



UNICAMP

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

FÁBIO RENATO BASSAN

**CONTRIBUIÇÕES PARA O USO DE EDFA EM SENSORES DISTRIBUÍDOS
DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN OPERANDO COM
CODIFICAÇÃO**

***CODED RAMAN DISTRIBUTED TEMPERATURE SENSOR USING GAIN
CONTROLLED EDFA***

**CAMPINAS
2017**



FÁBIO RENATO BASSAN

**CONTRIBUIÇÕES PARA O USO DE EDFA EM SENSORES DISTRIBUÍ-
DOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN OPERANDO
COM CODIFICAÇÃO**

***CODED RAMAN DISTRIBUTED TEMPERATURE SENSOR USING GAIN
CONTROLLED EDFA***

Dissertação de Mestrado apresentada a Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fruett
Coorientador: Dr. João Batista Rosolem

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO FABIO RENATO BASSAN E ORIENTADO PELO PROF. DR. FABIANO FRUETT

CAMPINAS
2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

B293c Bassan, Fábio Renato, 1985-
Contribuições para o uso de EDFA em sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman operando com codificação / Fábio Renato Bassan. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Fabiano Fruett.
Coorientador: João Batista Rosolem.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sensor de temperatura. 2. Fibras óptica. 3. Efeito, Raman de. 4. Amplificadores a fibra dopada com érbio. I. Fruett, Fabiano, 1970-. II. Rosolem, João Batista. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Coded Raman distributed temperature sensor using gain controlled EDFA

Palavras-chave em inglês:

Temperature sensor

Optical Fibers

Effect, Raman of

Erbium doped fiber amplifiers

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Fabiano Fruett [Orientador]

Kleber Roberto Pirota

Lucas Heitzmann Gabrielli

Data de defesa: 28-07-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA – DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Fábio Renato Bassan RA:120633

Data da Defesa: 28 de julho de 2017

Título da Dissertação: Contribuições para o uso de EDFA em sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman operando com codificação.

Prof. Dr. Fabiano Fruett (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Kleber Roberto Pirota (Instituto de Física "Gleb Wataghin" UNICAMP)

Prof. Dr. Lucas Heitzmann Gabrielli (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Ao meu Pai, minha Mãe, Amanda e Luiza.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao Doutor João Batista Rosolem, que sempre me incentivou e ajudou no desenvolvimento desse projeto.

Ao meu orientador Fabiano Fruett pela disponibilidade e pelas contribuições nos artigos e na escrita desse trabalho.

Ao professor e colega Eduardo Mobilon, pela oportunidade no CPqD.

Aos amigos do LSMO, Rosolem, Fracarolli, Rivael, Florida, Eduardo, Felipe, Fernando e Danilo por todas as contribuições e por deixarem ambiente de trabalho sempre agradável.

A minha esposa Amanda pelo apoio e paciência.

RESUMO

Nesse trabalho apresentamos o estudo do uso de amplificadores do tipo EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) em aplicações de sensores distribuídos de temperatura (DTS) baseados no efeito Raman operando com codificação. Pretende-se com o uso dessa técnica aumentar o desempenho do sistema de medição de temperatura distribuída, através da melhoria do alcance e da resolução de temperatura do sistema. Primeiramente mostramos uma visão geral de sensores a fibra optica, apresentando as principais características, aplicações, vantagens e limitações além das técnicas de medição mais utilizadas para esse tipo de sensor. Em seguida, apresentamos uma breve revisão do espalhamento Raman em fibras ópticas como base para o entendimento dos sensores distribuídos de temperatura que utilizam esse efeito como mecanismo de funcionamento. Discutimos a necessidade do uso de técnicas de processamento digital de sinais para diminuição de ruído na implementação de um sensor distribuído de temperatura baseado no efeito Raman, através da exploração da baixa potência do sinal retroespalhado anti-Stokes. Também mostramos, através de simulações, dois métodos usados para diminuir o ruído desses sinais, sendo eles o método das médias e o método Scode. Mostramos, em seguida, o uso de EDFAs em conjunto com a técnica de codificação Simplex code, com foco na distorção dos sinais devido ao transiente do EDFA. Estudamos a mitigação desse efeito de forma experimental. Realizamos a comparação entre sensores distribuídos de temperatura operando de modo tradicional (pulso único) e codificado (Simplex code) sem o uso de EDFA, nesse caso alcançamos uma extensão no alcance de cerca de 7.5 dB (12,2 km) e uma melhoria na resolução de temperatura de 100°C@5 km. Por fim, comparamos o sensor de temperatura distribuído operando com codificação (Simplex code) com e sem EDFA, usando o amplificador obtivemos uma extensão no alcance de 4 dB (6,5 km) e uma melhoria na resolução de temperatura de 30°C@10 km.

