

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

FELIPPE DIAS BENEDICTO

**Análise de desempenho de sistemas ópticos coerentes padronizados com adaptação do modelo
GNM estendido (*Gaussian Noise Model*)**

São João da Boa Vista

2021

Felippe Dias Benedicto

**Análise de desempenho de sistemas ópticos coerentes padronizados com adaptação do modelo
GNM estendido (*Gaussian Noise Model*)**

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Profº Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

São João da Boa Vista

2021

B463a	Benedicto, Felipe Dias Análise de desempenho de sistemas ópticos coerentes padronizados com adaptação do modelo GNM estendido (Gaussian Noise Model) / Felipe Dias Benedicto. -- São João da Boa Vista, 2021 44 p. Trabalho de conclusão de curso (-) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Câmpus Experimental de São João da Boa Vista, São João da Boa Vista Orientador: Ivan Aritz Aldaya Garde 1. Comunicações ópticas. 2. Detectores ópticos. 3. Fibras ópticas. 4. Sistemas não lineares. 5. Modelos matemáticos. I. Título.
-------	---

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca do Câmpus 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 ÓPTICOS COERENTES
PADRONIZADOS COM ADAPTAÇÃO DO MODELO GNM ESTENDIDO
(GAUSSIAN NOISE MODEL)

Aluno: Felipe Dias Benedicto
Orientador: Prof. Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde

Banca Examinadora:

- Ivan Aritz Aldaya Garde (Orientador)
- Mirian Paula dos Santos (Examinadora)
- Rafael Abrantes Penchel (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 046/2021)
--

São João da Boa Vista, 02 de agosto de 2021

RESUMO

Neste trabalho foram realizados estudos a cerca de uma extensão do modelo gaussiano de ruídos, GNM (do inglês, *Gaussian Noise Model*), para sistemas ópticos coerentes de alta taxa de transmissão e capacidade. A proposta de extensão se deve a adição das contribuições dos ruídos térmico e *shot* agregados ao receptor, que são desconsiderados em sistemas em que os ruídos de ASE (do inglês, *Amplified spontaneous emission*) e das NLIs (do inglês, Non-linear impairments) são dominantes. Para isso, foram feitas simulações na ferramenta MATLAB, fazendo uso de um padrão de sistema óptico coerente em fase de implementação, o 400ZR, proposto pela OIF (do inglês, *Optical Internetworking Forum*), obtendo resultados de relações de potência de ruído, SNR equivalente e capacidade (bits por símbolo) de cada canal WDM (do inglês, *Wavelength Division Multiplexing*) do sistema.

PALAVRAS CHAVE: COMUNICAÇÕES ÓPTICAS; DETECTORES ÓPTICOS; FIBRAS ÓPTICAS; SISTEMAS NÃO LINEARES; MODELOS MATEMÁTICOS

ABSTRACT

In this work, studies were carried out about an extension of the Gaussian noise model, GNM (*Gaussian Noise Model*), for coherent optical systems of high transmission rate and capacity. The extension proposal is due to the addition of the contributions of the thermal noise and *shot* added to the receiver, which are disconsidered in systems where ASE (*Amplified spontaneous emission*) and NLIs (Non-linear impairments) noises are dominant. For this, simulations were carried out in the MATLAB tool, using a coherent optical system standard in the implementation phase, the 400ZR, proposed by the OIF (*Optical Internetworking Forum*), obtaining power ratio results of noise, equivalent SNR and capacity (bits per symbol) of each WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) channel in the system.

KEYWORDS: OPTICAL COMMUNICATIONS; OPTICAL DETECTORS; OPTICAL FIBERS; NONLINEAR SYSTEMS; MATHEMATICAL MODELS

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Padrão de sistema óptico com transmissão e recepção.	9
Figura 2	Exemplo de aplicação de sistema 400ZR.	10
Figura 3	Produto BL ao longo das gerações das telecomunicações.	13
Figura 4	Modulador IQ, à partir de moduladores Mach-Zehnders	14
Figura 5	Configuração de um receptor coerente balanceado	15
Figura 6	Configuração para híbrida 90° 2x4.	17
Figura 7	Efeitos considerados ao longo dos <i>spans</i> e da recepção.	19
Figura 8	Diagrama de blocos simplificado dos sinais misturados no receptor.	24
Figura 9	Variação de potência das contribuições dos ruídos de acordo com a potência transmitida.	28
Figura 10	SNRs considerando as potências de ruídos NLI + elétricos e apenas elétricos. .	29
Figura 11	Capacidade de canal considerando ruídos NLI e elétricos, enquanto comparado com um canal óptico linear.	29
Figura 12	Potências de sinal, ruído no modelo clássico (NLI + ASE) e ruído no modelo estendido (NLI + ASE + térmico + <i>shot</i>)	30
Figura 13	SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor.	31
Figura 14	Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 2 spans de 40km.	31
Figura 15	Relação de potências considerando apenas um span pré-amplificado de 80 km .	32
Figura 16	SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor para 1 span de 80km. . .	33
Figura 17	Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 1 span de 80km.	33
Figura 18	Relação de potências considerando 4 <i>spans</i> amplificados de 25km	34
Figura 19	SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor para 4 <i>spans</i> de 25km. .	34
Figura 20	Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 4 spans de 25km.	35

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASE - *Amplified spontaneous emission*

BER - *Bit error rate*

C-FEC - *Concatenated forward error correction*

CFP2 - *C form-factor pluggable v2*

DCO - *Digital coherent optical*

DCI - *Datacenter interconnect*

DWDM - *Dense wavelength-division multiplex*

DP-16QAM - *Dual-polarization 16-ary quadrature amplitude modulation*

DSP - *Digital signal processor*

EDFA - *Erbium doped fiber amplifiers*

FWM - *Four-wave mixing*

GVD - *Group-velocity dispersion*

IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

ITU-T - *International Telecommunications Union - telecommunication standardization sector*

ITLA - *Integrable tunnable laser assembly*

LOP - *Launch optical power*

MZM - *Mach-Zehnder*

NLI - *Non-linear impairments*

QAM - *Quadrature amplitude modulation*

QSFP-DD - *Quad small form-factor pluggable dual density*

OSNR - *Optical signal-to-noise ratio*

PBC - *Polarization beam combiner*

PMD - *Polarization mode dispersion*

QAM - *Quadrature amplitude modulation*

ROADM - *Reconfigurable optical add/drop multiplexer*

SNR - *Signal-to-noise ratio*

SPM - *Self-phase modulation*

SSMF - *Standard single mode fiber*

XPM - *Cross-phase modulation*

WDM - *Wavelength-division multiplex*

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	9
1.1	Justificativa do problema	9
1.1.1	Especificações do 400ZR	10
1.1.2	Motivações para um modelo de ruído gaussiano para os novos padrões	12
1.2	Objetivos do trabalho	12
1.3	Organização do trabalho	12
2	SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES	13
2.1	Receptor coerente óptico	15
2.2	Detecção Heteródina	16
2.2.1	Detecção Homódina	17
2.2.2	Detecção Intrádina	17
2.3	Ruídos e impedimentos em sistemas ópticos	18
2.3.1	Relação entre ruídos <i>Shot</i>, ASE e térmico	19
2.4	Efeitos lineares em fibras ópticas	20
2.5	Efeitos não lineares em fibras ópticas	20
3	MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO ÓPTICO	22
3.1	Modelo de ruído generalizado	23
3.1.1	Performance do canal óptico	25
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	27
4.1	Análise do modelo gaussiano em enlace não amplificados.	28
4.2	Análise do modelo gaussiano em enlaces amplificados.	30
4.2.1	Enlace de 80km com 2 <i>spans</i> amplificados	30
4.2.2	Enlace de 80km com 1 <i>span</i> pré-amplificado.	32
4.2.3	Enlace de 100km com 4 <i>spans</i> amplificados	34
5	CONCLUSÃO	36
	Referências	37
	Apêndice A	39

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA DO PROBLEMA

No contexto atual das telecomunicações, e ao longo das últimas décadas, várias frentes foram expandidas para alcançar cada vez mais usuários e para suprir a demanda por sistemas de alta performance. Em particular, a partir da década de 1980, vimos a evolução partir de meios de transmissão guiados metálicos, como os cabos coaxiais de cobre. Esses cabos com o tempo foram substituídos amplamente por fibras de sílica, devido ao material dielétrico das fibras possuírem imunidade à interferências eletromagnéticas e possuir menor atenuação para longas distâncias, assim como uma maior largura de banda de operação. Hoje em dia, redes ópticas passivas (PONs) oferecem capacidades de centenas de Gbit/s com cobertura superior a 5% da população mundial (Digital Development 2018).

Até o começo dos anos 2000, sistemas ópticos baseados em modulação de intensidade (OOK) com detecção direta (IM/DD) satisfizeram os requerimentos de banda para sistemas até 10 Gbit/s por canal. A fim de atingir requerimentos superiores, se desenvolveram os denominados sistemas coerentes digitais, capazes de quebrar a barreira de 40 Gbits/s de taxa de transmissão, usando modulações de ordem superior como o QPSK e QAM (Agrawal 2012).

Fonte: (Agrawal 2012)

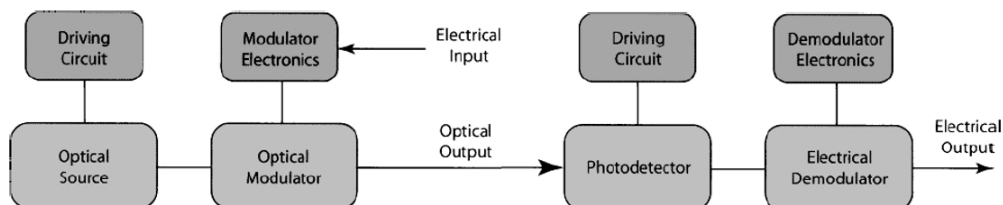


Figura 1 – Padrão de sistema óptico com transmissão e recepção.

Com o advento destes sistemas para redes fixas de telecomunicações, novos padrões de interfaces de enlaces ponto-a-ponto foram discutidos pela OIF (*Optical Internetworking Forum*) e IEEE (*Institute of Electrical and Electronic Engineers*), principalmente para taxas de transmissão cada vez maiores e com acordos de implementação cada vez mais necessários.

Considerando tanto um canal de comunicação passivo *passive single channel*, quanto sistemas com multiplexação em comprimento de onda (DWDM) amplificados, as propostas de 400ZR e 400ZR+ (OIF 2020) estão sendo amplamente discutidas para padronizar conexões coerentes ópticas para implementação comercial, trabalhando em taxas de até 400 Gbit/s. Considerando os acordos definidos a esses sistemas, alguns aspectos de performance ainda devem ser caracterizados, como os impactos de performance de canal relacionados a ruídos ópticos (ASE e NLI) e aspectos atribuídos a ruídos de origem elétrica (*shot* e térmico).

A implementação de enlaces ponto-a-ponto ainda são particularmente usados para interconexões entre data centers (Ciena 2019), servindo como base tecnológica para sistemas ópticos hierárquicos e ramificações mais complexas. A introdução e a implementação do 400ZR vem para reduzir custos e complexidade para interfaces DCI (ponto-a-ponto, *single-span*), sendo aprimorado pelo 400ZR+ por propor o aumento das distância dos spans (comprimento entre amplificadores), enquanto maiores enlaces com centenas de quilômetros e compatibilidade com taxas de transmissão variáveis, como 100 Gbit/s e 200 Gbit/s. (Abdo et al. 2020)

Para esses novos padrões serem consolidados e empregados, estudos devem ser feitos sobre os modos de operação, como as potências relativas dos sinais elétricos e ópticos, distância dos meios de transmissão, os efeitos degradantes a serem considerados e a viabilidade de implementação.

