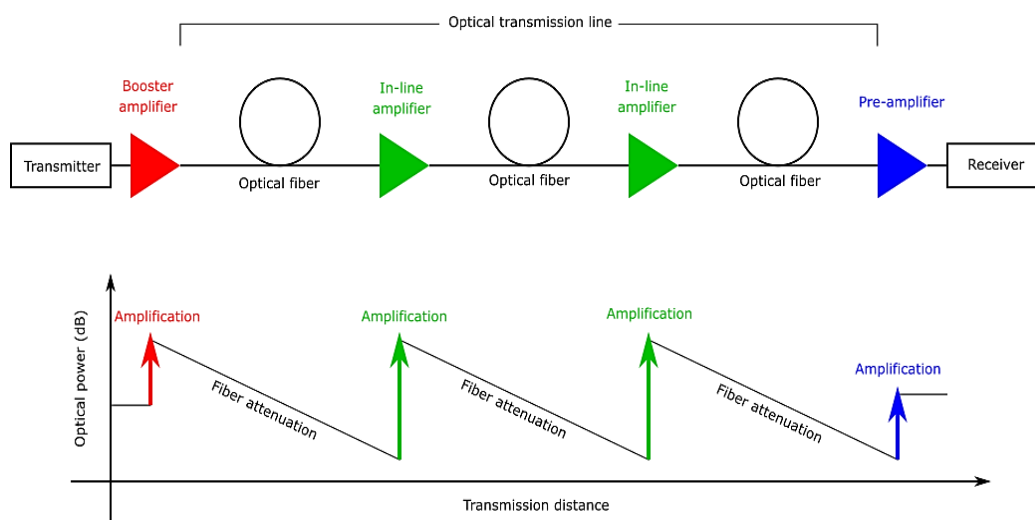


Fonte: (MIRANDA, 2011)

2.2 AMPLIFICAÇÃO

Como dito anteriormente, ao se propagar pela fibra, o sinal perde potência. Em sistemas de longas distâncias, se vê necessário o uso de amplificadores para manter os níveis de potência do sinal a limiares aceitáveis. Chama-se de *span*, a distância entre amplificadores.

Figura 8 — Sistema óptico com uso de amplificadores



Fonte: (FIBERLABS, 2019)

Os amplificadores podem ser subdivididos em amplificadores baseados em fibras ópticas e baseados em guias de onda. Os dois tipos mais difundidos de amplificação são: amplificador EDFA e amplificador Raman. Amplificadores EDFA utilizam de bombeamento óptico que estimula os átomos de érbio a liberarem energia quando um fóton os atinge, dessa energia vem à amplificação do sinal. Já amplificadores Raman utilizam do efeito de espalhamento Raman estimulado para transferir potência ao sinal, amplificando-o.

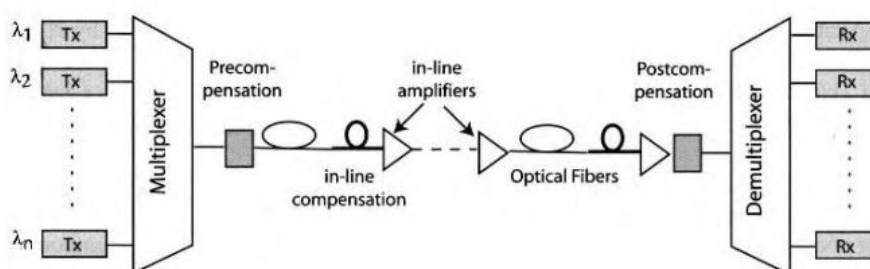
O ruído amplificado de emissão espontânea, ou ruído ASE, é o fator que mais limita o uso de vários amplificadores em um mesmo sistema. O ASE acontece devido à emissão espontânea de fótons dentro da fibra dopada e a subsequente amplificação destes fótons. A Figura 8 exemplifica o efeito de amplificadores num sistema óptico.

2.3 SISTEMAS WDM

Em telecomunicações, dá-se o nome multiplexação ao ato de combinar diversos sinais em apenas um para transportá-lo no meio desejado. No âmbito de comunicações ópticas, a WDM tem crescido desde os anos 80, onde o primeiro experimento utilizando sinais gerados por dois lasers em dois comprimentos de ondas diferentes foram transmitidos em uma única fibra foi realizado com sucesso, duplicando a capacidade daquele sistema (AGRAWAL, 2014). Desde então, a solução de combinar mais e mais comprimentos de onda em uma única fibra vem se tornando interessante, pois expande a capacidade da rede de uma maneira descomunal.

A ideia principal do WDM é combinar diferentes sinais de diferentes transmissores (lasers em comprimentos de onda diferentes) em um único sinal por meio de um multiplexador. Então, o sinal é transmitido através do meio, a fibra óptica, e antes de chegar ao seu destino, é necessário que o sinal recebido seja separado em um demultiplexador nos seus sinais de comprimentos de onda originais. Um sistema WDM real é representado na Figura 3, onde se encontram amplificadores, compensadores de dispersão, etc.

Figura 9 — Sistema WDM



Fonte: (AGRAWAL, 2005)

As portadoras podem ser chamadas de canais e podem ter suas taxas de bit independentes. Uma vez que diversos comprimentos de onda se encontram no mesmo espectro, pode ocorrer sobreposição de canais. O espaçamento entre os canais dita duas classificações

dentro de WDM; *Coarse* WDM (CDWM), onde o espaçamento entre canais é de 2500 GHz, e *Dense* WDM (DWDM), onde o espaçamento é de 100 GHz ou 50 GHz (FS, 2018).

2.4 SISTEMAS COERENTES DIGITAIS

Desenvolvimentos em circuitos digitais integrados de alta velocidade ofereceram a possibilidade de usar DSP para criar receptores coerentes digitais. A principal vantagem dos receptores coerentes digitais é a função de pós processamento de sinal. A demodulação realizada nesse tipo de receptor é totalmente linear no campo, logo toda informação sobre a amplitude complexa do sinal óptico transmitido é preservada após sua detecção, além disso, a compensação pode ser realizada no domínio digital (KIKUCHI, 2011).

Os primeiros sistemas com DSP foram introduzidos na transmissão óptica em 2005, com a comercialização do transceptor de detecção direta de 10 Gb/s capaz de pré-compensação eletrônica para CD. Seguiu-se um transceptor coerente de 40 Gb/s com DSP em seu receptor. Alguns dos mais recentes sistemas digitais coerentes são os transceptores de DWDM de 100 Gb/s, com DSPs nos transmissores e nos receptores (LAPERLE; O'SULLIVAN, 2014).

Devido as suas características, os sistemas de comunicação óptica coerente baseados em DSP são considerados de alto desempenho se usados em sistemas de transporte de longa distância. Porém, um dos maiores desafios desses sistemas é a implementação de DSPs que consigam lidar com taxas de sinalização de algumas dezenas de giga-amostras por segundo.

Uma das principais vantagens da recepção coerente digital é a possibilidade de passar todas as características do sinal óptico para o domínio elétrico, o que permite que esse sinal seja tratado no domínio digital. Com a possibilidade do uso de algoritmos de processamento digital, esse sistema é capaz de corrigir digitalmente a diferença de frequência entre o oscilador local e o sinal e também compensar os efeitos dispersivos impostos pela transmissão por fibra óptica (DINIZ, 2013). Destaca-se que o modelo de ruído gaussiano é válido para esses sistemas, para modelar as interferências não lineares e aproximar seu impacto como uma perturbação gaussiana aditiva (NESPOLA, 2013).

3 MÉTODOS

3.1 MODELOS PARA SISTEMAS COM ENLACES NÃO COMPENSADOS

Como citado anteriormente, a inclusão de um DSP capaz de equalizar e compensar a dispersão do enlace teve grande contribuição para que a transmissão não compensada (UT – *Uncompensated Transmission*) se tornasse viável (POGGIOLINI, 2011). O uso de UT tem sido estudado por ser economicamente viável e por conseguir uma melhor performance no sinal quando comparado com sistemas com compensação de dispersão em linha, como fibras compensadoras de dispersão (NESPOLA, 2013).

O modelo apenas faz sentido em ser utilizado apenas quando o número de canais DWDM é alto e quando a FWM e XPM são muito maior que SPM; isso se dá pois é necessária uma quantidade alta de interferências para que ela possa ser equivalente a uma distribuição gaussiana. É importante ressaltar que o modelo de ruído gaussiano é apenas um dos modelos válidos para simulações e predições que representam enlaces UT. Para tal, algumas suposições foram feitas:

1. Devido à grande quantidade de dispersão acumulada no enlace as componentes do campo elétrico do sinal interferente se assemelham a distribuições gaussianas similares e independente. Isso faz com que o sinal de interesse possa ser modelado como uma constelação afeitada por ruído gaussiano.
2. A distribuição dos pontos de constelação recebidos é aproximadamente gaussiana com componentes independentes, mesmo sem ASE. Em outras palavras, a interferência não linear (NLI – *Non Linear Interference*)
3. Através de métodos perturbativos, foi encontrado que a potência NLI (P_{NLI}) depende de $G_{NLI}(f)$ que é a densidade de potência espectral (PSD – *Power Spectral Density*) das não linearidades.
4. Toda dispersão é compensada no DSP do receptor.
5. Todos os *spans* do WDM são idênticos.
6. Os amplificadores compensam todas as perdas do enlace.

3.2 DERIVAÇÃO DO MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO

O modelo de ruído gaussiano tem como função avaliar a NLI e ser uma ferramenta que modela sistemas reais, a fim de analisar sua performance. O modelo nasceu a partir de modelos perturbativos e considera as não-linearidades como uma perturbação, ou seja, as consideram pequenas em relação ao sinal desejado. Isso faz com que técnicas de perturbação possam ser utilizadas para encontrar possíveis soluções analíticas (MARCUSE; MANYUK; WAI, 1997).