Palavras-chave: Sensores distribuídos de temperatura, Amplificadores a fibra dopada com érbio, Simplex Code.

ABSTRACT

In this work we present the study of the use of EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) in a coded distributed temperature sensor (DTS) based on the Raman effect. The aim of this technique is to increase the performance of the distributed temperature measurement system by improving the range and temperature resolution. First, we show an overview of fiber optic sensors, presenting the main characteristics, applications, advantages and limitations besides the measurement techniques most used for this type of sensor. Next, we present a brief review of Raman scattering in optical fibers as a basis for the understanding of distributed temperature sensors that use this effect as a mechanism of operation. We discuss the need to use digital signal processing techniques to reduce noise in the implementation of a distributed Raman effect temperature sensor by exploiting the low power of the anti-Stokes backscatter signal. We also show, through simulations, two methods used to reduce the noise of these signals, being the method of the means and the method Scode. We show the use of EDFAs with the Simplex code technique, focusing on signal distortion due to EDFA transient effect. We studied the mitigation of this effect experimentally. We performed the comparison between distributed temperature sensors operating in traditional (single pulse) and coded (Simplex code) mode without the use of EDFA, in this case, we reached an extension in the range about 7.5 dB (12.2 km) and an improvement in the temperature resolution of 100°C@10km. Finally, we compared the distributed temperature sensor operating with Simplex code with and without EDFA, using the amplifier we obtained an extension in the range of 4 dB (6.5 km) and an improvement in the temperature resolution of 30°C@10km.

Keywords: *Distributed temperature sensor, Erbium Doped Fiber Amplifier, Simplex Code.*

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1-1: Configuração de sensores a fibra óptica (a) intrínsecos e (b) extrínsecos.	17
Figura 1-2: Classificação dos sensores quanto ao enlace óptico, (a) discreto ou pontual, (b) quasi-distribuído e (c) distribuído.	18
Figura 1-3: (a) sensores propagantes e (b) sensores contra-propagantes.	19
Figura 1-4: Diagrama básico de um sistema usando grade de Bragg.....	20
Figura 1-5: Sensoriamento distribuído usando a técnica OTDR.....	22
Figura 2-1: Principais tipos de espalhamentos da luz em fibras ópticas. (*) Espalhamentos usados em sensores distribuídos baseados no efeito Raman.	25
Figura 2-2: Componentes espectrais resultantes do espalhamento de luz na fibra óptica.....	26
Figura 2-3: Diagrama de níveis de energia dos espalhamentos elástico (a) Rayleigh e inelásticos (b) Raman Stokes e (c) Raman anti-Stokes.	27
Figura 2-4: Diagrama do experimento realizado por C.V. Raman e K. S. Krishnan [14].	28
Figura 2-5: Intensidade do espalhamento espontâneo Raman Stokes e anti-Stokes em função da temperatura.	30
Figura 2-6: Diagrama de blocos de um sensor distribuído de temperatura baseado no efeito Raman.....	31
Figura 2-7: Resolução espacial considerando a largura de banda do conversor eletro-óptico.....	33
Figura 2-8: Operação em loop (double-ended).....	35
Figura 2-9: Sensor distribuído com referência interna de temperatura.	36
Figura 3-1: Pulsos óptico injetados na fibra optica e seus respectivos retroespalhamentos [29]..	42
Figura 3-2: Exemplo da técnica Scode aplicado a OTDR. (a) Pulso injetado na fibra optica e o respectivo retro espalhamento e (b) combinação de pulsos conforme a matriz Scode [29].....	44
Figura 3-3: Algoritmo usado para a simulação do método das médias.....	48
Figura 3-4: Diminuição do ruído para diversas quantidades de média do sinal.....	49
Figura 3-5: Valor RMS normalizado em função da quantidade de médias.....	50
Figura 3-6: Algoritmo usado para a simulação do método Scode.....	51
Figura 3-7: Diminuição do ruído para diversos comprimentos de Scode.	53
Figura 3-8: Amplitude RMS normalizada em função do comprimento do Scode	54
Figura 3-9: Comparação qualitativa entre os métodos de redução de ruído.	55