1.1.1 Especificações do 400ZR

O 400ZR foi proposto pela OIF para ser uma solução sistêmica padronizada, inicialmente voltada para interconexões ópticas entre *datacenters*, os DCIs. A OIF é uma organização internacional sem fins lucrativos com mais de 100 empresas membros, sendo um grupo da indústria que reúne representantes das tecnologias ópticas e de ciência de dados. (OIF 2020) O objetivo dos padrões sugeridos pela OIF é acelerar a implantação de redes ópticas interoperáveis, priorizando a razão de potência gasta por bits (Watts/bits) e a eficiência espectral dos canais ópticos. O 400ZR é então considerado um *implementation agreement* (IA) dedicado a especificar uma interface digital óptica coerente para aplicações distintas, como enlaces de extensão de 120 quilômetros para *datacenters* e enlaces de 20 quilômetros entre campus. (OIF 2020)

Fonte: (García-Yáñez e Gutiérrez-Castrejón 2015)

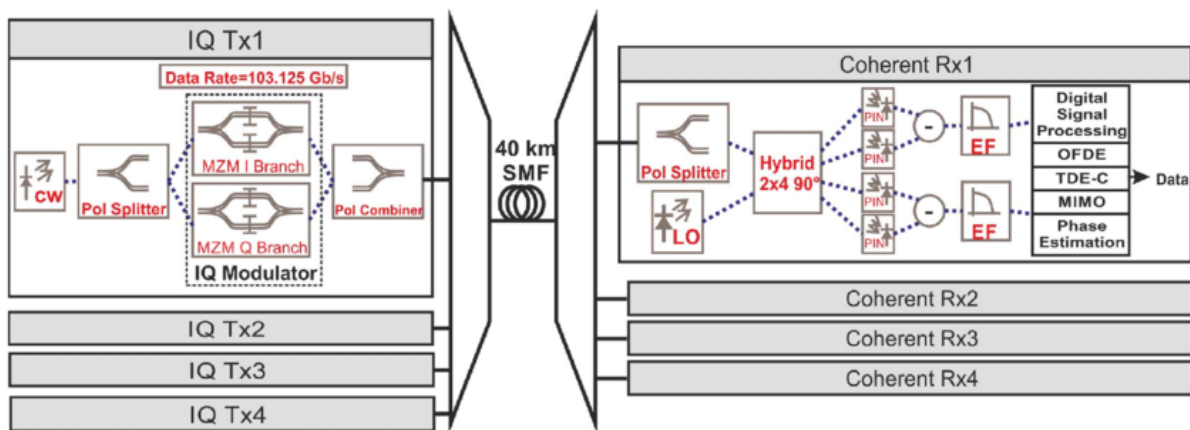


Figura 2 – Exemplo de aplicação de sistema 400ZR.

O acordo tem a finalidade de permitir implementações de 400 Gbit/s em consideração de custos de operação e padronização de projetos, baseando-se inicialmente em modulação DP-16QAM *single-carrier* e processamento digital de sinais, DSP, com baixa dissipação de potência. O módulo 400ZR terá também suporte a codificação e decodificação de fase e correção de erros concatenados por C-FEC, com o *error floor* pós-FEC de $<10^{-15}$.

Para o suporte a protocolos de redes, a padronização inclui trabalhar com o IEEE 802.3-2018 e o ITU-T SG-15, cobrindo a compatibilidade de comunicação entre dispositivos de roteamento, comutação, multiplexação *add/drop*, *cross-connection*, amplificadores, *transceivers*, repetidores e regeneradores.

Cada aplicação de uso do 400ZR pode ser tratada de acordo com a arquitetura do módulo plugado a ser utilizado, sendo compatíveis com módulos plugáveis para sistemas digitais coerentes, os DCOs, como o CFP2 e o QSFP-DD (Loussouarn et al. 2019). Esses módulos são tipicamente *transceivers* (transmissor e receptor) acoplados que englobam diferentes tipos de funcionalidades, como a transmissão e recepção coerente com lasers ITLA de largura de linha estreita (*narrow linewidth*), modulação e demodulação óptica em diferentes estágios por moduladores de fase e quadratura (IQ) com diversidade de polarização. Ficando a cargo do DSP e de filtros equalizadores a compensação de efeitos que degradam o sinal transmitido como dispersões, atenuações, distorções e dos ruídos.

À partir de uma padronização, existem diferentes aplicações possíveis para cada módulo que é desenvolvido, sendo o 400ZR destinado para interconectividade entre *datacenters* para distâncias de médio, a curto alcance com transmissões de até 400 Gbit/s com recepção coerente. Sendo suas evoluções como 400ZR+ e OpenZR, modelos experimentais com maior alcance e taxas de transmissão variáveis, destinadas para aplicações futuras. (Abdo e D'Amours 2020)

	400ZR	OpenROADM	OpenZR+
Aplicação	DCI	Metropolitana (LH)	DCI regional
Alcance	<120km	>120km	>120km
Taxa de Transmissão	400 Gbit/s	100-400 Gbit/s	100-400 Gbit/s
Código Corretor	CFEC	oFEC	oFEC

Tabela 1 – Aplicações e evoluções do 400ZR.

Considerando os enlaces DCI, serão considerados dois cenários diferentes para enlaces amplificados de curto e médio alcance e um cenário com um enlace sem amplificação limitado pelas perdas da fibra e o ruído dos receptores. Esses casos são definidos pelos códigos de aplicação 1 e 2, respectivamente, no documento da OIF (OIF 2020). O 400ZR amplificado é indicado para aplicações de pelo menos 80 km, sendo então limitado em desempenho pelo ruído óptico, isto é pela relação sinal-ruído óptico, OSNR. Os cenários de aplicação do 400ZR, então são classificados por:

- Cenário 1 - *link* sem amplificação: Interface ponto-a-ponto sem amplificação de 400 Gbits/s, *single-wavelength* com enlaces menores que 80 quilômetros, limitados por perdas do sistema (*loss limited*).
- Cenário 2 - *link* com amplificação : Interface ponto-a-ponto amplificado de 400 Gbits/s, DWDM com enlaces ponto-a-ponto de 80 km entre switch/roteadores ópticos, limitados pela OSNR na entrada do receptor (*noise limited*).

As capacidades de transmissão se convergiriam em um módulo capaz de trabalhar em configurações otimizadas para DSP, FEC e diferentes modulações, de acordo com a taxa de transmissão do sistema.

Para OpenROADM a padronização é discutida em paralelo com a evolução do 400ZR, buscando operar com o 400 Gbit/s e compatibilidade com outras taxas de transmissão, exclusivamente com especificações direcionadas para ROADMs compatíveis com a padronização estabelecida pela OIF.

1.1.2 Motivações para um modelo de ruído gaussiano para os novos padrões

Visando compatibilizar os estudos com os padrões que serão vistos no mercado nos próximos anos, os sistemas ópticos empregados em transmissões de PM-16QAM em 400 Gbit/s coerentes, como no 400ZR, ainda seriam suscetíveis à efeitos não lineares e ruídos elétricos intrínsecos no receptor. Módulos coerentes já fazem a compensação de dispersão cromática e de dispersão de modo de polarização (PMD), enquanto que amplificadores são utilizados para compensar a atenuação em comprimentos de *span* já conhecidos. Para isso será agregado através de simulação, os efeitos não lineares do modelo de ruído gaussiano estudados por autores importantes e os ruídos *shot* e térmico resultantes no receptor.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo desse trabalho será descrever modificar o modelo de ruído gaussiano para considerar o ruído agregado no receptor. Uma vez modificado o modelo, avaliaremos o efeito dos ruídos térmico e *shot* no desempenho de um interconector óptico compatível com o padrão 400ZR.

Para cada caso serão feitas simulações usando o modelo de ruído gaussiano, para analisar características do canal óptico de acordo com os parâmetros estabelecidos pelo padrão, como o caso de *links* de 40 quilômetros sem amplificação e à partir de 80 quilômetros amplificados.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Os conceitos básicos dos sistemas coerentes digitais serão descrito no Capítulo 2. No Capítulo 3, será descrito o modelo de ruído gaussiano à partir de aspectos do sistema óptico que serão realizados em simulação. Para isso serão mostrados resultados de pesquisa de autores que estudaram de maneira intensiva as características de ruídos de emissão espontânea (ASE) e a interferência não linear (NLI) em diferentes cenários e particularizando para as ferramentas analíticas que temos à disposição. Já no Capítulo 4, serão apresentados os resultados numéricos do modelo de ruído gaussiano modificado para incluir novas contribuições dos ruídos *shot* e térmico. Enquanto que no capítulos 5 é abordado as conclusões relacionadas aos resultados.

2 SISTEMAS ÓPTICOS COERENTES

De acordo com a demanda crescente pelo tráfego de informações, as comunicações ópticas se desenvolveram melhorando a capacidade, as técnicas de modulação, o acesso múltiplo e o alcance dos sistemas. O seu protagonismo no cenário de infraestrutura de redes nas últimas décadas se deve a adoção da multiplexação por divisão de comprimentos de onda da luz, a qual expandiu exponencialmente a capacidade de transmissão de Tb/s em múltiplos canais e possibilitou a criação de sistemas ópticos (*Long Haul*) ultramarinos fazendo interligação localizações entre continentes distantes (Desbruslais 2015).

Essa constante evolução pode ser quantificada mediante o produto $B \times L$, a qual considera tanto a banda como a extensão de um enlace de telecomunicações, sendo um fator importante para se analisar esse crescimento expressivo da capacidade dos sistemas de comunicação (Agrawal 2012).

Fonte: (Agrawal 2012)

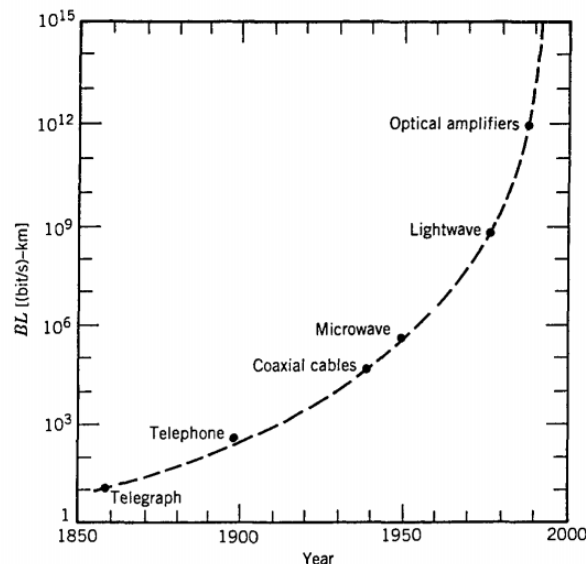


Figura 3 – Produto BL ao longo das gerações das telecomunicações.

A Figura 3 mostra o desenvolvimento dos sistemas de comunicações ópticas nas últimas décadas. A grande mudança ocorreu com o desenvolvimento de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFA), consistentes em fibras de poucos metros dopadas com íons de érbio. Esses átomos são excitados opticamente resultando em uma inversão de população de portadores e num ganho em um comprimento de onda específico (Desurvire e Simpson 1989).

A implementação de sistemas amplificados por EDFAs possibilitou o uso crescente dos sistemas WDM, mesmo sobre detecção direta (IM/DD). O uso de canais espaçados em comprimento de onda, possibilitou o uso otimizado do espectro frequencial da fibra, sendo tipicamente separados em grids de 50 GHz a 75 GHz em sistemas de alta transmissão de dados, como o 100 Gbit/s e 400 Gbits/s (Abdo et al. 2020). Um único dispositivo EDFA é capaz de amplificar múltiplos canais ao longo da fibra, considerando até 50 GHz de espaçamento.

O aumento da distância entre a transmissão e a recepção deve-se a combinação dos EDFAs com o sistema WDM, por substituir regeneradores convencionais usados para cada canal da fibra, diminuindo custos e aumentando o espaçamento entre os *spans*. Um enlace de fibra tinha capacidade para Terabits de informação por segundo, hoje com espaçamentos reduzidos em sistemas DWDM (Sarup et al. 2014).

Com a evolução das comunicações ópticas, muitos sistemas WDM foram-se adaptando de forma a aproveitar a banda de ganho dos EDFAs, buscando a maior eficiência espectral possível pelas técnicas de modulação e diminuindo o espaçamento frequencial entre portadoras (canais). Para se calcular a eficiência espectral utiliza-se a relação:

$$\eta_s = \frac{B}{\Delta f}, \quad (2.1)$$

sendo B , o *bitrate* transmitido por um canal óptico e Δf a separação entre os canais em frequência. Em sistemas WDM atuais, a eficiência espectral atinge valores maiores que 1 (bit/s) / Hz, usando modulação de alta ordem (16QAM) com menor espaçamento entre canais de 50 Ghz. (Agrawal 2012).

Um sistema de transmissão digital coerente pode ser definido pela capacidade do receptor óptico, um fotodetector, de detectar o sinal transmitido estimando a fase em coerência. Os estudos são extensivos na área desde a década de 80 (Yamamoto e Kimura 1981), mas apenas no começo dos anos 2000 haveriam técnicas sólidas para recuperar a portadora na recepção. Técnicas de estimação de fase abriram a possibilidade do uso proeminente de técnicas de modulação como o PSK e o QAM, aumentando consideravelmente a eficiência espectral dos sistemas. (Iwashita 1995)

Fonte: (Seimetz 2009)

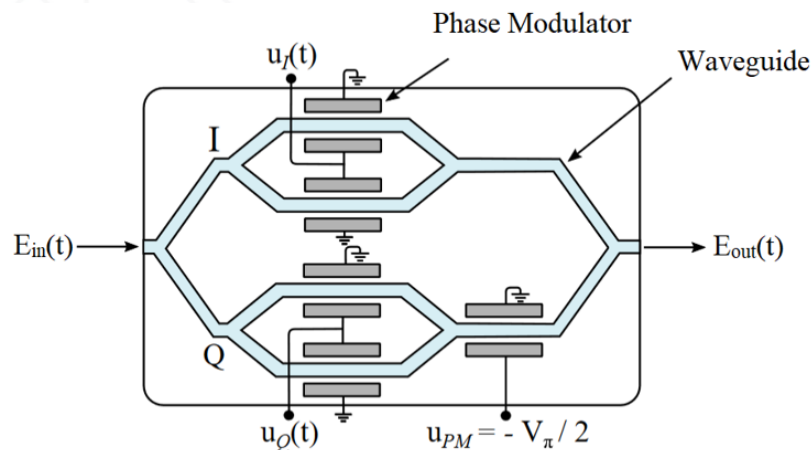


Figura 4 – Modulador IQ, à partir de moduladores Mach-Zehnders

Considerando sistemas IM/DD, em que a informação do sinal é modulada apenas na intensidade de um transmissor óptico, em sistemas coerentes o sinal pode ser modulado em amplitude e fase. Porém é preferível modular as componentes em fase e quadratura utilizando um modulador como o mostrado na Figura 4.