Das suposições do item 3.1 pode-se calcular a relação sinal ruído óptica por (POGGIOLINI, 2011):

$$OSNR = \frac{P_{Tx,ch}}{P_{ASE} + P_{NLI}}, \quad (9)$$

Sendo $P_{Tx,ch}$ a potência transmitida por cada canal do WDM, P_{ASE} é a potência do ruído ASE e é dada por $P_{ASE} = G_{ASE} \cdot B_n$ e $G_{ASE} = [N_s(G - 1)Fh\nu]$ é a PSD do ruído sendo N_s o número de canais do WDM, G é o ganho EDFA, F o ruído EDFA e B_n é a largura de banda do ruído. Assumindo $B_n = 12,48 \text{ GHz}$ tem -se:

$$P_{NLI} = \int_{-B_n/2}^{B_n/2} G_{NLI}(f) df \quad (10)$$

Com G_{NLI} sendo a PSD das NLI e f é a frequência em relação à frequência do canal central. Sendo então P_{NLI} o fator necessário para avaliar as medidas de qualidade de serviço do sistema (BER, OSNR e Capacidade). Para isso, é necessário primeiro definir G_{NLI} . Inicialmente, supõe-se que todo canal do WDM, e por consequência todo o sinal WDM, pode ser modelado como um ruído Gaussiano periódico de período T_0 . A transformada de Fourier do sinal WDM fica (POGGIOLINI, 2014):

$$E_{Tx}(f) = \sqrt{G_{Tx}(f)} \sqrt{f_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_k \delta(f - kf_0). \quad (11)$$

Nessa equação $f_0 = 1/T_0$ e as funções ξ_k são variáveis aleatórias gaussianas complexas (RV) distribuídas de forma idêntica, estatisticamente independentes, que se assume ter variância unitária. O fator $\sqrt{f_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi_k \delta(f - kf_0)$ modela o ruído gaussiano branco periódico complexo (PWGN) de período T_0 , com PSD unitário, expresso pela fórmula de Karhunen-Loève. O fator $G_{Tx}(f)$ é modelado para coincidir como PSD do PWGN (POGGIOLINI, 2014).

A potência média do sinal P_E pode ser encontrada integrando seu PSD médio e P_{Tx} é a potência média do sinal realmente transmitida (POGGIOLINI, 2014):

$$P_E = f_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_{Tx}(kf_0) \approx \int_{-\infty}^{\infty} G_{Tx}(f) df = P_{Tx} \quad (12)$$

Como o sinal é composto por várias linhas espectrais individuais espaçadas, as fórmulas padrão para estimar a FWM foram aplicadas para obter o campo NLI em qualquer frequência. Para contabilizar a propagação de polarização dupla foi usada a equação de Manakov, supondo uma não linearidade baixa a moderada. Com base no campo NLI foi definida uma potência NLI correspondente, encontrada pelo quadrado do valor absoluto. Esse processo de quadratura cria muitos produtos cruzados de diferentes termos parciais da NLI, que em grande parte são eliminados pela média estatística graças a independência entre as funções ξ_k . Eventualmente, para cada frequência kf_0 a potência total da NLI é expressa pela soma dupla de muitos termos parciais do NLI. Essa soma é transformada em uma integral dupla sobre a frequência, produzindo (POGGIOLINI, 2012):

$$G_{NLI}(f) = \frac{16\gamma^2 L_{eff}^2}{27} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{Tx}(f_1) G_{Tx}(f_2) G_{Tx}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \chi(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (13)$$

Na equação 13, γ é o coeficiente de não linearidade da fibra, α é o parâmetro de perda da fibra e L_S é o comprimento do *span*. L_{eff} é o comprimento efetivo, em km. A equação 13 pode ser fisicamente interpretada como descrevendo o batimento de cada espectro do sinal WDM com todas as outras por meio de um processo FWM. Isso se reflete na presença dentro da integral dupla de um fator que representa a eficiência FWM normalizada. Esse fator assume amplificação concentrada EDFA e considera o batimento de três frequências $f_1, f_2, f = f_1 + f_2 - f$, criando um sinal de interferência na frequência f (POGGIOLINI, 2012):

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \frac{1 - e^{-2\alpha L_S} e^{j4\pi^2 \beta_2 L_S (f_1 - f)(f_2 - f)}}{2\alpha - j4\pi^2 \beta_2 L_S (f_1 - f)(f_2 - f)} \right|^2 L_{eff}^{-2} \quad (14)$$

O fator L_{eff} é usado para normalizar o máximo de ρ para 1. A terceira frequência está implícita na restrição física $f_3 = f_1 + f_2 - f$. O fator integrando representa a densidade espectral de potência (POGGIOLINI, 2012):

$$G_{Tx}(f_1) G_{Tx}(f_2) G_{Tx}(f_1 + f_2 - f)$$

O fator $\chi(f_1, f_2, f)$ é (POGGIOLINI, 2012):

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\text{sen}^2(2N_S \pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_S)}{\text{sen}^2(2\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_S)} \quad (15)$$

Em que N_S é o número de *spans* do link. χ leva em consideração a interferência coerente na localização do receptor do NLI produzido em cada *span*. Logo, χ define o acúmulo de NLI ao longo do link (POGGIOLINI, 2012).

Na prática, os limites de integração são limitados pela largura de banda óptica do espectro do sinal WDM $G_{Tx}(f)$. Assume-se que $G_{Tx}(f) \neq 0$ para todo $f \in [-B_0/2, B_0/2]$. Em que $B_0 = N_{ch}\Delta f$ é a largura de banda óptica do sinal WDM, e que Δf é a largura de banda do canal, então a fórmula de referência do ruído gaussiano geral (POGGIOLINI, 2011):

$$G_{NLI}(f) = \frac{16\gamma^2}{27} \int_{-(B_0-f)/2}^{(B_0-f)/2} \int_{-(B_0-f)/2}^{(B_0-f)/2} \frac{\text{sen}^2(2N_s\pi^2|\beta_2|L_S f_1 f_2)}{\text{sen}^2(2\pi^2|\beta_2|L_S f_1 f_2)} \cdot \left| \frac{1 - e^{-2\alpha L_S} e^{j4\pi^2|\beta_2|L_S f_1 f_2}}{2\alpha - j4\pi^2|\beta_2|L_S f_1 f_2} \right|^2 G_{Tx}(f_1 + f_2 + f) G_{Tx}(f_1 + f) G_{Tx}(f_2 + f) df_1 df_2 \quad (16)$$

No limite de Nyquist, Δf é igual à taxa de transmissão R_s e os espectros do canal são retangulares com largura de banda R_s . Pode-se então aproximar a equação 10 para a potência NLI:

$$P_{NLI} \approx \left(\frac{2}{3}\right)^3 N_s \gamma^2 L_{eff} P_{Tx,ch}^3 \left(\frac{\ln(\pi^2|\beta_2|L_{eff} N_{ch}^2 R_s^2)}{\pi|\beta_2|R_s^3} \right) B_n \quad (17)$$

Onde N_s é o número de *spans* do sistema, e β_2 é a dispersão da fibra.

A potência do ruído ASE é dada por:

$$P_{ASE} = N_s F (e^{2\alpha L_s} - 1) h\nu B_n \quad (18)$$

Onde F é a figura de ruído do amplificador EDFA, que para fins desse trabalho será fixada em 5 dB, h é a constante de Plank, ν é a frequência central do WDM.

Apesar de uma derivação complexa, o modelo se torna útil por reduzir todas as linearidades apenas para a equação 17, que pode ser utilizada nos cálculos das métricas de qualidade. Uma vez justificado e definido o modelo matemático usado, é necessário escolher quais métricas de avaliação da qualidade da transmissão serão pertinentes ao trabalho. O software utilizado para soluções analíticas é MATLAB R2018a e os códigos estarão em anexo no apêndice A.

3.3 MÉTRICAS DE QUALIDADE DA TRANSMISSÃO

3.3.1 Relação Sinal Ruído Óptica

Olhando do ponto de vista do domínio óptico, a relação sinal ruído óptica (OSNR – *Optical Signal to Noise Ratio*) relaciona as potências ópticas do sinal e do ruído. Como dito

acima, a potência do ruído pode ser entendida como a soma dos ruídos ASE e das não-linearidades. Com isso, uma fórmula geral para OSNR é dada por (BOSCO et al., 2011):

$$OSNR_{NL} = \frac{P_{Tx,ch}}{P_{ASE} + P_{NLI}} \quad (19)$$

3.3.2 Relação Sinal Ruído

De uma forma similar, mas para o domínio elétrico, a relação sinal ruído (SNR – *Signal to Noise Ratio*) relaciona as potências elétricas do sinal e dos ruídos.

$$SNR = \frac{B_n}{R_s} OSNR_{NL}, \quad (20)$$

Onde B_n é a banda do ruído e R_s é a taxa de transmissão de símbolo.

3.3.3 Taxa de Erro de Bit

A taxa de erro de bit (BER – *Bit Error Rate*) descreve a probabilidade de erro em termos de número de bit errados por bit transmitido. Da sua relação com a SNR e com a magnitude do vetor erro em (SHAFIK et al., 2006):

$$P_b \approx \frac{2 \left(1 - \frac{1}{L}\right)}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left[\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right]^* \left(\frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M} \right)} \right] \quad (21)$$

Onde L é o número de níveis em cada dimensão da modulação M -ária, dado por $L = \sqrt{M}$ e EVM_{RMS} é a magnitude do vetor erro entre uma constelação medida e uma constelação ideal e é dado por:

$$EVM_{RMS} \approx \left[\frac{1}{SNR} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (22)$$

3.4 PARÂMETROS PARA ANÁLISE

A fibra óptica simulada é a chamada de SSMF (*standard single-mode fiber*), por isso, alguns parâmetros da fibra já são conhecidos. O Quadro 2 mostra todos os parâmetros definidos e fixados para a solução analítica.