Figura 3-10: Comparação quantitativa da amplitude RMS normalizada do ruído para diversos valores.	56
Figura 3-11: Ganho em decibel devido ao método Scode comparado com o método das médias em função do comprimento do código (L).	57
Figura 4-1: Região espectral de amplificação do EDFA.	59
Figura 4-2: Configuração básica de um EDFA.	60
Figura 4-3: Diagrama de níveis de energia do funcionamento do EDFA.	61
Figura 4-4: EDFA utilizado nos experimentos.	63
Figura 4-5: Montagem para a análise experimental do uso de EDFA com sinais do tipo rajada. .	64
Figura 4-6: Distorção causada pelo efeito transiente EDFA para uma palavra código de 255 pulsos de 100 ns.	65
Figura 4-7: Variação de ganho em função do comprimento da palavra código.	66
Figura 4-8: Diagrama da montagem utilizada para analisar o controle de ganho do EDFA.	67
Figura 4-9: Detalhes do sistema de controle de ganho implementado.	68
Figura 4-10: Montagem do EDFA e controle de ganho.	68
Figura 4-11: Variação de ganho em função do comprimento do código para alguns valores de atenuação.	69
Figura 4-12: Espectro óptico no final do enlace.	70
Figura 4-13: Comparação para uma palavra código de 15 bits usando somente Laser, com EDFA e usando EDFA com controle de ganho.	71
Figura 5-1: Diagrama de blocos da montagem para estudo comparativo (simplex code vs média).	72
Figura 5-2: Máquina de estados usada no método das médias.	73
Figura 5-3: Máquina de estados usada no método Simplex Code.	73
Figura 5-4: Laser usado nos experimentos.	74
Figura 5-5: Circulador óptico.	75
Figura 5-6: Enlace óptico.	75
Figura 5-7: Filtro óptico utilizado nos experimentos.	76
Figura 5-8: Osciloscópio (a) e receptor óptico (b).	76
Figura 5-9: Fluxograma do processo de aquisição de dados.	77
Figura 5-10: Pós-processamento para o método das médias.	78
Figura 5-11: Pós-processamento para o método das médias.	78
Figura 5-12: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando a abordagem 5 da Tabela 5-1.	80

Figura 5-13: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando a abordagem 5 da Tabela 5-1, com detalhe mostrando qualitativamente a resolução de temperatura.	81
Figura 5-14: Ganho em dB em função da quantidade de traços amostrados para as duas abordagens média e simplex code.	82
Figura 5-15: Ganho do Simplex Code sobre a Média em função do comprimento do código.	83
Figura 5-16: Resolução de temperatura em função da distância para a abordagem 5 da Tabela 5-1.	84
Figura 5-17: Diagrama de blocos da montagem experimental usado para a investigação do uso do Simplex Code e EDFA.	85
Figura 5-18: Diagrama de blocos mostrando detalhes do EDFA com controle de ganho.	86
Figura 5-19: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando Simplex Code de 15 e 127 bits.	87
Figura 5-20: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando Simplex Code de 15 e 127 bits.	88
Figura 5-21: Aumento do alcance em função do comprimento do código.	89
Figura 5-22: Diagrama de blocos da montagem experimental usado na comparação do uso ou não do EDFA no sistema.	90
Figura 5-23: Alcance do sistema com e sem o uso do EDFA.	90
Figura 5-24: Resolução de temperatura ao longo da distância com e sem o uso do EDFA.	91
Figura 5-25: Comparação entre o aumento do alcance em função do comprimento do código com e sem EDFA.	92
Figura 5-26: Resolução de temperatura em função da distância para a abordagem de 63 bits, com e sem EDFA.	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 5-1: Tempos de aquisição e quantidade de traços amostrados.....	79
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LED	Light Emitting Diode
FBG	Fiber Bragg Grating
OFDR	Optical Frequency Domain Reflectometry
OTDR	Optical Time Domain Reflectometry
APD	Avalanche Photodiode
TIA	Transimpedance Amplifier
ADC	Analog to Digital Converter
SR	Spatial Resolution
RA	Resolução de Amostragem
Scode	Simplex Code
DTS	Distributed Temperature Sensor
EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
RMS	Root Mean Square
MSE	Mean Square Error
ASE	Amplified Stimulated Emission
LRA	Lumped Raman Amplifier
FPGA	Field Programable Gate Array
USB	Universal Serial Bus
WDM	Wavelength Division Multiplexing