Para esses sistemas, é comum ter dois moduladores IQ em paralelo para permitir a diversidade de polarização, sendo combinados posteriormente por um combinador de feixe de polarização (PBC), em que um dos sinais recebe um atraso e ambos são recombinados na saída, como visto na Figura 2.

2.1 RECEPTOR COERENTE ÓPTICO

Para a recepção coerente, é necessário adaptar o sistema para extrair as informações de fase e amplitude. Para isso, o sinal modulado recebido com a informação é combinado com um oscilador local (LO, do inglês *local oscillator*) no domínio óptico e detectado com pares de fotodetectores pareados.

A fim de analisar a recepção em um sistema óptico coerente, como mostrado na Figura 5, podemos começar escrevendo o campo elétrico do sinal óptico saindo de um transmissor:

$$E_S(t) = A_S(t)e^{-i\omega_S t}, \quad (2.2)$$

e do LO como:

$$E_{LO}(t) = A_{LO}(t)e^{-i\omega_{LO} t}, \quad (2.3)$$

sendo $A_S(t)$ e $A_{LO}(t)$, as amplitudes complexas de do sinal transmitido e do LO, respectivamente. Assim, a primeira delas carrega as informações de modulação de fase e amplitude a serem usadas na detecção. Enquanto ω_S e ω_{LO} , são a frequência angular do sinal e do LO.

As potências dos sinais dadas as amplitudes do sinal transmitido e o do LO são definidas como:

$$P_S = \frac{|A_S|^2}{2}, \quad (2.4)$$

$$P_{LO} = \frac{|A_{LO}|^2}{2}. \quad (2.5)$$

Para maximizar a relação de fotocorrente no receptor, se utiliza a técnica de detecção balanceada, que consiste em dois fotodiodos antiparalelos para cada polarização (I e Q), com defasagem de π entre as duas saídas do acoplador de 3dB (Sari 2019).

A Figura 5, logo abaixo, exemplifica a configuração de um receptor com detecção balanceada para sinais sem diversidade de polarização, através do sinal E_S e o oscilador local E_{LO} .

Fonte: (Seimetz 2009)

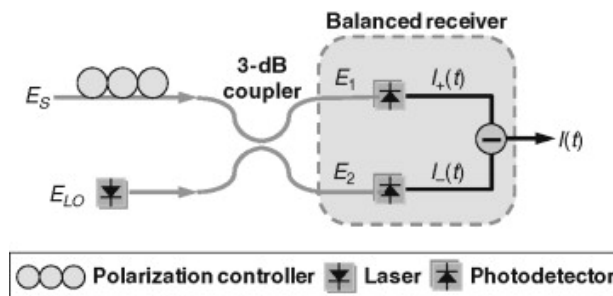


Figura 5 – Configuração de um receptor coerente balanceado

Considerando o sinal e a LO co-polarizados, o campo elétrico na entrada de cada fotodiodo pode ser descrito por:

$$E_1 = \frac{(E_S + E_{LO})}{\sqrt{2}}, \quad (2.6)$$

$$E_2 = \frac{(E_S - E_{LO})}{\sqrt{2}}, \quad (2.7)$$

Enquanto as fotocorrentes nas saídas dos fotodiodos serão:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= R \cdot \left(\operatorname{Re} \left[\frac{A_S(t)e^{-i\omega_S t} + A_{LO}(t)e^{-i\omega_{LO} t}}{\sqrt{2}} \right] \right)^2 \\ &= \frac{R}{2} \left[P_S(t) + P_{LO} + 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF}t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)) \right], \end{aligned} \quad (2.8)$$

e para a corrente de saída no segundo fotodetector:

$$\begin{aligned} I_2(t) &= R \cdot \left(\operatorname{Re} \left[\frac{A_S(t)e^{-i\omega_S t} - A_{LO}(t)e^{-i\omega_{LO} t}}{\sqrt{2}} \right] \right)^2 \\ &= \frac{R}{2} \left[P_S(t) + P_{LO} - 2\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF}t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)) \right], \end{aligned} \quad (2.9)$$

a qual, $\omega = \omega_s - \omega_{LO}$, θ_S e θ_{LO} são as componentes de fase extraídas de ambos os sinais e R a responsividade do fotodiodo, que pode ser generalizado por:

$$R = \frac{e\eta}{\hbar\omega_S}, \quad (2.10)$$

sendo e a carga do elétron, $\hbar$ a constante de Planck e η a eficiência quântica do fotodiodo. Logo, o sinal detectado proveniente pela fotocorrente é:

$$I(t) = I_1(t) - I_2(t) = 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \theta_S(t) - \theta_{LO}(t)). \quad (2.11)$$

2.2 DETECÇÃO HETERÓDINA

À partir dos dois sinais detectados no receptor, podemos classificar o tipo de detecção de acordo com a relação das frequências dos sinais combinados. Para o caso da detecção heteródina, a mistura dos dois sinais, do transmissor e LO, produzem uma componente vestigial ω_{IF} , em uma frequência intermediária na ordem de micro-ondas.

O ruído característico na entrada do receptor também está em uma fase modulada diferente do sinal que foi transmitido. Dada então a relação de intensidade na equação (2.11), a amplitude complexa do sinal ficaria:

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cdot e^{i[\theta_S(t) + \theta_n(t)]}. \quad (2.12)$$

No caso da detecção heteródina, as frequências do sinal transmitido e da LO são diferentes, enquanto toda a informação do sinal óptico é transferida por uma portadora em domínio elétrico para a frequência intermediária (ω_{IF}), sendo que a IF deve ser maior ou igual a banda do sinal em banda base. A detecção heteródina permite o uso de demoduladores menos complexos e permite a sincronização de portadora a partir de um arranjo com laço de fase (PLL), estimando a fase do sinal ($\theta_n(t)$) e decodificando o sinal mesmo com a variação ao longo do tempo. (Agrawal 2012) Como desvantagem, a banda elétrica ocupada pela detecção heteródina é pelo menos duas vezes maior que a da detecção

homódina e técnicas de rejeição de imagem são necessárias para ter eficiências espectrais aceitáveis em sistemas WDM. (Seimetz 2009).

2.2.1 Detecção Homódina

A detecção homódina se refere a condição em que ω_S e ω_{LO} estão na mesma frequência, ou seja, $\omega_{IF} = 0$. Considerando a eficiência espectral e a compatibilidade com altas taxas de transmissão, o receptor homódino é superior e mais indicado para modulações de maior ordem. (Seimetz 2009). Diferente da Equação 2.12, para a detecção homódina a intensidade presente no receptor é:

$$I_c(t) = 2R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cdot e^{i[\theta_S(t)+\theta_{LO}(t)]}. \quad (2.13)$$

Pelo cosseno da equação 2.13 acima, o fotodetector apenas pode detectar a componente real *in-phase* (I) do sinal. Para extrair a componente imaginária ou em quadratura (Q) é necessário outra configuração específica de detecção balanceada usando a LO com a fase defasada de 90°, perdendo em flexibilidade de implementação.

Outra desvantagem em relação a detecção heteródina é a complexidade aumentada pelo uso de um OPLL (*optical phase locked loop*), para estimar explicitamente a fase do sinal e da LO no batimento. (Seimetz 2009)

2.2.2 Detecção Intrádina

Com a configuração da LO em defasagem de 90°, também definida como detecção por híbrida de 90°, a recepção é capaz de detectar tanto a componente imaginária, quanto a real, usando quatro braços acoplados em uma configuração 2x4, tal e como mostrado na Figura 6.

Fonte: (Seimetz 2009)

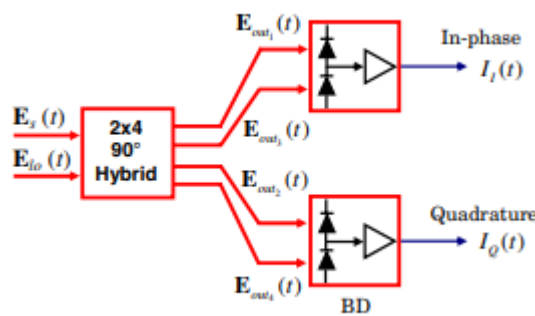


Figura 6 – Configuração para híbrida 90° 2x4.

Usando esta configuração, os quatro sinais na entrada dos fotodetectores são obtidos por:

$$E_{out1} = \frac{(E_S + E_{LO})}{2} \quad (2.14)$$

$$E_{out2} = \frac{(E_S - E_{LO})}{2} \quad (2.15)$$

$$E_{out3} = \frac{(E_S + iE_{LO})}{2} \quad (2.16)$$

$$E_{out4} = \frac{(E_S - iE_{LO})}{2} \quad (2.17)$$

Enquanto as fotocorrentes dos fotodiodos balanceados, temos que:

$$I_I(t) = I_{I1}(t) - I_{I2}(t) = R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cos(\theta_S(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.18)$$

$$I_Q(t) = I_{Q1}(t) - I_{Q2}(t) = R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \sin(\theta_S(t) - \theta_{LO}(t)) \quad (2.19)$$

Associando as duas fotocorrentes podemos recuperar a envoltória complexa que tem toda a informação do sinal transmitido:

$$I_c(t) = I_I(t) + iI_Q(t) = R\sqrt{P_S(t)P_{LO}} \cdot e^{i(\theta_s(t) + \theta_n(t))} \quad (2.20)$$

Em sistemas de comunicações ópticas coerentes digitais, a detecção intradina tem sido adotada na grande maioria dos sistemas pois possibilita usar lasers operando em *free running*, isto é, sem controle preciso de fase.

2.3 RUÍDOS E IMPEDIMENTOS EM SISTEMAS ÓPTICOS

Para sistemas ópticos, devemos considerar efeitos que distorcem linearmente e não linearmente o sinal transmitido ao longo da fibra, enquanto nos próprios transmissor e receptor. Esta análise é importante sobretudo para poder dimensionar o sistema e compensar os impedimentos, a fim de alcançar performances satisfatórias para cada dispositivo óptico e eletrônico operacional.

O desafio atual é atingir extensões cada vez maiores de *spans*, com menor custo em complexidade e dopagem de componentes. Para isso muitos estudos são realizados sobretudo na compensação da NLI, que tornam muitos enlaces de longo alcance com transmissões maiores que 400 Gbit/s, inviáveis (Ellis et al. 2017). Os efeitos ópticos degradantes a serem considerados serão a ASE, resultante da amplificação do sinal pelos EDFAs e as NLI induzidas pelo efeito Kerr, que serão sumariamente divididas em automodulação de fase (SPM), modulação de fase cruzada (XPM) e mistura de quatro ondas (FWM).

Os efeitos lineares, dispersão cromática por exemplo, são determinísticos e compensados eficientemente por ASIC-DSPs no domínio elétrico ao longo da recepção, amplamente usados em sistemas UT (Bosco et al. 2011). Porém os mecanismos de distorção estocásticos, como ASE e NLI, ainda não podem ser compensados de maneira trivial e são fundamentalmente estudados ainda (Yamasaki et al. 2017; Sari 2019). As últimas limitações que sobraram, o ruído *shot* e térmico, foram objetos de estudo primordiais e serão consideradas suas contribuições de penalidade de acordo com o sistema coerente baseado no 400ZR.

Fonte: Autor.

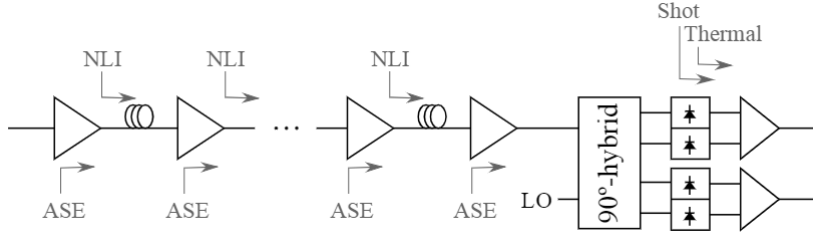


Figura 7 – Efeitos considerados ao longo dos *spans* e da recepção.

2.3.1 Relação entre ruídos *Shot*, ASE e térmico

Na recepção, a contribuição de efeitos de natureza elétrica podem ser representados pelo ruído gaussiano térmico e pelo ruído *shot*. O ruído *shot* pode ser caracterizado pelas flutuações no número de fótons detectados no fotodetector (Barry e Lee 1990), enquanto o ruído térmico é intrínseco para dispositivos eletrônicos por efeito Joule e quantizado no receptor óptico por uma carga acoplada R_L (Gagliardi e Prati 1980).