Quadro 2 — Parâmetros da fibra SSMF utilizada na modelagem.

| Parâmetro | Valor | Unidade |
|--|-------|-----------------|
| Coefficiente não-linear (γ) | 1.21 | $W^{-1}km^{-1}$ |
| Coefficiente de perdas da fibra (α) | 0.22 | dB/km |
| Coefficiente (β_2) | -21.7 | $ps^2/km.$ |
| Figura de ruído (F) | 3.16 | dB |
| Parâmetro de dispersão (D) | 16 | $ps/(nm.km)$ |
| Número de canais (Nch) | 125 | - |
| Banda do ruído (Bn) | 100 | GHz |

Fonte (AUTOR, 2021)

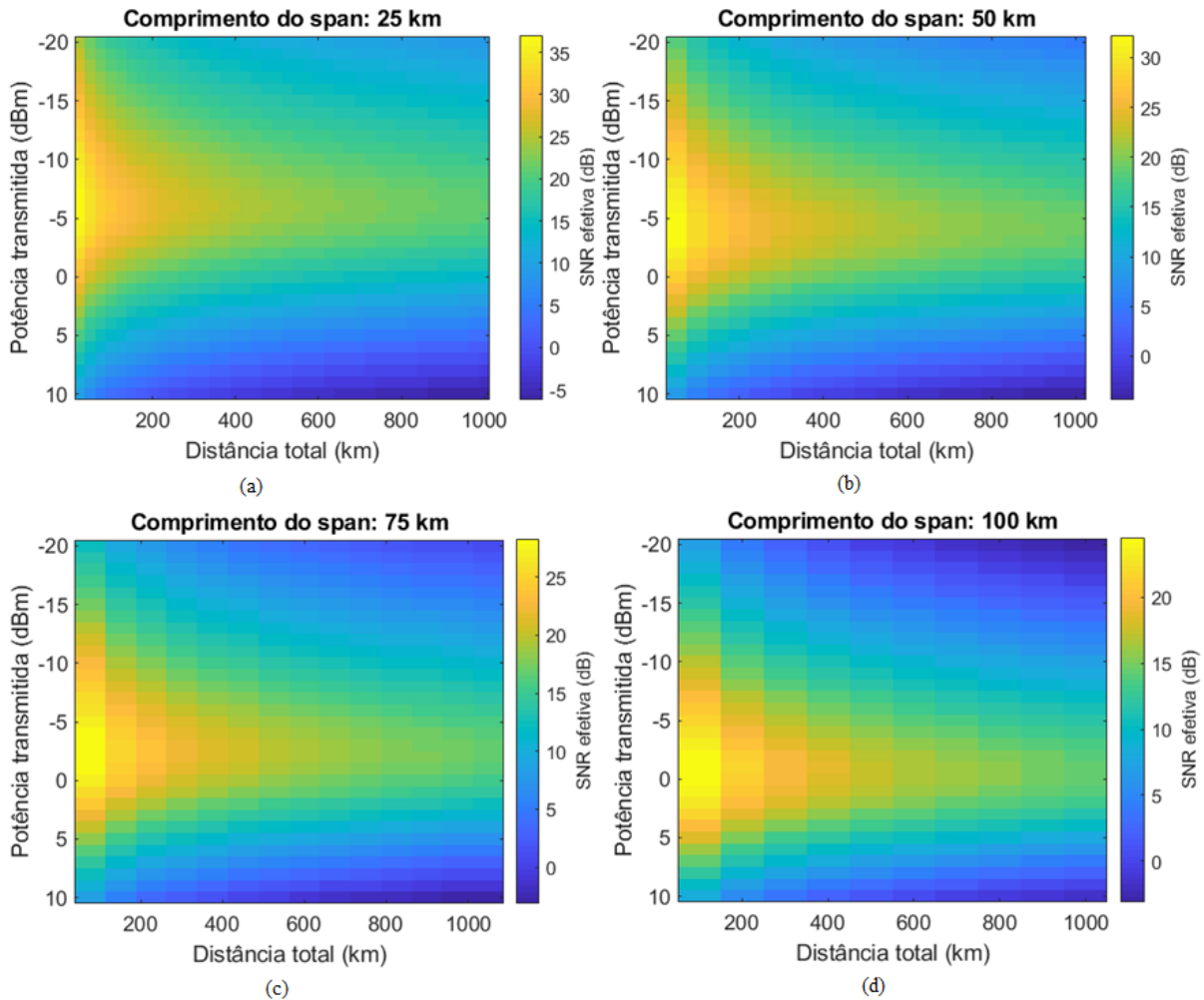
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Esse capítulo apresenta resultados das técnicas e métricas descritas no capítulo 3. Os resultados obtidos são divididos em três seções: análise da SNR efetiva em função do comprimento do enlace e da potência transmitida, análise da BER desses sistemas em função da modulação utilizada e, finalmente, o cálculo da distância máxima de transmissão, comparando diferentes modulações e BER alvo. Todas as medidas foram feitas considerando comprimentos de *span* de 25 km, 50 km, 75 km e 100 km.

4.1 ANÁLISE DA SNR

É interessante entender como a SNR varia em um sistema para entender suas limitações e assim projetá-lo conforme a necessidade. Utilizando os parâmetros listados no capítulo 3, foi possível calcular a SNR em função da potência transmitida e da distância total do enlace, distância essa que combina comprimento e quantidade de *spans* dos sistemas, por exemplo, um enlace de distância total de 200km e *span* de 25 km tem 8 *spans* no total. Para melhor visualização, essas informações foram condensadas em apenas um gráfico de contorno.

Figura 10 — Representação da SNR efetiva em termos da potência transmitida e a distância total de enlace para (a) um *span* de 25 km, (b) um *span* de 50 km, (c) um *span* de 75 km e (d) um *span* de 100 km.



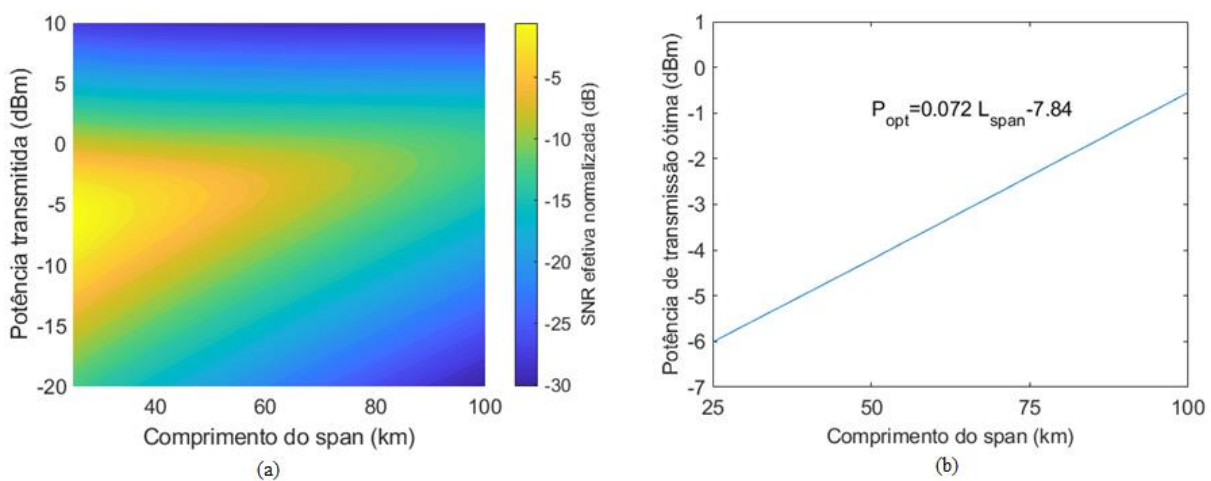
Fonte (AUTOR, 2021)

Os gráficos da Figura 10 foram calculados pela equação 20, utilizando dos resultados obtidos das equações 17 e 19. Pelo gráfico(a) da Figura 10, é possível analisar que a SNR efetiva tem maiores valores enquanto a distância for menor e enquanto a potência de transmissão for da região entre -5 dBm e -10 dBm , valores maiores disso diminuem a SNR efetiva devido aos efeitos não-lineares e valores menores fazem com que ASE deteriore significativamente a SNR. Encontrar esse equilíbrio entre ruído ASE e NLI se torna valioso para otimizar o desempenho do sistema. Conforme a distância total do enlace aumenta, a SNR efetiva diminui devido às perdas da fibra, mas seus valores se mantêm mais altos (denotados pela intensidade da cor no gráfico) se a potência de transmissão continuar nos valores ditos.

Gráficos similares foram feitos para comprimentos de *span* de 50 km, 75 km e 100 km e um comportamento semelhante pode ser observado nos gráficos (b), (c) e (d); onde existem certas potências de transmissão, podendo ser chamadas de potências ótimas, que resultam em maior SNR efetiva para o enlace. Uma vez fixado o tamanho do *span*, a potência ótima não sofre alteração durante o enlace total, ou seja, a quantidade de spans não influencia na potência ótima.