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	6
RESUMO	7
ABSTRACT	8
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	9
LISTA DE TABELAS	12
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	13
SUMÁRIO	14
1 INTRODUÇÃO A SENSORES A FIBRA ÓPTICA	16
1.1 VISÃO GERAL DE SENSORES A FIBRA ÓPTICA.....	16
1.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO USADAS EM SENSORIAMENTO ÓPTICO.....	19
1.3 REFLECTOMETRIA ÓPTICA COMO TÉCNICA DE MEDIÇÃO DE SENSORES ÓPTICOS	21
2 SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN	24
2.1 ESPALHAMENTO DA LUZ EM FIBRAS ÓPTICAS	24
2.2 DEPENDÊNCIA DO ESPALHAMENTO RAMAN ESPONTÂNEO PELA TEMPERATURA.....	29
2.3 CONFIGURAÇÕES, PRINCIPAIS PARÂMETROS E TERMOS TÍPICOS USADOS PARA SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN	31
2.4 APLICAÇÕES DOS SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA	36
2.5 LIMITAÇÕES DOS SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN	37
3 TÉCNICAS PARA O AUMENTO DA RELAÇÃO SINAL/RUIDO EM SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA	39
3.1 A BAIXA POTÊNCIA DO RETRO-ESPALHAMENTO RAMAN ANTI-STOKES .	39
3.2 TÉCNICAS PARA A DIMINUIÇÃO DO RÚIDO EM SINAIS USADOS EM SENSORIAMENTO DISTRIBUÍDO DE TEMPERATURA	41
3.2.1 Métodos para a redução de ruído	
3.2.2 Simulação do método das médias.....	47
3.2.3 Simulação do método Scode	50
3.2.4 Comparação entre o método das médias e o método Scode	54

4 EDFA E CONTROLE DE GANHO APLICADOS A SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA OPERANDO COM SINAIS CODIFICADOS	58
4.1 O AMPLIFICADOR DE FIBRA DOPADA COM ÉRBIO.....	58
4.2 CONFIGURAÇÃO BÁSICA DE UM EDFA.....	59
4.3 FUNCIONAMENTO DE UM EDFA.....	60
4.4 TIPOS E REGIÕES DE OPERAÇÃO DE UM EDFA	62
4.5 USO DE EDFA EM SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA OPERANDO COM CODIFICAÇÃO.....	63
5 ANALISE EXPERIMENTAL	72
5.1 ESTUDO EXPERIMENTAL COMPARATIVO USANDO SIMPLEX CODE E A ABORDAGEM TRADICIONAL.....	72
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS SIMPLEX CODE VERSUS MÉDIAS.	79
5.3 ESTUDO DO SIMPLEX CODE EM CONJUNTO COM O EDFA.....	84
5.3.1 Resultados experimentais do uso de EDFA em conjunto com DTS codificado	86
5.4 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS USANDO SIMPLEX CODE SEM EDFA E COM EDFA.	89
6 CONCLUSÕES	94
7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95
APÊNDICE A – MELHORIAS EM SISTEMAS DTS USANDO TRANSMISSÃO DE CÓDIGOS CÍCLICOS E EDFAS COM CONTROLE DE GANHO	98
APÊNDICE B – RAMAN-BASED DISTRIBUTED TEMPERATURE SENSOR USING SIMPLEX CODE AND GAIN CONTROLLED EDFA	105