Para potências suficientemente altas do oscilador local (LO) incidentes no receptor, a presença de ruído *shot* é maior que a do ruído térmico no receptor (Agrawal 2012), portanto sendo desconsiderado em sistemas ópticos coerentes de alta capacidade.

Analizando a equação 2.20, percebemos que a intensidade no receptor é considerada sem a variação de ruído *shot*, a qual pode ser desconsiderada em sistemas amplificados com detecção coerente balanceada. Para esses sistemas, a limitação não é mais causada pela incidência de ruído *shot* no receptor, mas sim pela ASE (Seimetz 2009), ou seja, pela geração excessiva e não linear de fótons durante as fases de amplificação.

Para ambas as situações, em links amplificados e não amplificados, utilizamos o teorema de Wiener-Khinchin (Agrawal 2012) para relacionar as funções de autocorrelação $i_s(t)$, $i_T(t)$, com as densidades espectrais $S_s(f)$, $S_T(f)$. O ruído *shot* e o ruído térmico, respectivamente, podem ser quantizados na saída dos fotodetectores balanceados de forma:

$$\langle i_s(t) i_s(t + \tau) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f) e^{(2\pi i f \tau)} df, \quad (2.21)$$

$$\langle i_s^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_T(f) df, \quad (2.22)$$

enquanto a variância do ruído *shot* e térmico, dado quando $\tau = 0$:

$$\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f) df = 2qI_p \Delta f, \quad (2.23)$$

$$\sigma_T^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_T(f) df = (4k_B T / R_L) \Delta f, \quad (2.24)$$

em que Δf é a banda efetiva do ruído no receptor, q é a carga do elétron e I_p a fotocorrente média,

K_B é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta, R_L é a uma carga resistiva inserida na fronteira do receptor e F_n é um fator de figura de ruído à partir dos estágios de amplificação do sistema.

2.4 EFEITOS LINEARES EM FIBRAS ÓPTICAS

Dois fatores de distorção linear ao longo da transmissão devem ser considerados em sistemas ópticos no geral, primariamente esses fatores são a dispersão e a atenuação. Para esses fatores não serem aspectos de limitação de sistema, eles precisam ser sumariamente compensados entre os *spans* ou acumulados de forma a serem equalizados em filtros acoplados a um DSP coerente no domínio elétrico. (Nespola et al. 2014) Para a atenuação, principalmente causada pelo espalhamento Rayleigh no material da fibra, temos a relação de potência de saída com as perdas pela distância dada por:

$$P_{out} = P_{In} \cdot e^{\alpha L}, \quad (2.25)$$

em que α é o coeficiente de perda da fibra em dB/km e L é o comprimento do enlace ou *span*. Considerando um sistema limitado por atenuação somente, isto é, sem amplificação por EDFAs ou por espalhamento Raman, temos que o comprimento efetivo é dado por:

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-2\alpha L_S}}{2\alpha}. \quad (2.26)$$

A dispersão em sistemas ópticos podem ser sumarizados dividida em dispersão por modo de polarização (PMD, do inglês *polarization mode dispersion*) e dispersão cromática, as quais causam alargamento do pulso do sinal transmitido no domínio do tempo. Mesmo que o meio de transmissão só permita a transmissão de um modo, como em fibras monomodo, a dispersão cromática ainda é um fator importante que se relaciona com o modo propagado pela fibra, gerando a dispersão de velocidade de grupo (GVD, do inglês *group velocity dispersion*).

Para calcular a dispersão em fibras monomodo podemos usar a seguinte relação:

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2, \quad (2.27)$$

em que λ é o comprimento de onda do sinal, c é a velocidade da luz no vácuo e β_2 é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo dado pela expansão da constante de propagação (Agrawal 2012), enquanto a dispersão D é dada em $(ps/km \cdot nm)$.

2.5 EFEITOS NÃO LINEARES EM FIBRAS ÓPTICAS

Para sistemas de longa distância, os efeitos não lineares são intrínsecos e se acumulam de acordo com a distância que o sinal é propagado. Enquanto que para sistemas de relativamente baixo alcance (até 100 km) e para *spans* pequenos, ainda são objetos de estudo como em (Sari 2019).

Quando tem vários sinais se transmitindo simultaneamente na fibra, os efeitos não lineares causam interferência entre eles, dando lugar ao NLI. Considerando os efeitos NLI citados no início da secção, o efeito Kerr é a fonte principal de NLI e, por tanto, a ser considerada no modelo de ruído gaussiano a

ser estudado. Ele é ocasionado pela mudanças do índice de refração do material da fibra de acordo com a intensidade do sinal óptico, causando dependência da constante de propagação com a potência do sinal. Naturalmente, o índice de refração da maioria dos materiais são relacionados pela expressão:

$$n = n_0 + \bar{n}_2 \langle \mathbf{E}^2 \rangle, \quad (2.28)$$

em que n_0 é o índice de refração inalterado do guia, $\bar{n}_2$ é o índice não linear de segunda ordem e $\mathbf{E}^2$ o campo elétrico relacionado pela potência e pela área efetiva da fibra, em média temporal, podendo também ser expressa direta em intensidade óptica ($I_p = \frac{P}{A_{eff}}$). Relacionando com a constante de propagação, β , temos a variação em β' , explicitando o deslocamento de fase do sinal:

$$\beta' = \beta + \kappa_0 \bar{n}_2 \frac{P}{A_{eff}} = \beta + \frac{2\pi \bar{n}_2}{A_{eff} \lambda} \cdot P, \quad (2.29)$$

sendo γ o deslocamento de fase não linear, explicitado no segundo termo da equação. Por ser uma variação de fase causada pela própria intensidade do pulso e causando modulação de fase ao longo da propagação, o efeito é categorizado como SPM. O efeito é originado pela suscetibilidade não linear de terceira ordem, $\chi^{(3)}$, que é induzida pela diferença do índice de refração, causando alargamento do pulso e por consequência, outras componentes frequenciais.

Considerando o campo óptico e a susceptibilidade efetiva, temos o índice de refração não linear:

$$\langle \mathbf{E}^2 \rangle = 2\mathbf{E}(\omega)\mathbf{E}(\omega)^* = 2|E(\omega)|^2, \quad (2.30)$$

$$\chi_{eff} = \chi^{(1)} + 3\chi^{(3)} \cdot |E(\omega)|^2, \quad (2.31)$$

$$n^2 = 1 + \chi_{eff}. \quad (2.32)$$

Para o caso de sistemas WDM, além dos efeitos causados pelo SPM, o *crosstalk* entre canais ópticos adjacentes se relacionam entre si causando o efeito de XPM. Enquanto o batimentos entre os sinais em frequência causam o efeito de FWM, também pela suscetibilidade não linear de terceira ordem. Com a combinação de três campos ópticos de três portadoras diferentes ω_1 , ω_2 e ω_3 , a combinação gera um quarto campo ω_4 , gerando deslocamentos entres as ondas copropagantes.

Como todas as ondas se propagam no mesmo meio, podemos ter a relação de fase não linear, dependente da intensidade:

$$\phi_j^{NL} = \frac{\omega_j z}{c} \Delta n_j, \quad (2.33)$$

podendo j ser 1,2,3 ou 4, gerando termos de SPM, XPM e FWM, de acordo com a inter-relação entre os pulsos.

3 MODELO DE RUÍDO GAUSSIANO ÓPTICO

Considerando os efeitos lineares e não lineares dos capítulos passados, muitos esforços são feitos para modelar e estimar de maneira efetiva as contribuições de cada efeito na recepção, tanto para compensar quanto para poder dimensionar o enlace.

Em sistemas ópticos coerentes e não compensados, é de extrema importância maximizar a capacidade de maneira analítica. Dentre os modelos de compensação para enlaces *single-channel* e WDM, o modelo de ruído gaussiano (GNM) é o mais fundamentado para análise de efeitos não-lineares (NLI) ao longo do sistema. (Bosco et al. 2011)

O modelo GNM é desenvolvido à partir de uma aproximação dos NLI para um ruído gaussiano aditivo, diminuindo o custo computacional para se resolver as equações não lineares de Schrodinger (NLSE). Para realizar a aproximação, a distância de transmissão precisa ser suficientemente longa para a dispersão separar os dados em períodos de bit maiores, mudando o comportamento das NLI para se tornar em características de um ruído aditivo gaussiano.

O modelo é definido pela densidade espectral de potência da interferência não linear Gaussiana, G_{NLI} :

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \chi(f_1, f_2, f) df_2 df_1, \quad (3.1)$$

em que γ é o coeficiente de deslocamento de fase não linear, L_{eff} é o comprimento efetivo, α o coeficiente de atenuação da fibra, G_{WDM} são densidades espectrais de canais WDM centralizados na frequência f_n , enquanto que ρ é o fator de amplificação e χ é o fator de acúmulos de fases no fim do *span*.

O fator de amplificação e de fase, respectivamente, são dados pelas relações:

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \frac{1 - e^{2\alpha L_S} e^{j4\pi^2 \beta_2 L_S (f_1 - f)(f_2 - f)}}{2\alpha - j4\pi^2 \beta_2 L_S (f_1 - f)(f_2 - f)} \right|^2 \cdot L_{eff}^2, \quad (3.2)$$

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\text{sen}^2(2N_S \pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_S)}{\text{sen}^2(2\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \beta_2 L_S)}, \quad (3.3)$$

sendo β_2 o fator de dispersão linear, L_S o comprimento do *span* em quilômetros e N_S o número de *spans*. A Equação 3.1 representa a PSD da NLI quando o sinal chega no receptor, assumindo que todas as perdas sejam compensadas pela amplificação e que cada *span* seja uniforme.

As componentes frequenciais para a Equação 3.1 seguem o mesmo padrão de interferência do efeito de FWM, em que as três frequências, f_1 , f_2 e $f_3 = (f_1 + f_2 - f)$ contribuem para a geração de um ruído NLI de frequência f .

Como requisitos do modelo G_{NLI} , é necessário que haja um número elevado de portadoras (canais)

com alta contribuição de interferências entre os efeitos de FWM e SPM para que a PSD da NLI atinja a forma simplificada de distribuição para assim reduzir o custo computacional e tornar possível a compensação.

3.1 MODELO DE RUÍDO GENERALIZADO

Em questão de viabilidade para o padrão 400ZR, muitos efeitos, sobretudo lineares, são compensados e equalizados pelo uso de um DSP coerente, tornando possível a transmissão sem a necessidade de tratar os efeitos não lineares. O modelo de tratamento é descrito no modo de transmissão não compensada, UT (Bosco et al. 2011).

Considerando um *link* amplificado de curta distância, temos os respectivos sinais em fase e quadratura:

$$\begin{aligned} s_I &= 2 \frac{E_{RX}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \cos(\Delta\phi) + n_{PDi} \\ &= 2 \frac{E_s + E_{ASE} + E_{NLI}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \cos(\Delta\phi) + n_{PDi}, \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} s_Q &= 2 \frac{E_{RX}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \sin(\Delta\phi) + n_{PDq} \\ &= 2 \frac{E_s + E_{ASE} + E_{NLI}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \sin(\Delta\phi) + n_{PDq}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Enquanto a potência relativa é definida por:

$$A = \sqrt{s_I^2 + s_Q^2} \Rightarrow P = A^2. \quad (3.6)$$

Substituindo as equações 3.4 e 3.5 em 3.6, obtem-se:

$$\begin{aligned} P &= \left(2 \frac{E_s + E_{ASE} + E_{NLI}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \cos(\Delta\phi) + n_{PDi} \right)^2 \\ &+ \left(2 \frac{E_s + E_{ASE} + E_{NLI}}{\sqrt{L_s}} \cdot \frac{E_{LO}}{\sqrt{L_{LO}}} \cdot \sin(\Delta\phi) + n_{PDq} \right)^2. \end{aligned} \quad (3.7)$$

Então considerando que a E_{LO} é constante enquanto a ASE, NLI e os ruídos no receptor são independentes entre si, temos:

$$\begin{aligned} P &= 4 \frac{P_s + P_{ASE} + P_{NLI}}{L_s} \cdot \frac{P_{LO}}{L_{LO}} \cos^2(\Delta\phi) + P_{PDi} \\ &+ 4 \frac{P_s + P_{ASE} + P_{NLI}}{L_s} \cdot \frac{P_{LO}}{L_{LO}} \sin^2(\Delta\phi) + P_{PDq} \\ &= 4 \frac{P_s + P_{ASE} + P_{NLI}}{L_s} \cdot \frac{P_{LO}}{L_{LO}} + 2P_{PD}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Rearranjando a equação 3.8, podemos separar as potências:

$$P = 4 \frac{P_s \cdot P_{LO}}{L_s \cdot L_{LO}} + 4 \frac{(P_{ASE} + P_{NLI}) \cdot P_{LO}}{L_s \cdot L_{LO}} + 4(P_{th} + P_{shot}) \quad (3.9)$$

Em que o primeiro termo é a potência relativa do sinal com a LO, dado a equação:

$$P_S = 4 \frac{P_s \cdot P_{LO}}{L_s \cdot L_{LO}}. \quad (3.10)$$

O segundo termo o ruído óptico da ASE com a NLI:

$$P_{n,opt} = 4 \frac{(P_{ASE} + P_{NLI}) \cdot P_{LO}}{L_s \cdot L_{LO}}. \quad (3.11)$$

E o terceiro termo o ruído elétrico, composto pelos ruídos *shot* e térmico:

$$P_{n,elec} = 4(P_{th} + P_{shot}). \quad (3.12)$$

No receptor coerente balanceado, o sinal transmitido então misturado com a LO gerando a potência recombina do sinal a ser demodulado:

$$P_S = 2R \left(\sqrt{I_s} \cdot \sqrt{I_{LO}L} \right)^2 = 2RI_sL^2I_{LO}. \quad (3.13)$$

O diagrama de blocos das operações no receptor pode ser visto na figura Figura 9:

Fonte: Autor.