Nota-se também que quanto maior for o tamanho do *span*, menor é a SNR máxima (dado pela barra lateral nos gráficos); isso se dá devido ao ruído ASE adicionado pelos amplificadores, e quanto maior for a distância entre eles, maior é o ruído ASE inserido no sistema, levando a uma menor SNR. Com os cálculos de cada *span* feito, é possível interpolar um gráfico de contorno da SNR em função do tamanho do *span* e da potência de transmissão:

Figura 11 — Gráfico de relação entre SNR e distância, considerando diferentes tamanho de enlace e *span* (a). Relação

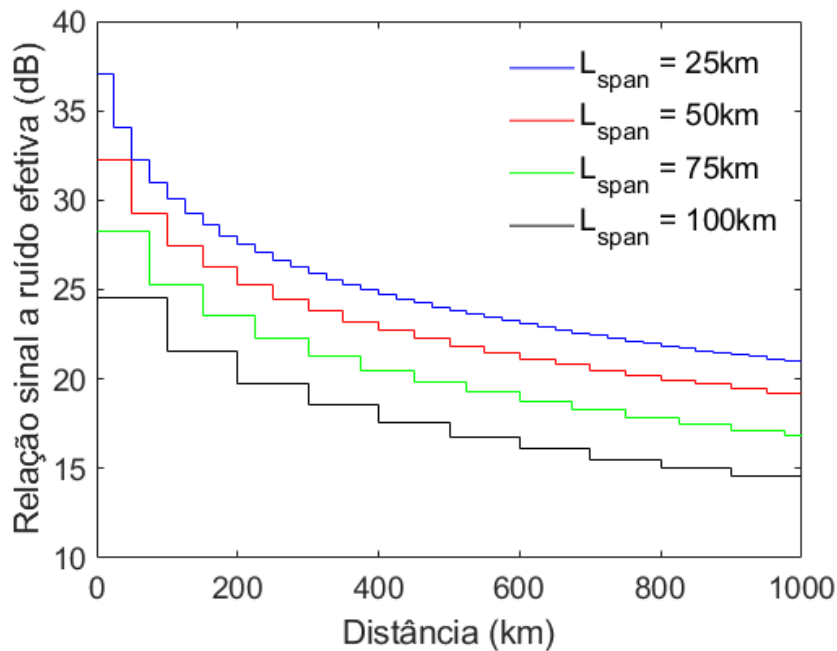


Fonte (AUTOR, 2021)

Como pode-se observar na Figura 11(a), para um determinado comprimento de *span*, a SNR apresenta um máximo. A potência em que este máximo acontece aumenta à medida que se incrementa o comprimento do *span*. Quando se representa esta potência ótima em função do comprimento do *span*, vê-se que tem um comportamento linear, como mostra a Figura 11(b). Isso é valioso pois, para sistemas coerentes utilizando SSMF e em ausência de compensação em linha, uma simples fórmula matemática já traz uma resposta rápida para a potência ótima de transmissão. Essa resposta está definida nos moldes das métricas do Capítulo 3, então qualquer mudança deve ser considerada com cautela, mas uma vez definido os parâmetros, o caminho para essa relação se torna simples.

Em termos de SNR, pode-se relacioná-la a distância máxima do enlace, considerando os diferentes tamanhos de *span*.

Figura 12 — Gráfico de relação entre SNR e distância, considerando diferentes tamanho de enlace e *span*.



Fonte (AUTOR, 2021)

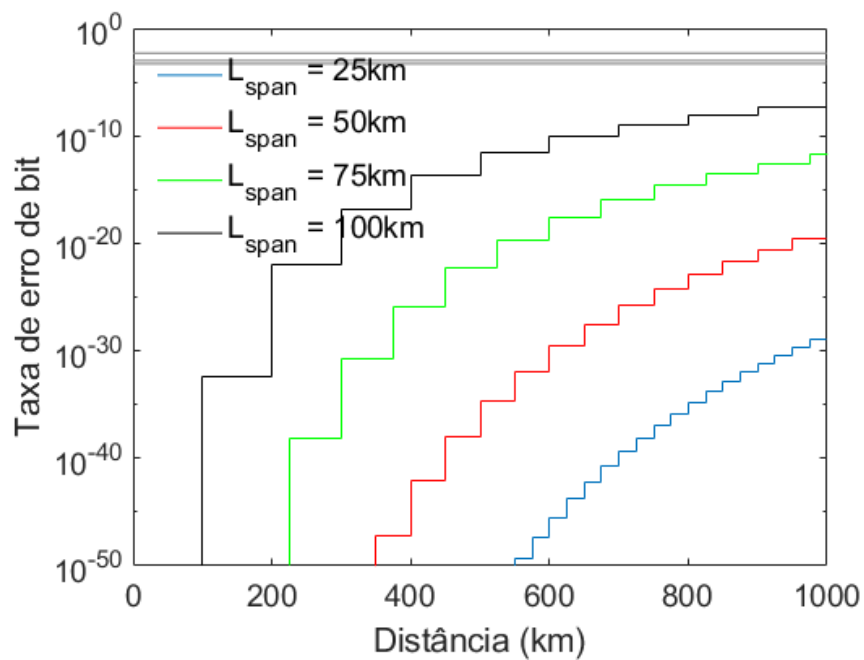
As curvas da Figura 12 foram calculadas utilizando a equação 17 e com os valores de potência ótimas conseguidas na relação anterior. Conforme o gráfico da Figura 15, a SNR efetiva diminui significativamente com o aumento da distância. Destaca-se que até os 200 km a queda da SNR é mais acentuada para todos os tamanhos de enlaces e *span*, enquanto nas distâncias da ordem dos 1000 km a queda da SNR tende a se estabilizar em valores próximos ao intervalo de 15 dB a 20 dB, conforme o tamanho de enlace e *span*.

4.2 ANÁLISE DA BER

Como dito no Capítulo 3, a taxa de erro de bit, ou BER, é uma das métricas essenciais para se avaliar a qualidade do sistema. Para fins deste trabalho, o cálculo da BER foi feito utilizando os diferentes comprimentos de *span* da seção anterior, sendo eles 25km, 50 km, 75km e 100km. Além disso, levou-se em consideração três modos de modulação possíveis: QPSK, 16 QAM e 64 QAM, modos estes que foram escolhidos devido a seu amplo uso (WINZER,

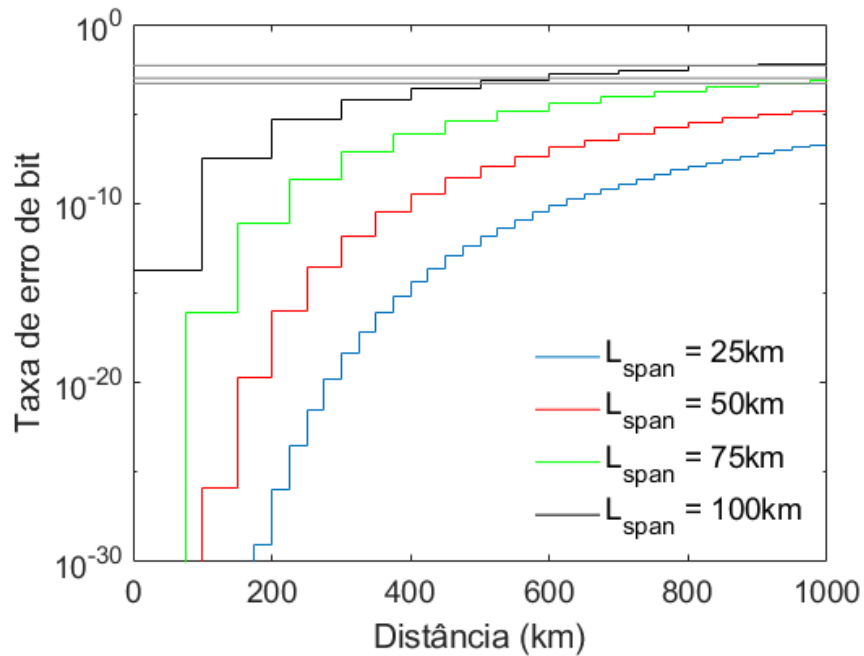
2006) e para fins comparativos. Utilizando a equação 21 e a SNR obtida da Figura 12, obteve-se os gráficos:

Figura 13 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação QPSK, considerando diferentes tamanho de *span*.



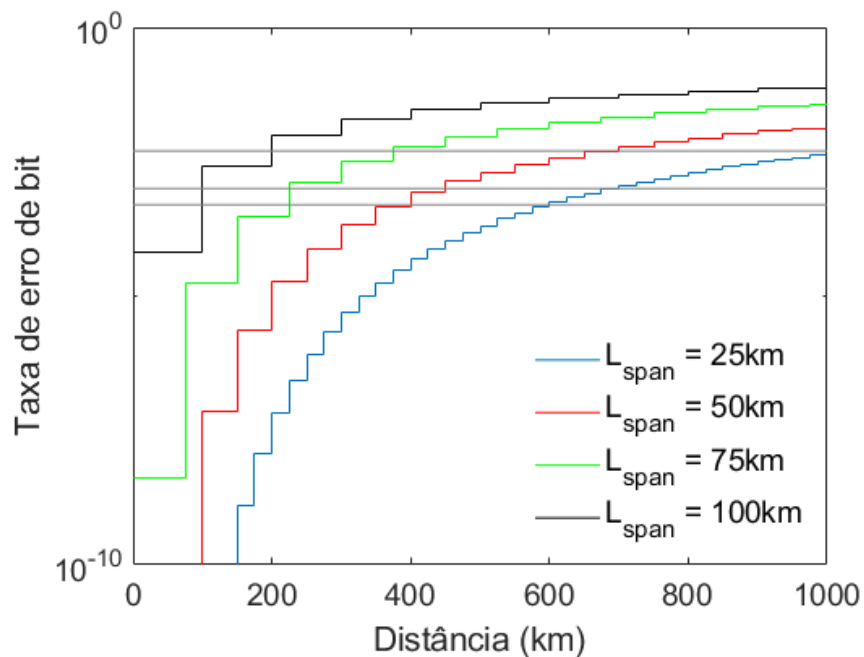
Fonte (AUTOR, 2021)

Figura 14 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação 16QAM, considerando diferentes tamanho de *span*.



Fonte (AUTOR, 2021)

Figura 15 — Gráfico de relação entre BER e distância, utilizando modulação 64QAM, considerando diferentes tamanho de *span*.