1 INTRODUÇÃO A SENSORES A FIBRA ÓPTICA

Nesse capítulo apresentamos uma visão geral de sensores a fibra óptica, suas principais características, aplicações, vantagens e limitações, além das técnicas de medição mais utilizadas para esse tipo de sensor.

1.1 VISÃO GERAL DE SENSORES A FIBRA ÓPTICA

Sensores a fibra óptica são dispositivos que se beneficiam das mudanças nos parâmetros do sinal óptico guiado na fibra óptica; essas modificações são usadas para quantificar a grandeza que causou tais alterações. Devido à ação externa, parâmetros do sinal óptico como intensidade, comprimento de onda, polarização, entre outros, podem ser modulados [1]. Uma vez alterado, o sinal óptico é tratado e a grandeza que causou a modulação pode ser quantificada [2].

De maneira geral sensores a fibra óptica vêm se mostrando vantajosos em relação ao sensoriamento convencional, principalmente devido às características intrínsecas da fibra óptica como imunidade a interferências eletromagnéticas, largura de banda, baixo peso, dimensões reduzidas, dispensa alimentação elétrica no ponto de medição, alta resistência mecânica e térmica [3].

Devido às suas vantagens, sensores a fibra óptica vem sendo utilizados em diversas aplicações, como por exemplo, monitorando a temperatura e tensão mecânica ao longo de grandes estruturas como, edifícios, pontes, túneis, rodovias, oleodutos, represas [2] e até mesmo cabos de alta tensão [4]. No monitoramento de ativos do setor elétrico como transformadores, hidro geradores, subestações [5] e em locais com alta incidência de campos eletromagnéticos os sensores a fibra óptica podem ser utilizados [2]. Sensores a fibra óptica também podem ser empregados na construção de giroscópios, monitoramento de vibrações [6] e até detecção de gás [3].

Existem distintos tipos de sensores a fibra óptica que podem ser classificados de diferentes modos. Uma das maneiras mais usadas e mais comuns de classificação é a divisão em dois grupos, sendo eles: intrínsecos e extrínsecos. Nos sensores intrínsecos a própria fibra óptica age como transdutor, ou seja, a grandeza a ser medida influencia diretamente no sinal óptico presente na fibra óptica, como mostrado na Figura 1-1 (a). Já nos sensores extrínsecos

a modulação do feixe óptico devido à ação da grandeza a ser mensurada ocorre em um dispositivo chamado de transdutor que age sobre a fibra conforme mostra a Figura 1-1 (b) [1] [4].

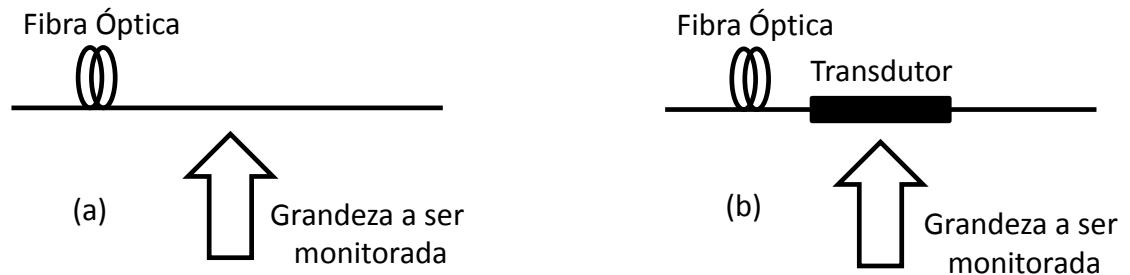


Figura 1-1: Configuração de sensores a fibra óptica (a) intrínsecos e (b) extrínsecos.