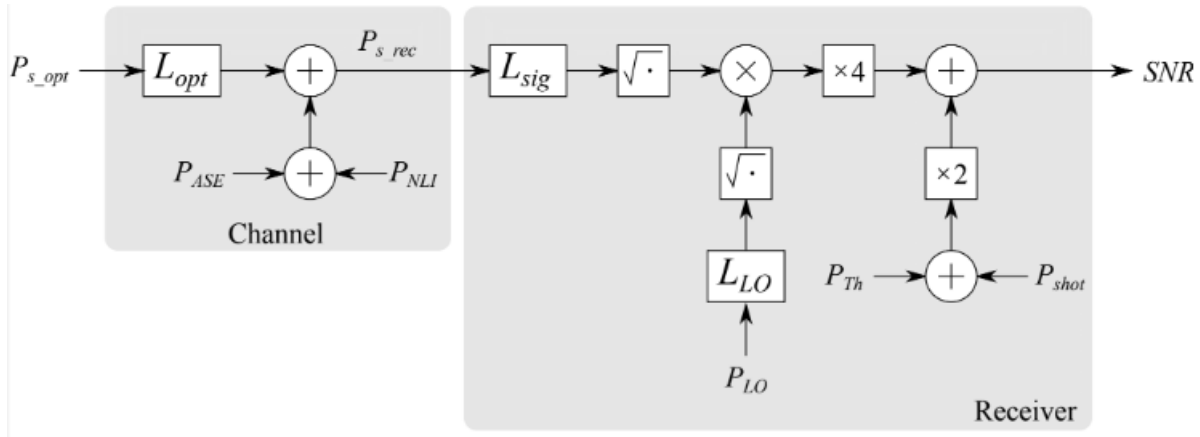


Figura 8 – Diagrama de blocos simplificado dos sinais misturados no receptor.

O L , tanto na equação quanto na figura, representam a perda de inserção ao passar pela híbrida de 90°, enquanto que R é a responsividade equivalente dos fotodiodos. A potência dos ruídos ópticos e elétricos somados no detector coerente balanceado adquirem as formas:

$$P_{n,opt} = 2R \left(\sqrt{I_n L} \sqrt{I_{LO} L} \right)^2 = 2RL^2 I_n I_{LO}, \quad (3.14)$$

$$P_{n,elec} = \left(2(I_{LO}L + I_nL + I_sL)qB_n + \frac{2K_bT}{R_L}B_n \right) \cdot 2. \quad (3.15)$$

Relacionando a densidade spectral de potencia (PSD, do inglês *power spectral density*) da NLI do modelo gaussiano descrita na Equação 3.1, a P_{NLI} pode ser determinada nos limites de integração do espectro do sinal $G_{Tx}(f)$, assumindo que $G_{Tx}(f) \neq 0$ para toda frequência limitada pela banda do sinal, B_0 . Dado que $B_0 = N_{ch}\Delta f$, sendo Δf a largura de banda e o número de canais N_{ch} , podemos aproximar a P_{NLI} pela G_{NLI} nas fronteiras de B_0 :

$$P_{NLI} = \int_{-B_n/2}^{B_n/2} G_{NLI}(f) df \approx \left(\frac{2}{3} \right)^3 N_s \gamma^2 L_{eff} P_{Tx,ch}^3 \left(\frac{\ln(\pi^2 |\beta_2| L_{eff} N_{ch}^2 R_s^2)}{\pi |\beta_2| R_s^3} \right) B_n. \quad (3.16)$$

Podemos então separar a potência do ruído da ASE pela equação:

$$P_{ASE} = N_S F (e^{2\alpha L_S} - 1) h \nu B_n, \quad (3.17)$$

sendo F , a figura de ruído dos amplificadores EDFA, h é a constante de Plank e ν a frequência central do arranjo do WDM.

3.1.1 Performance do canal óptico

À partir das relações de intensidade e potência, algumas métricas podem ser definidas para caracterizar e monitorar a performance de canais de transmissão ópticos e elétricos, como as relações de sinal ruído, OSNR e SNR, a taxa de erro de bit, BER, o valor da magnitude do vetor de erro, EVM e a capacidade do canal, dada pela fórmula de Shannon (Shannon 1949).

A primeira métrica importante é a OSNR, que pode ser definida pelas relações de potências calculadas nas Equações 3.13, 3.14 e 3.15. Podemos simplificar a relação sinal ruído óptica para deduzir as contribuições dos ruídos em relação ao sinal transmitido:

$$OSNR = \frac{P_S}{P_n} = \frac{P_S}{P_{n,opt} + P_{n,elec}}, \quad (3.18)$$

A SNR então é calculada pela banda equivalente do ruído e a taxa de símbolos, relacionado pela OSNR equivalente:

$$SNR = \frac{B_n}{R_S} OSNR_{NL}. \quad (3.19)$$

A BER equivalente quantifica a probabilidade de erro pelos bits errados em relação ao total de bits na transmissão. O cálculo da BER para uma modulação arbitrária pode ser generalizada:

$$P_{berror} \cong \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left[\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right] \cdot \left(\frac{2}{EVM_{RMS}^2 \cdot \log_2 M} \right)} \right], \quad (3.20)$$

em que M é a ordem de da modulação óptica, sendo $M = 4$ para 16QAM. L é a dimensão da modulação M-ária, $L = \sqrt{M}$. Enquanto EVM_{RMS} é a magnitude do vetor de erro RMS (*root-mean square*),

dados pela relação:

$$EVM_{RMS} \approx \sqrt{\frac{1}{SNR}}. \quad (3.21)$$

No modelo original, podemos obter a aproximação da capacidade à partir SNR calculada (Eq.3.19), utilizando o teorema da capacidade de Shannon:

$$C = 2 \frac{Rs}{\Delta f} \log_2(1 + SNR) \quad [bit/symbol]. \quad (3.22)$$

Pela expressão da capacidade, então podemos particularizar a capacidade de um canal óptico não linear, considerando amplificação de emissão estimulada por EDFAs e a extensão do modelo de ruído, $P_{n,elec}$.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Relacionando os aspectos tratados de comunicações ópticas coerentes nos Capítulos 2 e 3, como as não-linearidades e a extensão do modelo gaussiano com ruídos de natureza elétrica, e as particularidades de evolução de sistemas ponto-a-ponto no Capítulo 1, sobretudo do 400ZR (OIF 2020), foram então simulados enlaces com parâmetros a serem utilizados no somente na padronização 400 ZR mas também em novas padronizações dos próximos anos.

Separando os dois cenários possíveis do 400ZR, como no caso de *links* amplificados e não amplificados com usos de fibras SSMF, o primeiro caso caracterizado foi um sistema de 40 quilômetros sem amplificação, limitado por perdas de atenuação, ruído térmico e ruído *shot*, enquanto no segundo caso foram tratados simulações com 80 e 100 quilômetros, com todas as contribuições e considerando diferentes configurações de *spans*.

Para as simulações, foram considerados parâmetros em comum entre os dois cenários para cálculos de performance, como a relação de potência do ruído, SNR e a capacidade do canal (pre-FEC). Também será desconsiderada a diversidade de polarização, para outros efeitos degradantes como PMD, que não relacionados pelo modelo gaussiano utilizado.

O artefato referente as simulações está disponível no Apêndice A, em formato de código a ser utilizado pela ferramenta computacional MATLAB.

Então, podemos classificar as seguintes variáveis gerais para o modelo:

- Coeficiente de não linearidade (γ): $1,27 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$
- Taxa de símbolos (R): 59.84375 Gbaud/s
- Potência LO (P_{LO}): 16 dBm
- Comprimento de onda operacional (λ): 1550 nm
- Perdas por atenuação (α): 0.2 dB/km
- Banda de ruído (B_n): 400 GHz
- Responsividade (Resp): 0.8 A/W
- Parâmetro de dispersão (D): 16 ps/(nm.km)
- Coeficiente de fase não linear (β_2): $-21.7 \cdot 10^{-24} \text{ ps}^2 \cdot \text{km}^{-1}$
- Número de canais (N_{ch}): 40
- Separação de canais (Δ_f): 75 GHz
- Perda de inserção ($Loss$): 1.2 dB
- Figura de ruído da ASE (F): 3.16 dB

- Carga resistiva nos PDs (RL): $50\ \Omega$

À partir deles, obteve-se então os resultados dos 2 cenários distintos, justificados nas seções seguintes.

4.1 ANÁLISE DO MODELO GAUSSIANO EM ENLACE NÃO AMPLIFICADOS.

Para o enlace sem amplificação, foram desconsideradas o ruído da ASE por não haver amplificação ao longo do enlace. Também é considerado apenas um *span* de 40 km, definidos pelos parâmetros vistos anteriormente.

A variação de distribuição das potências dos ruídos da NLI, *shot* e térmico considerados no receptor pode ser visto na Figura 10.

Fonte: Autor.

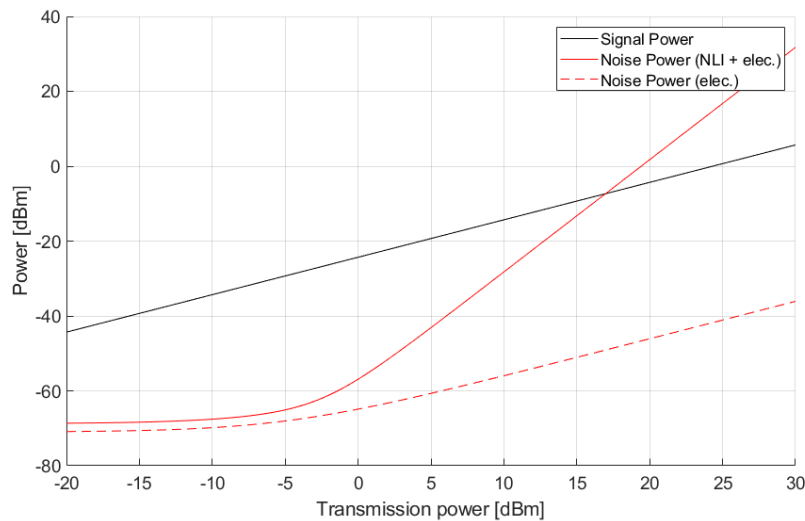


Figura 9 – Variação de potência das contribuições dos ruídos de acordo com a potência transmitida.

Pela relação da potência transmitida, podemos ver que a potência do ruído NLI é predominantemente maior que as contribuições dos ruídos *shot* e térmico, mesmo em enlaces sem amplificação e de baixo alcance. Se observa que o *slope* característico das NLIs está em maior ordem que a dos ruídos elétricos, que se aproxima de 3dB por década, resultando em uma predominância muito maior de acordo com a potência. Em aproximadamente 15 dBm de potência transmitida, o ruído total praticamente se iguala à potência do sinal.

Em contraste, a SNR é mostrada na Figura 10:

Fonte: Autor.

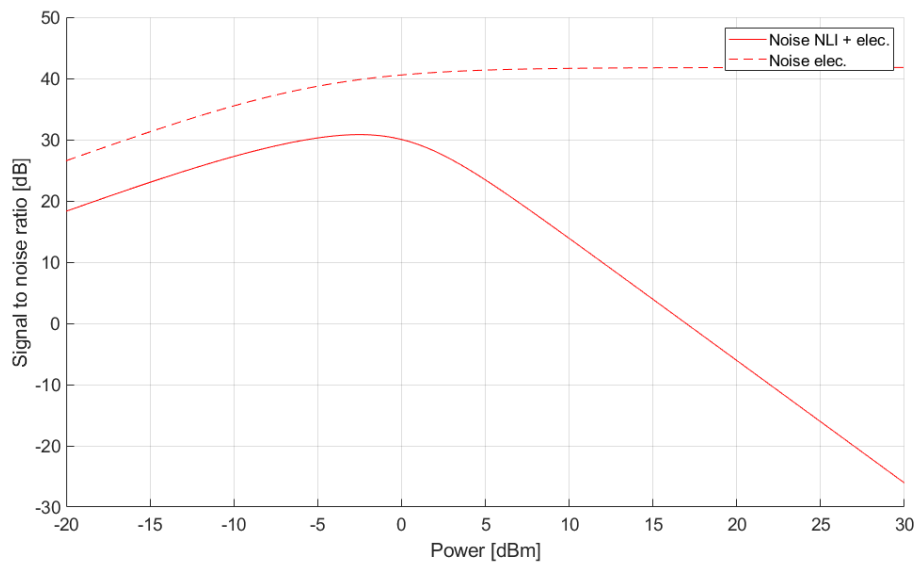


Figura 10 – SNRs considerando as potências de ruídos NLI + elétricos e apenas elétricos.