Fonte (AUTOR, 2021)

Nas Figuras 16, 17 e 18 é possível notar que sistemas de comprimentos de *span* maiores tem BER maiores. Esse comportamento é esperado, visto que a BER tem uma relação inversa

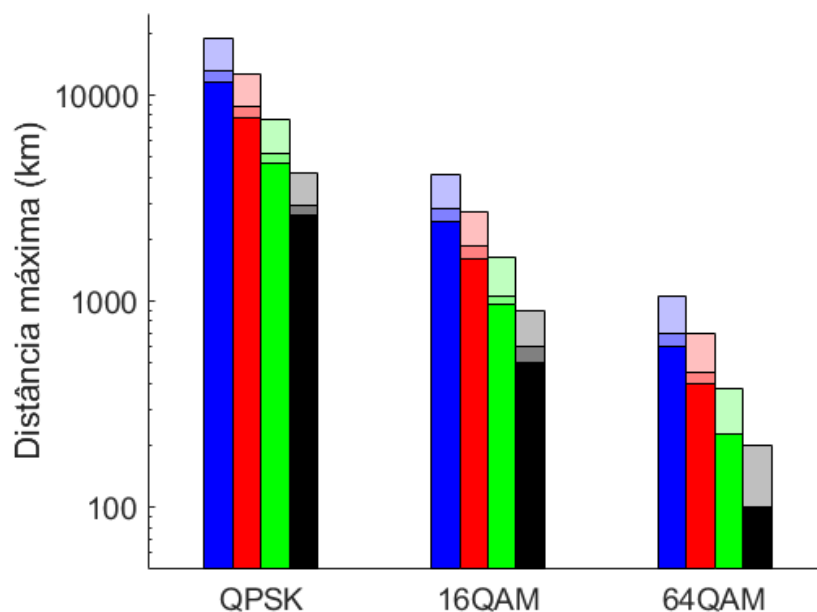
a SNR, como mostrado pelas Equações 21 e 22, e que a SNR é menor em *spans* maiores, como mostrado pela Figura 15.

O próximo comparativo a ser feito é entre as diferentes modulações utilizadas, QPSK, 16QAM e 64QAM. Matematicamente, a Equação 16 também explica o comportamento dos gráficos, sendo $M=4$ para QPSK, $M=16$ para 16QAM e $M=64$ para 64QAM, o que nos dá valores maiores de taxa de erro de bit conforme M aumenta. Mas é interessante entender conceitualmente que com modulações mais robustas, maiores são as chances de erros na leitura dos bits recebidos.

4.3 DISTÂNCIA MÁXIMA DE TRANSMISSÃO

A próxima métrica a ser analisada é a distância máxima que os sistemas citados nesse trabalho podem alcançar. Para isso, foram utilizados os cálculos e gráficos da seção anterior junto de três limiares de correção antecipada de erros (FEC – *Forward Error Correction*) distintos. Os limiares escolhidos foram $5 \cdot 10^{-4}$, $5 \cdot 10^{-3}$ e $1 \cdot 10^{-3}$. Esses limiares podem ser entendidos como limites impostos pelo autor à BER dos cenários da subseção 4.2 que, caso esse limite seja ultrapassado, entende-se que os bits recebidos não podem ser corrigidos pelo código corretor de erros, inviabilizando a transmissão de dados.

Figura 16 — Gráfico da distância máxima de cada sistema em relação ao comprimento do *span*, tipo de modulação e FEC utilizado.



Fonte (AUTOR, 2021)

A Figura 16 sintetiza a informação da distância máxima conseguida por todos os casos calculados: para cada tipo de modulação utilizada existem quatro barras que denotam o tamanho do *span* utilizado, azul para 25km, vermelho para 50km, verde para 75km e preto para 100km. Além disso, cada barra tem três tons da cor utilizada, que significam qual limiar de FEC foi utilizado. A cor menos sólida denota um limiar de FEC de $5 \cdot 10^{-3}$, a cor intermediária de $1 \cdot 10^{-3}$ e a cor mais sólida $5 \cdot 10^{-4}$. Esses limiares também podem ser vistos nas Figuras 14, 15 e 16.

Analisando a Figura 16, é possível notar que, independentemente do limiar de FEC e da modulação utilizados, a distância máxima alcançada diminui conforme o tamanho do *span* aumenta. É possível inferir esse comportamento se baseando nos gráficos das subseções anteriores onde sistemas com *spans* maiores tem menor SNR e maior BER a menores distâncias.

Além disso, quanto mais complexa for a modulação, menor é a distância máxima alcançada. Essa informação também é visível nos gráficos da subseção 4.2, onde modulações mais complexas tem uma BER maior a distâncias menores. Entende-se também que modulações de uma ordem maior aumentam a quantidade de símbolos recebidos, aumentando

a chance de interferência intersimbólica, o que já é um grande impedimento para transmissões a longas distâncias.

Os limiares de FEC fazem um papel importante na definição da distância máxima possível da transmissão; se o FEC tem uma tolerância maior à BER mais degradadas (maiores), isso infere que o código consegue corrigir mais erros e que o sistema atingirá maiores distâncias. Por esse motivo, sistemas com FEC de $5 \cdot 10^{-3}$ conseguem alcançar distâncias maiores. Esse comportamento é notável na Figura 16, onde em todos os casos, sistemas com esse código corretor mais robusto de $5 \cdot 10^{-3}$ atingem distâncias maiores.

Um caso interessante a ser analisado é o sistema 64-QAM com tamanho de *span* de 75km ou 100km: da Figura 16, nota-se que apenas é possível a transmissão de um ou dois spans. Quando se utiliza um limiar menos robusto e até mesmo o limiar intermediário (de $1 \cdot 10^{-3}$), apenas é viável a transmissão de um *span*. Mas com o uso do limiar de FEC mais robusto (de $5 \cdot 10^{-3}$), a distância máxima dobra, por ser viável a transmissão de mais um *span*. Esses são casos extremos, mas deles é possível entender a importância que um código corretor de erros tem no sistema.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho aplica-se o modelo GN para analisar o efeito do comprimento de *span*, comprimento total de enlace e ordem do formato de modulação no alcance máximo do enlace, apresentado cálculos de SNR e BER de sistemas coerentes. Após uma breve introdução à história, componentes e limitações de um sistema de fibras ópticas, o modelo GN foi apresentado, referenciado e discutido afim de ser utilizado em um estudo de caso definido no capítulo 3. Apesar de suas limitações, o modelo GN é uma poderosa ferramenta de predição e análise preventiva de um sistema que pode ajudar ao projetista do sistema a calcular soluções analíticas e definir o escopo de seu projeto.

Com os resultados do capítulo 4, pode-se quantificar valores de potência ótimos para certos tamanhos de *spans* e que eles estão relacionados de uma maneira linear. Essa relação simplificada é de muita importância pois resulta em uma escalabilidade simples do projeto do sistema. Além disso, notou-se que o tamanho do *span* tem grande influência na SNR do sistema: quanto maior o *span*, menor é a SNR. Outro fator que influencia nas métricas do sistema é o tipo de modulação utilizado; ao se aumentar a ordem de modulação, maior é a BER do sistema e menor é a distância alcançada, uma vez definido o limite de BER. Limites esses que podem ser modificados com o uso FECs. No caso desse trabalho, utilizou-se do FEC em diferentes limiares e nota-se que um FEC robusto pode aumentar em vários quilômetros a distância total alcançada pelo sistema.

O modelo apresentado é versátil e potente, uma vez entendidos seus limites (a necessidade de vários canais, uso de DSP, derivação complexa e alta interferência intersimbólica) ele pode trazer grandes ganhos para projetos de diferentes redes ópticas. Para o escopo deste trabalho se limita o uso parâmetros apenas de fibras SSMF e apenas amplificadores EDFA; futuros trabalhos podem se aproveitar dos resultados adquiridos e das referências para expandir o escopo dos cálculos. Possíveis modificações para futuros cálculos podem ser: o uso de apenas amplificadores Raman, ou estes em conjunto de EDFAs, o uso de outros tipos de fibras, modificar o número de canais e utilizar FEC padrões.

REFERÊNCIAS

AGRAWAL, G. P. **Sistemas de comunicação por fibra óptica**. 4. ed. [S. l.] Elsevier, 2014.

BOSCO, G. et al. Analytical results on channel capacity in uncompensated optical links with coherent detection. **Optics Express**, v. 19, n. 26, p. B440, 12 dez. 2011.

CARENA, A. et al. EGN model of non-linear fiber propagation. **Optics Express**, v. 22, n. 13, p. 16335-16362, 2014.

CARENA, A. et al. Modeling of the impact of nonlinear propagation effects in uncompensated optical coherent transmission links. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 10, p. 1524- 1539, maio 2012.

CARRION BETANCOURT, C. E. **Sincronização de portadora em modo rajada para receptores ópticos coerentes**. 2014. 99 p. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2012 Disponível em: <http://www.repositorio.unicamp.br/handle/REPOSIP/258898>. Acesso em: 10 jan. 2021.

CRUZ, V. R. S. **Estimação de sinais por processamento digital em sistemas ópticos com detecção coerente**. 2016. 45 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2016.

DINIZ, J. C. M. **Estimador de desvio de frequência para receptores ópticos coerentes digitais**. 2013. 121 p. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2013.

FIBERLABS. **C-band**. 2019. Disponível em: <https://www.fiberlabs.com/glossary/conventional-band/>. Acesso em: 21 nov. 2020.

FS. **CWDM/DWDM ITU Channels guide**. 2018 Disponível em: <https://community.fs.com/blog/cwdmdwdm-itu-channels-guide.html>. Acesso em: 5 nov. 2020.

GOMEZ, A. *Extended GN model for L C band with final experimentation verifications*. 2018. Tese (Mestrado em Engenharia de comunicação e redes de computadores) — Politécnico de Torino, Universidade Politécnica de Madrid, Madrid, Espanha, 2018. Disponível em: <https://webthesis.biblio.polito.it/8246/1/tesi.pdf>. Acesso em: 5 nov. 2020.

KIKUCHI, K. Digital coherent optical communication systems: fundamentals and future prospects. **IEICE Electronics Express**, v. 8, n. 20, p. 1642-1662, 2011.