Sensores a fibra óptica também podem ser classificados em discretos ou pontuais, quasi-distribuído e distribuídos [2]. A Figura 1-2 ilustra a medição (M) realizada por cada tipo de configuração de sensores a fibra óptica ao longo de um enlace de distância (z).

Sensores discretos são dispositivos capazes de medir uma determinada grandeza em uma determinada posição, conforme mostra a Figura 1-2 (a) [2]. A principal limitação dessa configuração é identificar onde o sensor deve ser instalado. Sensores pontuais podem medir temperatura, altura de coluna da água, campo magnético entre outras grandezas.

O grupo de sensores quasi-distribuído se distingue pela medição de diferentes grandezas em diferentes pontos [2]. A possibilidade de multiplexação de sensores que medem diferentes parâmetros (ou apenas um) é a maior vantagem dessa configuração. A Figura 1-2 (b) mostra a configuração quasi-distribuída de sensores ópticos.

Sensores distribuídos têm como característica principal a medição de forma contínua de uma determinada grandeza ao longo de todo o enlace óptico, como mostra a Figura 1-2 (c). A capacidade de sensoriamento distribuído geralmente é encontrada apenas em sensores a fibra óptica sendo esta uma grande vantagem desse tipo de sensoriamento. O princípio de funcionamento de sensores distribuídos está no espalhamento da luz guiada na fibra óptica, como espalhamento Rayleigh, Brillouin e Raman [2].

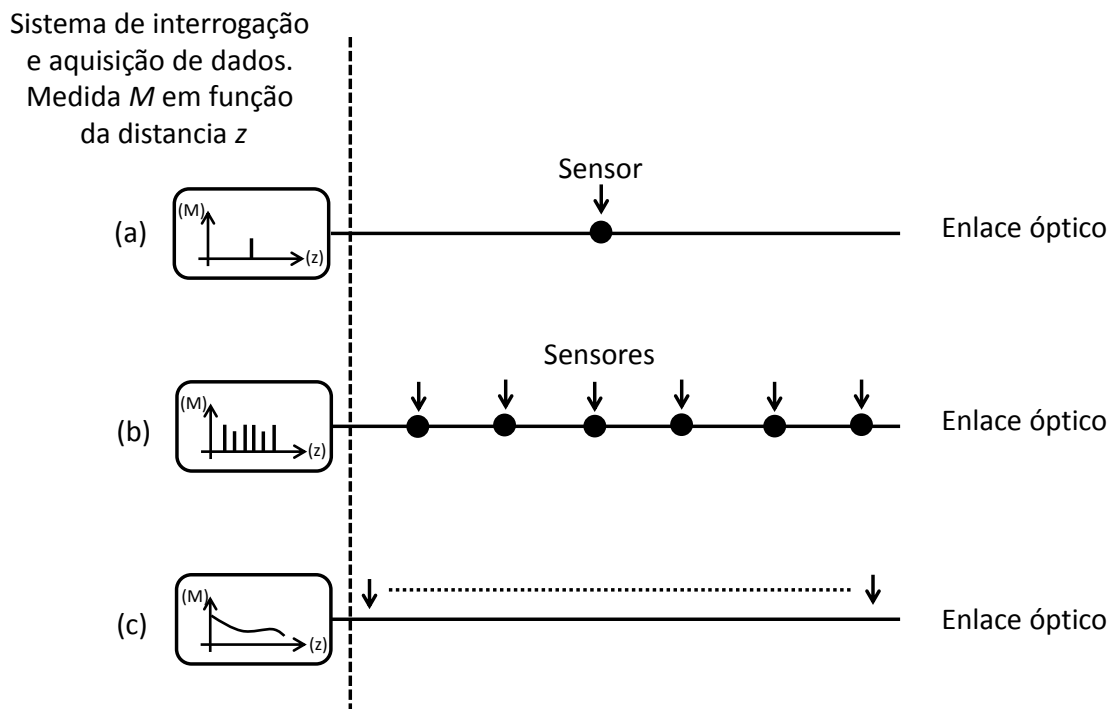


Figura 1-2: Classificação dos sensores quanto ao enlace óptico, (a) discreto ou pontual, (b) quasi-distribuído e (c) distribuído.