Na relação de SNR também é confirmado que a consideração de ruídos presentes por não linearidades é mais crítico em potências mais elevadas de transmissão (>15 dBm). Portanto a capacidade relativa a essa SNR é definida na Figura 11:

Fonte: Autor.

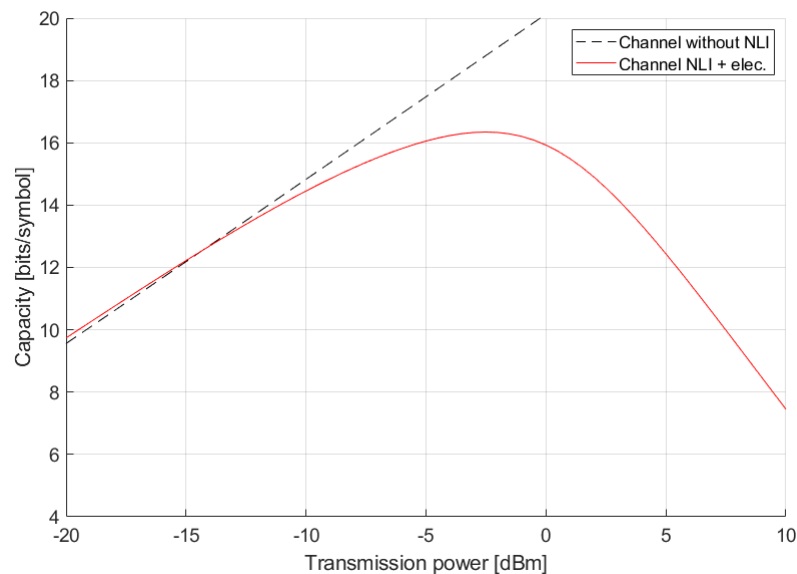


Figura 11 – Capacidade de canal considerando ruídos NLI e elétricos, enquanto comparado com um canal óptico linear.

A relação de capacidades indica que o número de bits/símbolo máximo é bem próximo do teórico encontrado na equação 3.22, até atingir o pico próximo de 16 bits/símbolo. Pode-se então suportar teoricamente modulações superiores a 16QAM constelação mapeada em 4 bits/símbolo, padrão

utilizado pelo padrão 400ZR e evoluções (OIF 2020), dando margem para modulações de maior ordem de acordo com a eficiência espectral requerida pelo sistema.

4.2 ANÁLISE DO MODELO GAUSSIANO EM ENLACES AMPLIFICADOS.

Para sistemas especificados em maiores distâncias, a amplificação por EDFAs se vê necessária pela atenuação comprometer a performance do sistema de acordo com a sensibilidade do receptor. Em enlaces de 40km, por exemplo, a atenuação óptica resultante ultrapassa 8 dB de perdas, o que torna um fator limitante além do ruído e da dispersão acumulada. Para isso, o sistema deve ser compensado pelo fator G , sendo pré-amplificado no início ou entre os spans. Quanto maior as distâncias, logo são necessários configurações de *spans* diferentes.

4.2.1 Enlace de 80km com 2 *spans* amplificados

Para 80km, uma simulação foi realizada com 2 *spans* definidos de 40km, comparando o modelo gaussiano clássico (NLI + ASE) com o estendido proposto (NLI + ASE + ruídos elétricos). As curvas de potência podem ser vistas na Figura 12:

Fonte: Autor.

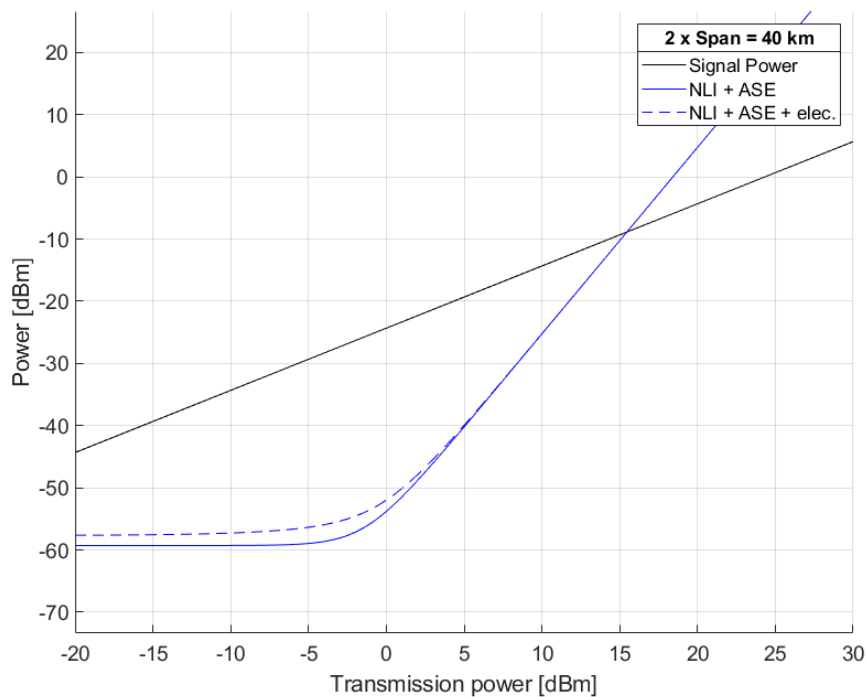


Figura 12 – Potências de sinal, ruído no modelo clássico (NLI + ASE) e ruído no modelo estendido (NLI + ASE + térmico + shot)

Pelas potências, como visto anteriormente, a variação de ruído ocorre maior parte em menores potências de transmissão (>0dBm), do total de potência que é recebida no receptor coerente. No caso da SNR e da capacidade, temos as figuras Figura 13 e Figura 14, respectivamente:

Fonte: Autor.

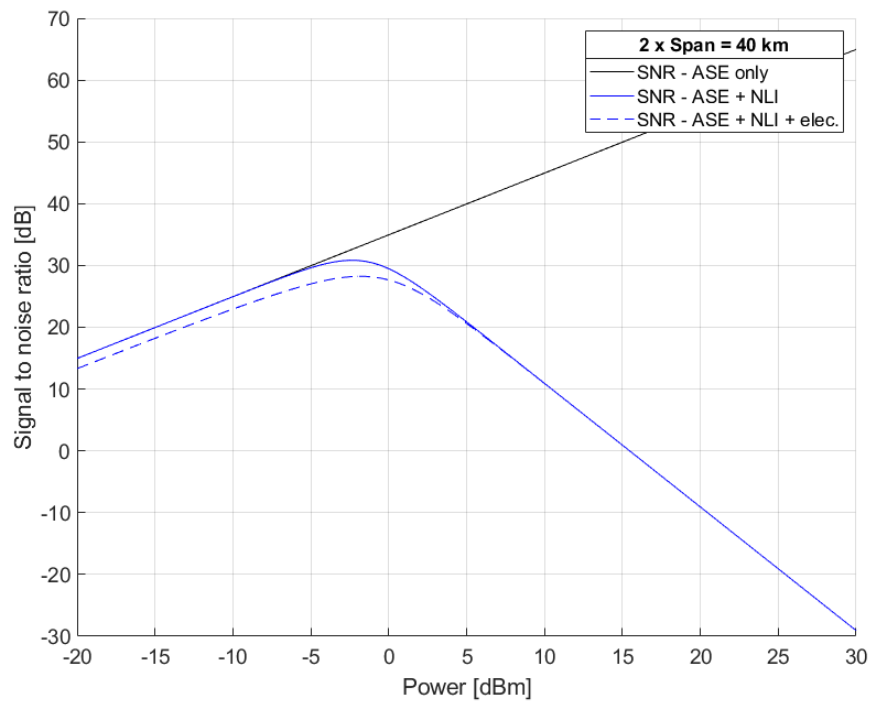


Figura 13 – SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor.

Fonte: Autor.

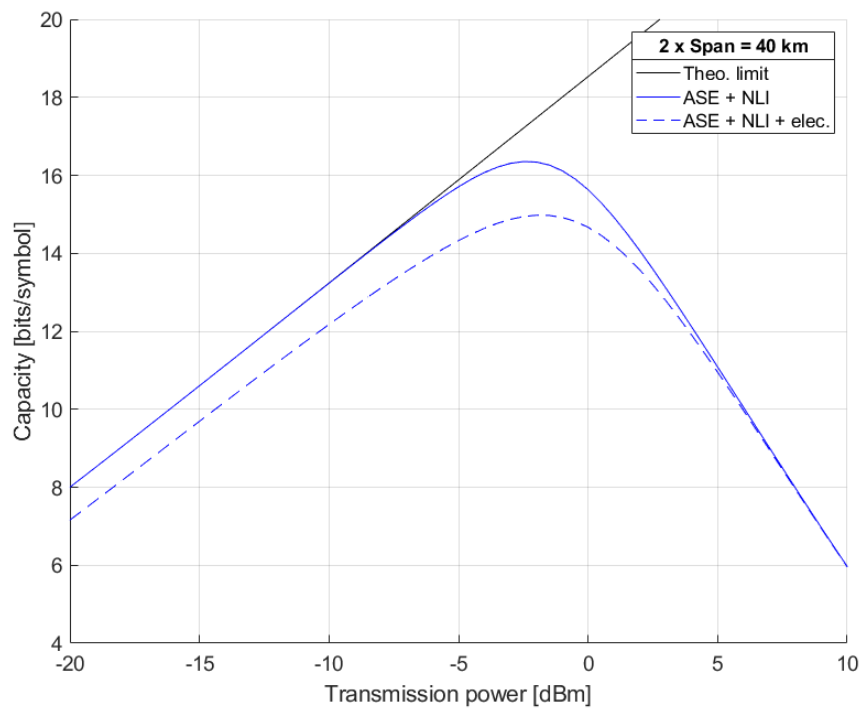


Figura 14 – Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 2 spans de 40km.

É possível então ver uma pequena variação de OSNR, mas uma limitação maior na capacidade de acordo com o acréscimo dos ruídos *shot* e térmico.

4.2.2 Enlace de 80km com 1 *span* pré-amplificado.

Considerando o enlace com 80km com 1 *span* pré-amplificado, pode-se obter as seguintes relações de potência, SNR e capacidade.

Fonte: Autor.

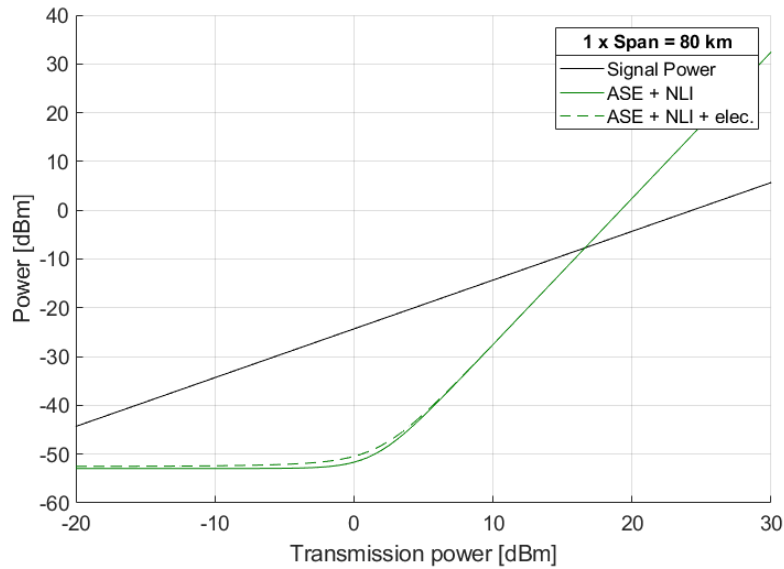


Figura 15 – Relação de potências considerando apenas um *span* pré-amplificado de 80 km

Na Figura 15 é possível perceber que em *spans* mais longos, os ruídos elétricos provenientes do receptor podem ser desconsiderados pela potência de compensação do EDFA, com geração de ASE, ser dominante ao compensar as perdas por atenuação. Assim como pode ser visto nas Figura 16 e Figura 17, que pouco variam com a inclusão do ruído *shot* e térmico.

Fonte: Autor.