LAPERLE, C.; O'SULLIVAN, M. Advances in high-speed DACs, ADCs, and DSP for optical coherent transceivers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 32, n. 4, p. 629-643, 2014.

LUZ NETO, O. A. **Caracterização sistêmica de um transmissor integrado DP-QPSK**. 2014. 50 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação Bacharelado em Engenharia da Computação) — Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2014.

MARCUSE, D.; MANYUK, C. R.; WAI, P. K. A. Application of the Manakov-PMD equation to studies of signal propagation in optical fibers with randomly varying birefringence. **Journal of Lightwave Technology**, v. 15, n. 9, p. 1735-1746, set. 1997.

MIRANDA, T D. L. **Análise de efeitos não-lineares em fibras ópticas monomodo**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) – Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, Santa Rita do Sapucaí, 2011.

MORSY-OSMAN, M. et al. DSP-free ‘coherent-lite’ transceiver for next generation single wavelength optical intra-datacenter interconnects. **Optics Express**, v. 26, n. 7, p. 8890-8903, 2018.

NESPOLA, A. et al. GN-model validation over seven fiber types in uncompensated PM-16QAM Nyquist-WDM links. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 26, n. 2, p. 206-209, 2013.

OLIVEIRA, G. S. **Formatos de modulação de uma portadora óptica com detecção direta**. 2011. Monografia (Bacharelado em Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013.

POGGIOLINI, P. et al. *A detailed analytical derivation of the GN model of non-Linear interference in coherent optical transmission systems*. Versão arXiv:1209.0394 [physics.optics]. [S. l.], 6 jun. 2014. Artigo publicado na plataforma arXiv. Disponível em: <https://arxiv.org/abs/1209.0394>. Acesso em: 02 mar. 2021.

POGGIOLINI, P. et al. Analytical modeling of nonlinear propagation in uncompensated optical transmission links. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 23, n. 11, p. 742-744, 2011.

POGGIOLINI, P. The GN model of non-linear propagation in uncompensated coherent optical systems. **Journal of Lightwave Technology**, v. 30, n. 24, p. 3857-3879, 2012.

SETTI, T. C. **Tudo que você gostaria de saber sobre transmissão óptica e WDM**. 2018. 44 slides. Disponível em: <https://forum.ix.br/files/apresentacao/arquivo/419/20%20-%20IX%20Forum%202018%20-%20DWM%20-%20Nuitec.pdf>. Acesso em: 8 nov. 2020.

SHAFIK, R. A. et al. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics. *In*: 2006 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING, 4., 2006, Dhaka, Bangladesh. **2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering**. [S.l.]: IEEE, 2006. p. 251-253. Disponível em: https://eprints.soton.ac.uk/263112/1/paper_101.pdf. Acesso em: 5 de nov. 2020.

SHAKYA; et al. Different optical fiber nonlinear coefficient experimental measurements. *In*: 2016 INTERNATIONAL WORKSHOP ON FIBER OPTICS IN ACCESS NETWORK (FOAN), 9., 2016, Lisboa, Portugal. **2016 International Workshop on Fiber Optics in Access Network (FOAN)**. [S.l.]: IEEE, 2016. p. 110-116. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7764544>. Acesso em: 5 nov. 2020.

SILVA, D. H. N. **Efeitos não lineares em fibras ópticas**. 2018. Monografia (Bacharelado em Engenharia Elétrica) — Pontifícia Universidade Católica do Rio De Janeiro, Rio de Janeiro, 2019.

SILVA, E P. **Transmissão óptica com recepção coerente e alta eficiência espectral aplicando sequências de pulsos RZ e pré-filtragem óptica em canais limitados em banda**. 2013. Dissertação (Mestrado Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2013.

SOUMPLIS, P. et al. Network planning with actual margins. **Journal of Lightwave Technology**, v. 35, n. 23, p. 5105-5120, 2017.

WINZER, P. J.; ESSIAMBRE, R.-J. Advanced optical modulation formats systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 94, n. 5, p. 952–985, maio 2006.

APÊNDICE A

Neste apêndice encontram-se todos códigos fonte utilizados nos cálculos deste trabalho. Apresentam-se, em ordem, os seguintes códigos: função de cálculo da BER em função da SNR utilizando conceitos de EVM, cálculo de SNR ótima e BER para diferentes tamanhos de *span* e cálculo da distância máxima alcançada pelo sistema.

- Função do cálculo da BER em função da SNR

```
function BER = SNR2BER(SNR,M)
L = sqrt(M); % Number of levels in each direction
EVM = sqrt(1./SNR); % EVM from SNR
BER = 2*(1-1/L)/log2(L)*1/2*erfc(1/sqrt(2)*sqrt((3*log2(L))/(L^2-1))*2./(EVM.^2*log2(M)));
%BER = 2*(1-1/L)/log2(L)*erfc(sqrt((3*log2(L)/(L^2-1))*2./EVM.^2*log2(M)));
end
```

- Cálculo da SNR ótima e BER

```
close all;
clear all;
clc;

%% ----- Ploting parameters ----- %%
fontsize = 14;

%% ----- Universal constants ----- %%
h = 6.626e-34; % Planck's constants in J/Hz
c = 3e8; % Speed of light in vacuum in m/s

%% ----- System parameters ----- %%
nu = c/1550e-9; % Central frequency in Hz
F = 3.16; % Noise figure of the amplifier (5 dB)
Bn = 100e9; % Filter bandwidth in Hz
R = 32e9; % Baudrate in Bauds
Delta_f = R; % Channel separation in Hz
Nch = 125; % Number of channels

%% ----- Fiber parameters ----- %%
alfa = 0.22; % Attenuation coeddicients in dB/km
alfa_lin = alfa/4.343; % Attenuation coeficient in Np/km
gamma = 1.27; % Nonlinear parameter in W-1 km-1
D = 16.7e-12; % Dispersion parameter in ps/nm/km
beta2 = -D*1.2994011976047904191616766467066e-12;
%% Analysis of the optimum power %%

if 1 % 1 to run / 0 to avoid
% Power configuration
Ptx_dBm= -20:1:10; % Input power in dBm
Ptx_array = 10.^((Ptx_dBm-30)/10);

% Total link and span lengths
Ltotal = 1000; % Total link length in km
```

```

Lspan = [25, 50, 75, 100]; % Different span lengths in km

for aux = 1:length(Lspan)
    L = Lspan(aux);
    Leff = (1-exp(-alfa_lin*L))/alfa_lin;
    Ns_max = ceil(Ltotal/L);
    Ns = 1:Ns_max;
    L_array = Ns*L;
    % For each span length we calculate the SNR for different power
    % levels and span number
    SNR_matrix = [];
    for Ptx_aux = 1:length(Ptx_array)
        % Current power level
        Ptx = Ptx_array(Ptx_aux);
        % ASE noise
        G = 10^(0.22*L/10);
        Pase = Ns*F*(G-1)*h*nu*Bn;
        % NLI
        Pnli =
(2/3)^3*Ns*gamma^2*Leff*Ptx.^3.*log(pi^2*abs(beta2)*Leff*Nch^2*R^2)*Bn/(pi*
abs(beta2)*R^3);
        % NL OSNR
        OSNR_nl = Ptx./(Pase+Pnli);
        % NL SNR
        SNR_nl = Bn/R*OSNR_nl;
        % Save data into the matrix
        SNR_matrix = [SNR_matrix; 10*log10(SNR_nl)];
    end

    SNR_tensor{aux} = SNR_matrix;

    % Plot the contourplot for each span length
    figure;
    imagesc(L_array,Ptx_dBm,SNR_matrix)
    xlabel('Distância total (km)', 'fontsize', fontsize)
    ylabel('Potência transmitida (dBm)', 'fontsize', fontsize)
    if aux == 1
        title('Comprimento do span: 25 km', 'fontsize', fontsize)
    elseif aux == 2
        title('Comprimento do span: 50 km', 'fontsize', fontsize)
    elseif aux == 3
        title('Comprimento do span: 75 km', 'fontsize', fontsize)
    else
        title('Comprimento do span: 100 km', 'fontsize', fontsize)
    end
    hcb = colorbar;
    ylabel(hcb, 'SNR efetiva (dB)', 'fontsize', fontsize)
    set(gca, 'fontsize', fontsize)
end
end
%% ---- Optimum power level in terms of span length ---- %%

if 1 % 1 to run / 0 to avoid

% Power configuration
Ptx_dBm= -20:0.01:10; % Input power in dBm
Ptx = 10.^((Ptx_dBm-30)/10);

% Lspan configuration

```

```

Lspan = [25:5:100];

Popt_array = zeros(size(Lspan));
SNR_matrix = [];
for aux = 1:length(Lspan)
    L = Lspan(aux);
    Leff = (1-exp(-alfa_lin*L))/alfa_lin;
    Ns = 1;

    % ASE noise
    G = 10^(0.22*L/10);
    Pase = Ns*F*(G-1)*h*nu*Bn;

    % NLI
    Pnli =
(2/3)^3*Ns*gamma^2*Leff*Ptx.^3.*log(pi^2*abs(beta2)*Leff*Nch^2*R^2)*Bn/(pi*
abs(beta2)*R^3);

    % NL OSNR
    OSNR_nl = Ptx./(Pase+Pnli);

    % NL SNR
    SNR_nl = Bn/R*OSNR_nl;
    SNR_matrix = [SNR_matrix; SNR_nl];

    % Optimum transmitted power
    [SNR_opt,P_opt_ind] = max(SNR_nl);
    Popt_array(aux) = Ptx_dBm(P_opt_ind);

end
SNR_matrix_norm = SNR_matrix/(max(max(SNR_matrix)));

if 1
figure; hold on;
contourf(Lspan,Ptx_dBm,10*log10(SNR_matrix_norm'),50,'linestyle','none')
xlabel('Comprimento do span (km)','fontsize',fontsize)
ylabel('Potência transmitida (dBm)','fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
hcb = colorbar;
ylabel(hcb, 'SNR efetiva normalizada (dB)','fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)

figure;
plot(Lspan,Popt_array)
set(gca,'fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
xlabel('Comprimento do span (km)','fontsize',fontsize)
ylabel('Potência de transmissão ótima (dBm)','fontsize',fontsize)
set(gca,'xtick',25:25:100)
axis([25 100 -7 1])

% Fitting
p = polyfit(Lspan,Popt_array,1);
ht = text(50,-1,'P_{opt}=0.072 L_{span}-7.84');
set(ht,'fontsize',fontsize)

end

```

```

if 0
figure; hold on;
for aux = 1:3:length(Lspan)
    L = Lspan(aux);
    plot3(Ptx_dBm,L*ones(size(Ptx_dBm)),SNR_matrix_norm(aux,:))
end
box off
set(gca,'cameraposition',[136.4004 -342.4693 -4.7416]);
plot3([-20 10],[25,25],[1,1],'k')
plot3([-20 10],[25,25],[0,0],'k')
plot3([10 10],[25,25],[0,1],'k')
plot3([10 10],[25,100],[0,0],'k')
plot3([10 10],[100,100],[0,1],'k')
plot3([10 10],[25,100],[1,1],'k')
axis([-20 10 25 100 0 1])
%set(gca,'ytick',[25:20:100])

end

end
%%           Analysis of the maximum range           %%

Lspan = [25,50,75,100];

% Lspan = 25 km
L = 25;
SNR_matrix = SNR_tensor{1};
SNR_25km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/L);
Ns = 1:Ns_max;
L_25km = Ns*L;

% Lspan = 50 km
L = 50;
SNR_matrix = SNR_tensor{2};
SNR_50km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/L);
Ns = 1:Ns_max;
L_50km = Ns*L;

% Lspan = 75 km
L = 75;
SNR_matrix = SNR_tensor{3};
SNR_75km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/L);
Ns = 1:Ns_max;
L_75km = Ns*L;

% Lspan = 100 km
L = 100;
SNR_matrix = SNR_tensor{4};
SNR_100km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/L);
Ns = 1:Ns_max;
L_100km = Ns*L;

figure; hold on;
stairs([0,L_25km(1:end)],[SNR_25km,SNR_25km(end)'],'b')
stairs([0,L_50km(1:end)],[SNR_50km,SNR_50km(end)'],'r')

```

```

stairs([0,L_75km(1:end)], [SNR_75km,SNR_75km(end)], 'g')
stairs([0,L_100km(1:end)], [SNR_100km,SNR_100km(end)], 'k')
axis([0 1000 10 40])
xlabel('Distância (km)', 'fontsize', fontsize)
ylabel('Relação sinal a ruído efetiva (dB)', 'fontsize', fontsize)
hl = legend('L_{span} = 25km', 'L_{span} = 50km', 'L_{span} = 75km', 'L_{span}
= 100km');
set(hl, 'fontsize', fontsize)
set(gca, 'fontsize', fontsize)
legend boxoff
box on

%% Figure for Lspan = 25 km, 50 km, 75 km, and 100 km
BER_25km_QPSK = SNR2BER (10.^([SNR_25km,SNR_25km(end)]/10), 4);
BER_25km_16QAM = SNR2BER (10.^([SNR_25km,SNR_25km(end)]/10), 16);
BER_25km_64QAM = SNR2BER (10.^([SNR_25km,SNR_25km(end)]/10), 64);
BER_50km_QPSK = SNR2BER (10.^([SNR_50km,SNR_50km(end)]/10), 4);
BER_50km_16QAM = SNR2BER (10.^([SNR_50km,SNR_50km(end)]/10), 16);
BER_50km_64QAM = SNR2BER (10.^([SNR_50km,SNR_50km(end)]/10), 64);
BER_75km_QPSK = SNR2BER(10.^([SNR_75km,SNR_75km(end)]/10), 4);
BER_75km_16QAM = SNR2BER(10.^([SNR_75km,SNR_75km(end)]/10), 16);
BER_75km_64QAM = SNR2BER(10.^([SNR_75km,SNR_75km(end)]/10), 64);
BER_100km_QPSK = SNR2BER(10.^([SNR_100km,SNR_100km(end)]/10), 4);
BER_100km_16QAM = SNR2BER(10.^([SNR_100km,SNR_100km(end)]/10), 16);
BER_100km_64QAM = SNR2BER(10.^([SNR_100km,SNR_100km(end)]/10), 64);

% QPSK
figure; hold on;
stairs([0,L_25km(1:end)], real(BER_25km_QPSK))
stairs([0,L_50km(1:end)], real(BER_50km_QPSK), 'r')
stairs([0,L_75km(1:end)], real(BER_75km_QPSK), 'g')
stairs([0,L_100km(1:end)], real(BER_100km_QPSK), 'k')

set(gca, 'yscale', 'log')
axis([0 1000 1e-50 1])
set(gca, 'ytick', [1e-50, 1e-40, 1e-30, 1e-20, 1e-10, 1e0])

c = 5e-3;
line([0,1000], [c,c], 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'LineStyle', '-')

d = 1e-3;
line([0,1000], [d,d], 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'LineStyle', '-')

e = 5e-4;
line([0,1000], [e,e], 'Color', [0.5 0.5 0.5], 'LineStyle', '-')

xlabel('Distância (km)', 'fontsize', fontsize)
ylabel('Taxa de erro de bit', 'fontsize', fontsize)
set(gca, 'fontsize', fontsize)
hl = legend('L_{span} = 25km', 'L_{span} = 50km', 'L_{span} = 75km', 'L_{span}
= 100km', 'location', 'northwest');
set(hl, 'fontsize', fontsize)
set(gca, 'fontsize', fontsize)
box on
legend boxoff

% 16QAM
figure; hold on;
stairs([0,L_25km(1:end)], real(BER_25km_16QAM))

```

```

stairs([0,L_50km(1:end)],real(BER_50km_16QAM),'r')
stairs([0,L_75km(1:end)],real(BER_75km_16QAM),'g')
stairs([0,L_100km(1:end)],real(BER_100km_16QAM),'k')
set(gca,'yscale','log')
axis([0 1000 1e-30 1])
set(gca,'ytick',[1e-50,1e-40,1e-30,1e-20,1e-10,1e0])
c = 5e-3;
line([0,1000],[c,c],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')

d = 1e-3;
line([0,1000],[d,d],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')

e = 5e-4;
line([0,1000],[e,e],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')
%set(gca,'yticklabel',{'10^{-50}','10^{-40}','10^{-30}','10^{-20}','10^{-10}','1'});
hl = legend('L_{span} = 25km','L_{span} = 50km','L_{span} = 75km','L_{span} = 100km','location','southeast');
set(hl,'fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
legend boxoff
xlabel('Distância (km)','fontsize',fontsize)
ylabel('Taxa de erro de bit','fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
box on
% 16QAM
figure; hold on;
stairs([0,L_25km(1:end)],real(BER_25km_64QAM))
stairs([0,L_50km(1:end)],real(BER_50km_64QAM),'r')
stairs([0,L_75km(1:end)],real(BER_75km_64QAM),'g')
stairs([0,L_100km(1:end)],real(BER_100km_64QAM),'k')
set(gca,'yscale','log')
axis([0 1000 1e-10 1])
c = 5e-3;
line([0,1000],[c,c],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')

d = 1e-3;
line([0,1000],[d,d],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')

e = 5e-4;
line([0,1000],[e,e],'Color',[0.5 0.5 0.5],'LineStyle','-')
set(gca,'ytick',[1e-50,1e-40,1e-30,1e-20,1e-10,1e0])
hl = legend('L_{span} = 25km','L_{span} = 50km','L_{span} = 75km','L_{span} = 100km','location','southeast');
set(hl,'fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
legend boxoff
xlabel('Distância (km)','fontsize',fontsize)
ylabel('Taxa de erro de bit','fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
box on

• Cálculo da distância máxima
close all;
clear all;
clc;

%% ----- Plotting parameters ----- %%
fontsize = 14;

```

```

%% ----- Universal constants ----- %%
h = 6.626e-34;          % Planck's constants in J/Hz
c = 3e8;                % Speed of light in vacuum in m/s

%% ----- System parameters ----- %%
nu = c/1550e-9;        % Central frequency in Hz
F = 3.16;              % Noise figure of the amplifier (5 dB)
Bn = 100e9;            % Filter bandwidth in Hz
R = 32e9;              % Baudrate in Bauds
Delta_f = R;           % Channel separation in Hz
Nch = 125;             % Number of channels

%% ----- Fiber parameters ----- %%
alfa = 0.22;           % Attenuation coeddicients in dB/km
alfa_lin = alfa/4.343; % Attenuation coefficient in Np/km
gamma = 1.27;          % Nonlinear parameter in W-1 km-1
D = 16.7e-12;         % Dispersion parameter in ps/nm/km
beta2 = -D*1.2994011976047904191616766467066e-12;
%%           Analysis of the maximum range           %%

% Power configuration
Ptx_dBm = -20:1:10;    % Input power in dBm
Ptx_array = 10.^((Ptx_dBm-30)/10);

% Total link and span lengths
Ltotal = 100000;      % Total link length in km
Lspan = [25, 50, 75, 100]; % Different span lengths in km

for aux = 1:length(Lspan)
    L = Lspan(aux);
    Leff = (1-exp(-alfa_lin*L))/alfa_lin;
    Ns_max = ceil(Ltotal/L);
    Ns = 1:Ns_max;
    L_array = Ns*L;

    % For each span length we calculate the SNR for different power
    % levels and span number
    SNR_matrix = [];
    for Ptx_aux = 1:length(Ptx_array)
        % Current power level
        Ptx = Ptx_array(Ptx_aux);

        % ASE noise
        G = 10^(0.22*L/10);
        Pase = Ns*F*(G-1)*h*nu*Bn;

        % NLI
        Pnli =
(2/3)^3*Ns*gamma^2*Leff*Ptx.^3.*log(pi^2*abs(beta2)*Leff*Nch^2*R^2)*Bn/(pi*
abs(beta2)*R^3);

        % NL OSNR
        OSNR_nl = Ptx./(Pase+Pnli);

        % NL SNR
        SNR_nl = Bn/R*OSNR_nl;
    end
end