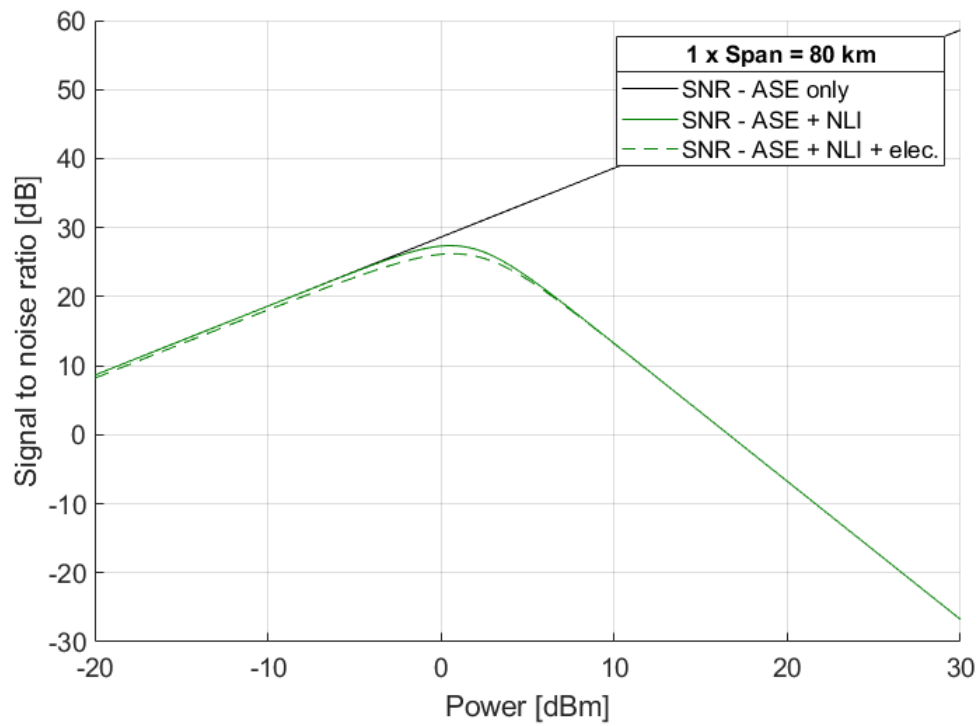


Figura 16 – SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor para 1 span de 80km.

Fonte: Autor.

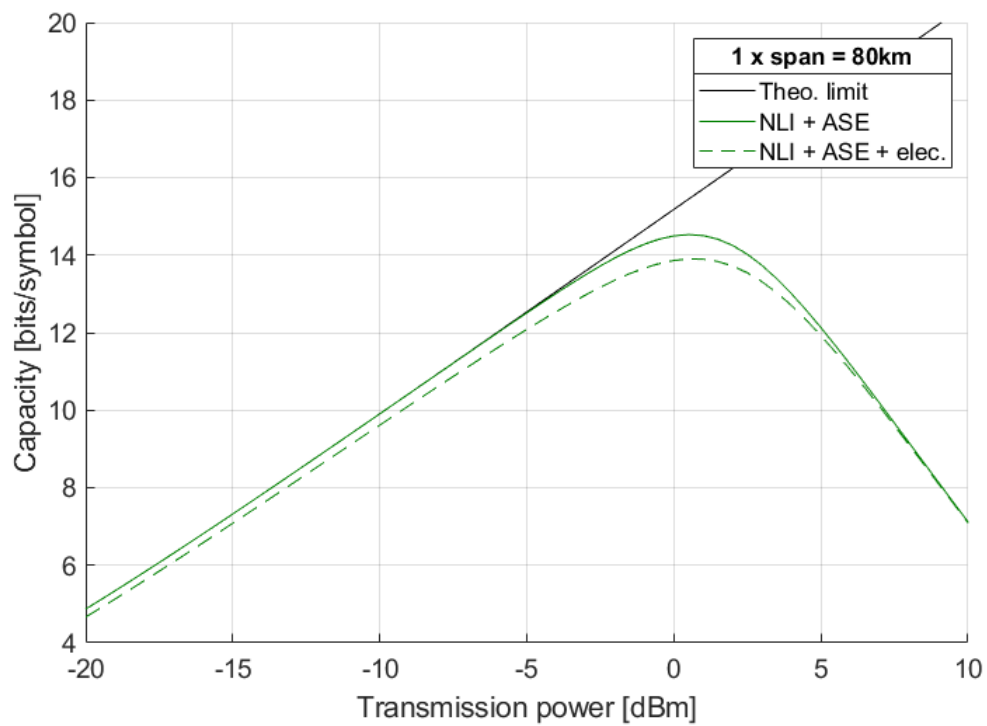


Figura 17 – Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 1 span de 80km.

4.2.3 Enlace de 100km com 4 *spans* amplificadas

No caso de um número maior de spans, exemplificado por uma distância de 100km com 4 spans de 25 km, podemos ter as relações de performance vistas nas Figura 18, Figura 19 e Figura 20.

Fonte: Autor.

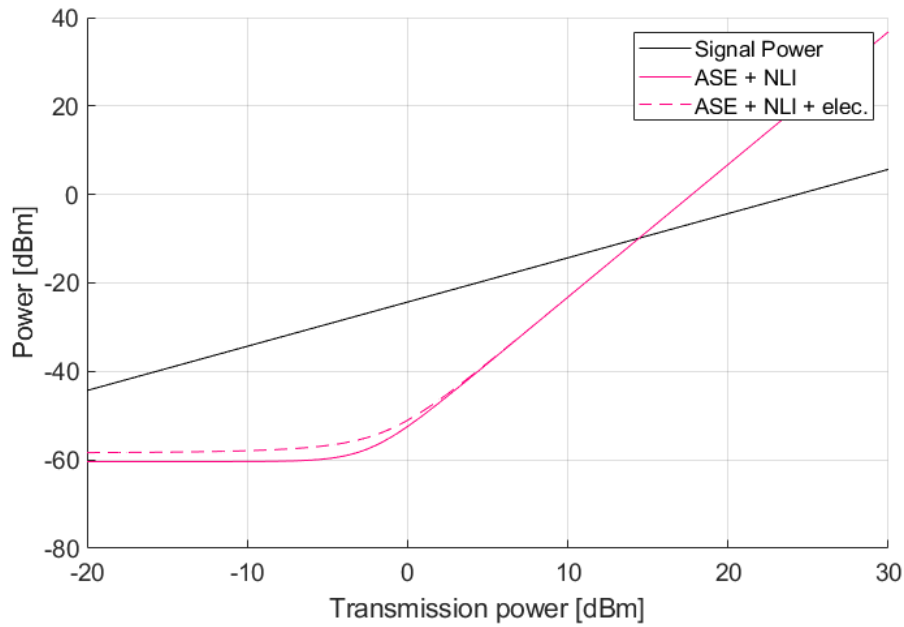


Figura 18 – Relação de potências considerando 4 *spans* amplificadas de 25km

Fonte: Autor.

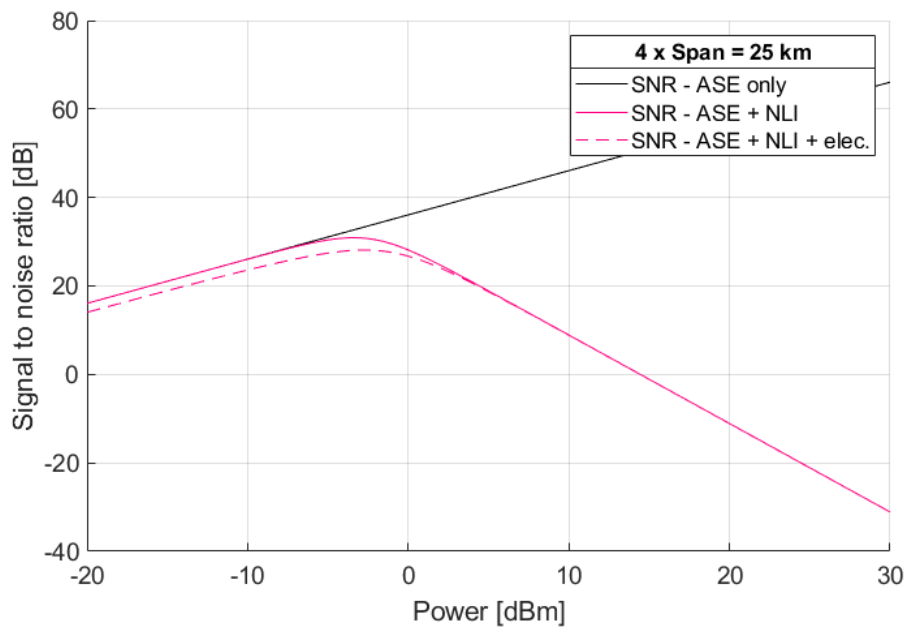


Figura 19 – SNR elétrica relativa aos ruídos agregados no receptor para 4 *spans* de 25km.

Fonte: Autor.

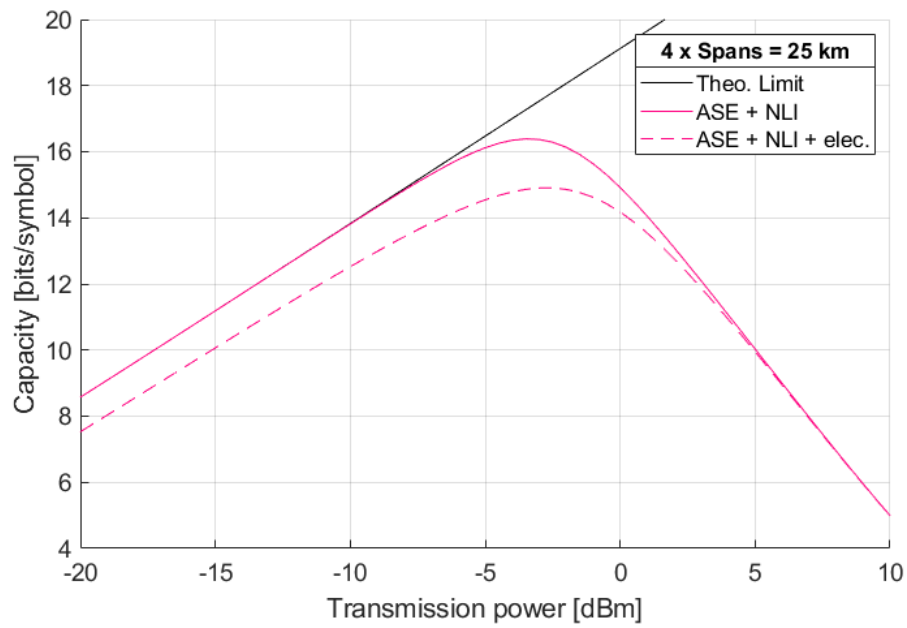


Figura 20 – Capacidade relativa do modelo gaussiano clássico e o modelo estendido em 4 *spans* de 25km.

Pelos resultados pode-se perceber que em *spans* menores, o ruídos de natureza elétrica se torna um fator de limitação maior que a ASE e a NLI, sobretudo na capacidade do canal, a qual esses efeitos não devem ser desconsiderados na modelagem de um sistema óptico de alcances reduzidos.

5 CONCLUSÃO

De acordo com a história das comunicações ópticas, percebemos que ainda há muitos conceitos a serem estudados e adaptados conforme a necessidade de maiores taxas de transmissão, maiores alcances dos enlaces e de diferentes padronizações a ainda a serem definidos nos próximos anos.

Utilizando aspectos das novas tecnologias a serem incluídas no mercado, como a transmissão coerente ponto-a-ponto com 400 Gb/s por canal, muito ainda deve ser discutido em questão de limitações, aplicações e propostas de melhoria.

Nesses sistemas, pouco se relacionam pesquisas além das características das transmissões UT, já incorporada no mercado de telecomunicações pelo uso em larga escala de DSPs, filtros e lasers ITLAs. Estes já atingem a performance desejada para taxas de transmissão de 100 Gb/s por canal, sem considerar efeitos além da dispersão, atenuação e distorções lineares.

Com o advento de novas tecnologias sendo absorvidas no mercado, novas pesquisas devem ser feitas para se observar o grau de contribuição de efeitos não lineares (NLI) e de ruídos de natureza elétrica na recepção (*shot*, térmico), até então desconsiderados em enlaces *long haul* amplificados.

Para as conexões DCI, menores alcances de enlaces são propostos, com maior eficiência espectral e taxas de transmissões compatíveis são relacionadas, havendo desconhecimento de como as NLI e os ruídos elétricos iriam comportar para essas aplicações.

Através de premissas como um alto número de canais WDM e distribuição aproximadamente gaussiana dos símbolos da constelação, pode-se fazer aproximações dos NLI para um modelo gaussiano analítico e à partir dele propor novas análises dos ruídos *shot* e térmico adaptados a esse modelo, tratando-se de um modelo gaussiano estendido.