```

```

        % Save data into the matrix
        SNR_matrix = [SNR_matrix; 10*log10(SNR_n1)];
    end

    SNR_tensor{aux} = SNR_matrix;
end

% Looking for maximum range

% 25km
SNR_matrix = SNR_tensor{1};
SNR_25km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/25);
Ns = 1:Ns_max;
L_25km = Ns*25;

% 50km
SNR_matrix = SNR_tensor{2};
SNR_50km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/50);
Ns = 1:Ns_max;
L_50km = Ns*50;

% 75km
SNR_matrix = SNR_tensor{3};
SNR_75km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/75);
Ns = 1:Ns_max;
L_75km = Ns*75;

% 100km
SNR_matrix = SNR_tensor{4};
SNR_100km = max(SNR_matrix);
Ns_max = ceil(Ltotal/100);
Ns = 1:Ns_max;
L_100km = Ns*100;

%% Figure for Lspan = 25 km, 50 km, 75 km, and 100 km
BER_25km_QPSK = SNR2BER(10.^(SNR_25km/10), 4);
BER_25km_16QAM = SNR2BER(10.^(SNR_25km/10), 16);
BER_25km_64QAM = SNR2BER(10.^(SNR_25km/10), 64);
BER_50km_QPSK = SNR2BER(10.^(SNR_50km/10), 4);
BER_50km_16QAM = SNR2BER(10.^(SNR_50km/10), 16);
BER_50km_64QAM = SNR2BER(10.^(SNR_50km/10), 64);
BER_75km_QPSK = SNR2BER(10.^(SNR_75km/10), 4);
BER_75km_16QAM = SNR2BER(10.^(SNR_75km/10), 16);
BER_75km_64QAM = SNR2BER(10.^(SNR_75km/10), 64);
BER_100km_QPSK = SNR2BER(10.^(SNR_100km/10), 4);
BER_100km_16QAM = SNR2BER(10.^(SNR_100km/10), 16);
BER_100km_64QAM = SNR2BER(10.^(SNR_100km/10), 64);

FEC_limit = 5e-3;
ind_25km_QPSK = find(BER_25km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_QPSK = L_25km(ind_25km_QPSK);
ind_25km_16QAM = find(BER_25km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_16QAM = L_25km(ind_25km_16QAM);
ind_25km_64QAM = find(BER_25km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_64QAM = L_25km(ind_25km_64QAM);

```

```

ind_50km_QPSK = find(BER_50km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_QPSK = L_50km(ind_50km_QPSK);
ind_50km_16QAM = find(BER_50km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_16QAM = L_50km(ind_50km_16QAM);
ind_50km_64QAM = find(BER_50km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_64QAM = L_50km(ind_50km_64QAM);

ind_75km_QPSK = find(BER_75km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_QPSK = L_75km(ind_75km_QPSK);
ind_75km_16QAM = find(BER_75km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_16QAM = L_75km(ind_75km_16QAM);
ind_75km_64QAM = find(BER_75km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_64QAM = L_75km(ind_75km_64QAM);

ind_100km_QPSK = find(BER_100km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_QPSK = L_100km(ind_100km_QPSK);
ind_100km_16QAM = find(BER_100km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_16QAM = L_100km(ind_100km_16QAM);
ind_100km_64QAM = find(BER_100km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_64QAM = L_100km(ind_100km_64QAM);

if 0
fprintf('QPSK (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_64QAM)
end

figure(99); hold on;
Delta = 0.125;
h = bar((1:3)*2-1.5*Delta*2,[Lmax_25_QPSK,Lmax_25_16QAM,Lmax_25_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.75 .75 1]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2-0.5*Delta*2,[Lmax_50_QPSK,Lmax_50_16QAM,Lmax_50_64QAM],
Delta,'FaceColor',[1 .75 .75]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2+0.5*Delta*2,[Lmax_75_QPSK,Lmax_75_16QAM,Lmax_75_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.75 1 .75]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2+1.5*Delta*2,[Lmax_100_QPSK,Lmax_100_16QAM,Lmax_100_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.75 .75 0.75]);
set(h,"basevalue",50);
set(gca,'yscale','log')
axis([1 7 50 15000])

FEC_limit = 1e-3;
ind_25km_QPSK = find(BER_25km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_QPSK = L_25km(ind_25km_QPSK);

```

```

ind_25km_16QAM = find(BER_25km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_16QAM = L_25km(ind_25km_16QAM);
ind_25km_64QAM = find(BER_25km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_64QAM = L_25km(ind_25km_64QAM);

ind_50km_QPSK = find(BER_50km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_QPSK = L_50km(ind_50km_QPSK);
ind_50km_16QAM = find(BER_50km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_16QAM = L_50km(ind_50km_16QAM);
ind_50km_64QAM = find(BER_50km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_64QAM = L_50km(ind_50km_64QAM);

ind_75km_QPSK = find(BER_75km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_QPSK = L_75km(ind_75km_QPSK);
ind_75km_16QAM = find(BER_75km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_16QAM = L_75km(ind_75km_16QAM);
ind_75km_64QAM = find(BER_75km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_64QAM = L_75km(ind_75km_64QAM);

ind_100km_QPSK = find(BER_100km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_QPSK = L_100km(ind_100km_QPSK);
ind_100km_16QAM = find(BER_100km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_16QAM = L_100km(ind_100km_16QAM);
ind_100km_64QAM = find(BER_100km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_64QAM = L_100km(ind_100km_64QAM);

if 0
fprintf('QPSK (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_64QAM)
end

figure(99); hold on;
Delta = 0.125;
h = bar((1:3)*2-1.5*Delta*2,[Lmax_25_QPSK,Lmax_25_16QAM,Lmax_25_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.5 .5 1]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2-0.5*Delta*2,[Lmax_50_QPSK,Lmax_50_16QAM,Lmax_50_64QAM],
Delta,'FaceColor',[1 .5 .5]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2+0.5*Delta*2,[Lmax_75_QPSK,Lmax_75_16QAM,Lmax_75_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.5 1 .5]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2+1.5*Delta*2,[Lmax_100_QPSK,Lmax_100_16QAM,Lmax_100_64QAM],
Delta,'FaceColor',[.5 .5 .5]);
set(h,"basevalue",50);
set(gca,'yscale','log')

```

```

axis([1 7 50 15000])

FEC_limit = 5e-4;
ind_25km_QPSK = find(BER_25km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_QPSK = L_25km(ind_25km_QPSK);
ind_25km_16QAM = find(BER_25km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_16QAM = L_25km(ind_25km_16QAM);
ind_25km_64QAM = find(BER_25km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_25_64QAM = L_25km(ind_25km_64QAM);

ind_50km_QPSK = find(BER_50km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_QPSK = L_50km(ind_50km_QPSK);
ind_50km_16QAM = find(BER_50km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_16QAM = L_50km(ind_50km_16QAM);
ind_50km_64QAM = find(BER_50km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_50_64QAM = L_50km(ind_50km_64QAM);

ind_75km_QPSK = find(BER_75km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_QPSK = L_75km(ind_75km_QPSK);
ind_75km_16QAM = find(BER_75km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_16QAM = L_75km(ind_75km_16QAM);
ind_75km_64QAM = find(BER_75km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_75_64QAM = L_75km(ind_75km_64QAM);

ind_100km_QPSK = find(BER_100km_QPSK<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_QPSK = L_100km(ind_100km_QPSK);
ind_100km_16QAM = find(BER_100km_16QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_16QAM = L_100km(ind_100km_16QAM);
ind_100km_64QAM = find(BER_100km_64QAM<FEC_limit,1,'last');
Lmax_100_64QAM = L_100km(ind_100km_64QAM);

if 0
fprintf('QPSK (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 25km): %d km\n',Lmax_25_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 50km): %d km\n',Lmax_50_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 75km): %d km\n',Lmax_75_64QAM)
fprintf('\n')
fprintf('QPSK (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_QPSK)
fprintf('16QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_16QAM)
fprintf('64QAM (Lspan = 100km): %d km\n',Lmax_100_64QAM)
end

figure(99); hold on;
Delta = 0.125;
h = bar((1:3)*2-1.5*Delta*2,[Lmax_25_QPSK,Lmax_25_16QAM,Lmax_25_64QAM],
Delta,'FaceColor',[0 0 1]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2-0.5*Delta*2,[Lmax_50_QPSK,Lmax_50_16QAM,Lmax_50_64QAM],
Delta,'FaceColor',[1 0 0]);
set(h,"basevalue",50);
h = bar((1:3)*2+0.5*Delta*2,[Lmax_75_QPSK,Lmax_75_16QAM,Lmax_75_64QAM],
Delta,'FaceColor',[0 1 0]);

```

```
set (h, "basevalue", 50);
h = bar((1:3)*2+1.5*Delta*2, [Lmax_100_QPSK, Lmax_100_16QAM, Lmax_100_64QAM],
Delta, 'FaceColor', [0 0 0]);
set (h, "basevalue", 50);
set(gca, 'yscale', 'log')
axis([1 7 50 25000])

set(gca, 'xtick', [2 4 6])
set(gca, 'xticklabel', {'QPSK', '16QAM', '64QAM'})
set(gca, 'ytick', [100 1000 10000])
set(gca, 'yticklabel', {'100', '1000', '10000'})
ylabel('Distância máxima (km)', 'fontsize', fontsize)
set(gca, 'fontsize', fontsize)

end
```