Pelos resultados experimentais, percebemos que enlaces de *spans* com alcances reduzidos (<100km) os ruídos elétricos no receptor não podem ser desconsiderados, sobretudo quando a capacidade e a SNR característica são fatores escassos, como nos novos sistemas propostos de 400ZR e suas evoluções. Além disso, novos métodos e dispositivos (eletrônicos e fotônicos) devem ser desenvolvidos para compensar esses efeitos, para que as novas fronteiras tecnológicas sejam ultrapassadas.

REFERÊNCIAS

- ABDO et al. On Hardware Requirements of 400ZR for Tracking of State of Polarization Transients in OPGW-Based DCI. In: **2020 Photonics North (PN)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–1.
- ABDO et al. A study on 400zr and flexible-grid spacing for data-center interconnect transmission. *SPIE*, v. 11308, p. 169 – 175, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.1117/12.2546611>>.
- ABDO, A.; D'AMOURS, C. On hardware requirements of 400zr for tracking of state of polarization transients in opgw-based dci. In: **2020 Photonics North (PN)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–1.
- AGRAWAL, G. P. **Fiber-optic communication systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. v. 222.
- BARRY, J.; LEE, E. Performance of coherent optical receivers. **Proceedings of the IEEE**, v. 78, n. 8, p. 1369–1394, 1990.
- BOSCO, G. et al. Analytical results on channel capacity in uncompensated optical links with coherent detection. **Opt. Express**, OSA, v. 19, n. 26, p. B440–B451, Dec 2011. Disponível em: <<http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-19-26-B440>>.
- CIENA. **What is DCI?** 2019. Disponível em: <<https://www.ciena.com.br/insights/what-is/What-is-DCI.html>>.
- DEBRUSLAIS, S. Maximizing the capacity of ultra-long haul submarine systems. In: **2015 20th European Conference on Networks and Optical Communications - (NOC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- DESURVIRE, E.; SIMPSON, J. Amplification of spontaneous emission in erbium-doped single-mode fibers. **Journal of Lightwave Technology**, v. 7, n. 5, p. 835–845, 1989.
- DIGITAL DEVELOPMENT, P. **Innovative business models for expanding fiber-optic networks and closing access gaps**. 2018. 13,14 p.
- ELLIS, A. D. et al. Performance limits in optical communications due to fiber nonlinearity. **Adv. Opt. Photon.**, OSA, v. 9, n. 3, p. 429–503, Sep 2017. Disponível em: <<http://aop.osa.org/abstract.cfm?URI=aop-9-3-429>>.
- GAGLIARDI, R.; PRATI, G. On gaussian error probabilities in optical receivers. **IEEE Transactions on Communications**, v. 28, n. 9, p. 1742–1747, 1980.
- GARCÍA-YÁÑEZ, M. A.; GUTIÉRREZ-CASTREJÓN, R. Technical feasibility of a 400 gb/s unamplified wdm coherent transmission system for ethernet over 40 km of single-mode fiber. In: **2015 12th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- IWASHITA, K. Theory of optical coherent detection. In: _____. **Coherent Lightwave Communications Technology**. Dordrecht: Springer Netherlands, 1995. p. 13–41. ISBN 978-94-011-1308-3. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-94-011-1308-3_2>.
- LOUSSOUARN, Y. et al. Multi-rate multi-format cfp/cfp2 digital coherent interfaces for data center interconnects, metro, and long-haul optical communications. **Journal of Lightwave Technology**, v. 37, n. 2, p. 538–547, 2019.

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, 2014.

OIF. **Implementation Agreement 400ZR**. [S.l.], 2020. 14–17 p. Disponível em: <https://www.oiforum.com/wp-content/uploads/OIF-400ZR-01.0_reduced2.pdf>.

SARI, F. P. **Gaussian Noise (GN) Model Experimental Validation on Short Span Optical Fiber Transmission**. The University of Arizona., 2019. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10150/636627>>.

SARUP et al. Performance analysis of an ultra high capacity 1 Tbps DWDM-RoF system for very narrow channel spacing. In: **2014 Eleventh International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.

SEIMETZ, M. **High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission**. [S.l.]: Springer, 2009. v. 222.

SHANNON, C. E. Communication in the presence of noise. **Proceedings of the IRE, IEEE**, v. 37, n. 1, p. 10–21, 1949.

YAMAMOTO, Y.; KIMURA, T. Coherent optical fiber transmission systems. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 17, n. 6, p. 919–935, 1981.

YAMASAKI, Y. et al. Experimental demonstration of ase noise suppression by soliton self-frequency shift. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 29, n. 14, p. 1167–1170, 2017.

APÊNDICE A – MODELO GAUSSIANO ESTENDIDO

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%
```

```
% Analysis of the performance employing the %
```

```
% extended model %
```

```
% %
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
close all;
```

```
clear all;
```

```
clc;
```

```
% Representation
```

```
color_array = [[1 0 0.5];
```

```
    [0 0 1];
```

```
    [0 0 1];];
```

```
% Universal constants
```

```
h = 6.626e-34; % Planck's constants J/Hz
```

```
c = 3e8; % Speed of light in the vacuum in m/s
```

```
q = 1.602e-19; % Charge of the electron in C
```

```
Kb = 1.38e-23; % Boltzmann constant in J/K
```

```
% Signal, amplifier, fiber, and channel model
```

```
lambda0 = 1550e-9; % Operation wavelength in m
```

```
nu = c/lambda0; % Operation frequency in Hz
```

```
alfa = 0.2; % Fiber attenuation in dB/km
```

```
alfa_lin = 0.2/4.343; % Fiber attenuation in np/km
```

```
L = 10; % Span length in km
```

```
F = 3.16; % Noise factor in W/W
```

```
Bn = 400e9; % Noise bandwidth in Hz
```

```

R = 59.84375e9;          % Signal baudrate in Symbols/s
Delta_f = 75e9;          % Channel separation in Hz
gamma = 1.27;            % Nonlinear coefficient in W-1 km-1
Nch = 76;                % Number of channels
beta2 = -21.7*1e-24;     % Dispersion parameter in s^2 km-1
Leff = (1-exp(-alfa_lin*L))/alfa_lin; % Effective length in km
T = 300;                 % PD temperature in K
RL = 50;                 % PD load resistance in Ohms
Loss_dB = 1.2+6;         % Insertion loss in dB
(http://www.optoplex.com/download/Optical\_Hybrid\_ar.pdf)
Loss = 10^(Loss_dB/10);  % Insertion loss in linear units including splitter

% https://www.alphas.com/products/laser-diagnostic-tools/ultrafast-photodetectors-upd-series.html?gclid=CjwKCAiAxp-ABhALEiwAXm6lyTFVtbVoZizLCmXgwQK30TvWCqdd-Y3xv4VOwqgY6fojkOUUBH-78RoCKnKQAvD\_BwE
Resp = 0.8;              % PD responsivity in A/W
NEP = 1e-15;             % NEP in W/Hz^{1/2}

% Power configuration
Ptx_dBm = -20:0.5:30;     % power in dBm
Ptx = 10.^((Ptx_dBm-30)/10); % powein in W
PLO_dBm = 16;             % 16 dBm for the two polarizations
PLO = 10.^((PLO_dBm-30)/10); % LO power in W
% Number of spans
Ns_array = [6];

figure(1); hold on;
figure(2); hold on;
figure(3); hold on;
for Ns_aux = 1:length(Ns_array)
    Ns = Ns_array(Ns_aux); % Select the number of spans
    G = 10^(0.22*L/10);     % Gain to compensate the fiber loss
    % ASE power

```

```
Pase = Ns*F*(G-1)*h*nu*Bn;
```

```
% NLI power
```

```
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);
```

```
% Thermal noise power
```

```
Pn_thermal = 4*Kb*T/RL*Bn; % Noise power from thermal relation
```

```
%Pn_thermal = 1e-15*sqrt(R);
```

```
% Shot noise power
```

```
Ip = Resp*Ptx;
```

```
%Pn_shot = 2*q*(Ptx+Pnli+Pase)*Bn;
```

```
Pn_shot = 2*q*(4*Ip)*Bn; % Noise power from 4 PDs and photocurrent relation.
```

```
% Linear case
```

```
OSNR_lin = Ptx/Pase; % Optical SNR
```

```
SNR_lin = Bn/R*OSNR_lin; % Electrical SNR
```

```
C_lin = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_lin); % Linear capacity
```

```
% Standard nonlinear case
```

```
OSNR_nl = Ptx./(Pase+Pnli); % Optical SNR
```

```
OSNR_nl_unamp = Ptx./Pnli; % Optical SNR unamplified
```

```
SNR_nl = Bn/R*OSNR_nl; % Electrical SNR
```

```
SNR_nl_unamp = Bn/R*OSNR_nl_unamp; % Electrical SNR unamplified
```

```
C_nl = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_nl); % Nonlinear capacity
```

```
C_nl_unamp = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_nl_unamp); % Nonlinear capacity unamplified
```

```
% Extended model
```

```
Ps = Resp^2*4*Ptx*PLO/(Loss^2); % Signal power in W
```

```
Pn_opt = Resp^2*4*(Pase+Pnli)*PLO/(Loss^2); % Contribution of the optical noise in W
```

```
Pn_opt_wout_ase = Resp^2*4*(Pnli)*PLO/(Loss^2);
```

```
Pn_elec = 4*(Pn_thermal+Pn_shot); % Contribution of the electronic noise in W
```

```
SNR_ext = Ps./(R/Bn*Pn_opt+Pn_elec); % SNR considering both noises
```

```
SNR_ext_wout_ase = Ps./(R/Bn*Pn_opt_wout_ase+Pn_elec); % SNR without ASE, only NLI +  
electrical noise.
```

```
SNR_ext_elec = Ps./(R/Bn*Pn_elec);
```

```
C_ext = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_ext); % Capacity using the extended model
```

```
C_ext_wout_ase = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_ext_wout_ase); % Capacity using the extended  
model without ase
```

```
C_ext_elec = 2*R/Delta_f*log2(1+SNR_ext_elec);
```

```
% Power levels
```

```
figure(1)
```

```
grid()
```

```
plot(Ptx_dBm,10*log10(Ps)+30,'color','k')
```

```
plot(Ptx_dBm,10*log10(R/Bn*Pn_opt)+30,'color',color_array(Ns_aux,:)) % with optical noise  
plot
```

```
plot(Ptx_dBm,10*log10(R/Bn*Pn_opt+Pn_elec)+30,'--','color',color_array(Ns_aux,:)) % with  
optical+electrical noise plot
```

```
%plot(Ptx_dBm,10*log10(Pn_elec)+30,'color',color_array(Ns_aux,:)) % with electrical noise  
plot
```

```
%plot(Ptx_dBm,10*log10(R/Bn*Pn_opt_wout_ase+Pn_elec)+30,'color',color_array(Ns_aux,:))
```

```
%plot(Ptx_dBm,10*log10(R/Bn*Pn_elec)+30,'--','color','r')
```

```
grid()
```

```
% SNR
```

```
figure(2)
```

```
grid()
```

```
%plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_nl_unamp),'--','color','k')
```

```

plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_lin),'color','k')
plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_nI),'color',color_array(Ns_aux,:))
plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_ext),'--','color',color_array(Ns_aux,:))
%plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_ext_wout_ase),'color',color_array(Ns_aux,:))
%plot(Ptx_dBm,10*log10(SNR_ext_elec),'--','color','r')
grid()

```

% Capacity

```

figure(3)
%plot(Ptx_dBm,C_nI_unamp,'--','color','k')
plot(Ptx_dBm,C_lin,'color','k')
plot(Ptx_dBm,C_nI,'color',color_array(Ns_aux,:))
plot(Ptx_dBm,C_ext,'--','color',color_array(Ns_aux,:))
%plot(Ptx_dBm,C_ext_wout_ase,'color',color_array(Ns_aux,:))
%plot(Ptx_dBm,C_ext_elec,'color','b')

```

end

% Representation

fontsize = 14;

```

figure(1)
grid()
xlabel('Transmission power [dBm]','fontsize',fontsize)
ylabel('Power [dBm]','fontsize',fontsize)
set(gca,'fontsize',fontsize)
saveas(gca,'Power.pdf')

```

```

figure(2)
grid()
xlabel('Power [dBm]','fontsize',fontsize)
ylabel('Signal to noise ratio [dB]','fontsize',fontsize)

```

```

set(gca,'fontsize',fontsize)
saveas(gca,'SNR.pdf')

figure(3)
grid()
xlabel('Transmission power [dBm]','fontsize',fontsize)
ylabel('Capacity [bits/symbol]','fontsize',fontsize)
%grid on;
axis([-20,10,4,20])
set(gca,'fontsize',fontsize)
%text(-14,11,'100 km','fontsize',fontsize,'color',[1 0 0])
%text(-11.75,9,'200 km','fontsize',fontsize,'color',[0.75 0 0.25])
%text(-9.5,8,'400 km','fontsize',fontsize,'color',[0.5 0 0.5])
%text(-7.25,7,'800 km','fontsize',fontsize,'color',[0.25 0 0.75])
%text(-5,6,'1600 km','fontsize',fontsize,'color',[0 0 1])
saveas(gca,'Capacity.pdf')

```