Os componentes básicos de um sistema de sensoriamento a fibra óptica são uma fonte de luz, um transdutor e um receptor. O tipo da fonte de luz pode variar dependendo das características do sensor e geralmente LASERs ou LEDs são usados. O transdutor é a própria fibra óptica para sensores intrínsecos ou, no caso de sensores extrínsecos, qualquer elemento que possa ser acoplado à fibra para modular o sinal óptico de acordo com a variação da grandeza a ser monitorada. O receptor é responsável pela conversão do sinal óptico para o domínio elétrico. Neste domínio, a modulação causada pela grandeza a ser medida pode ser processada e quantificada [7].

A posição da fonte de luz e do receptor de um sensor a fibra óptica pode variar conforme mostrado na Figura 1-3. Dependendo do posicionamento desses componentes o sensor é classificado como propagante de acordo com a Figura 1-3 (a) se a potência propagante P_P é monitorada ou contra-propagante caso a potência contra-propagante P_{CP} seja monitorada conforme a Figura 1-3 (b) [8].

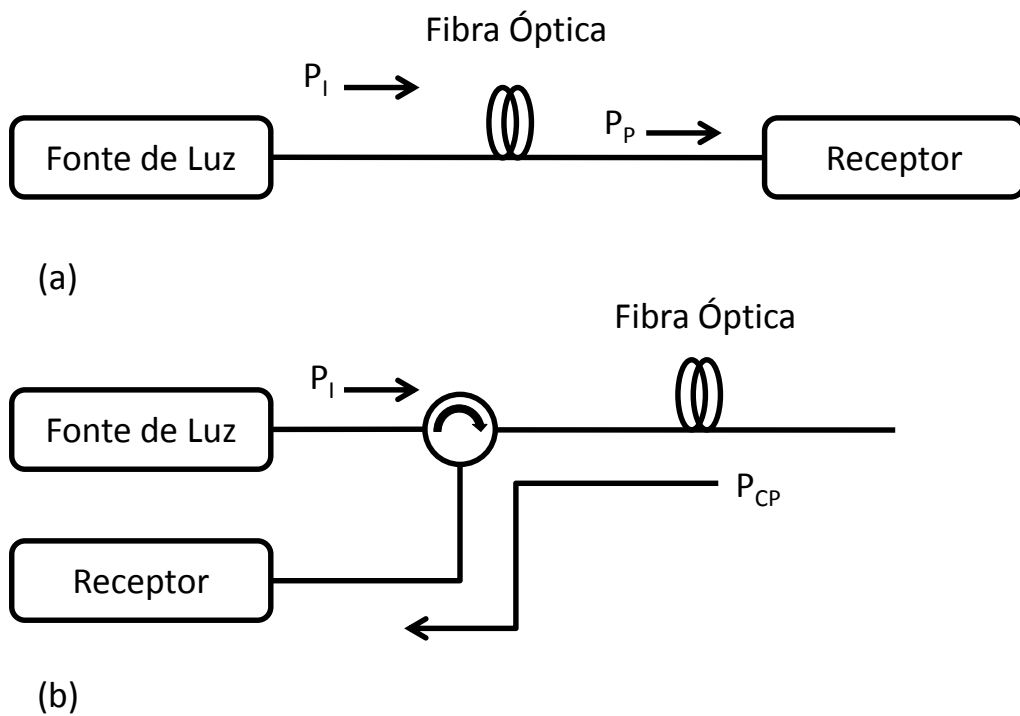


Figura 1-3: (a) sensores propagantes e (b) sensores contra-propagantes.

Sensores propagantes e contra-propagantes apresentam vantagens e desvantagens. Uma vantagem de sistemas propagantes está no menor número de componentes ópticos utilizados e na maior facilidade de implementação. Sensores contra-propagantes possuem uma vantagem interessante, pois uma vez que utilizam as informações contidas no sinal óptico que retornam na direção da fonte de luz, podem ser implementados usando apenas uma extremidade da fibra óptica.

1.2 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO USADAS EM SENSORIAMENTO ÓPTICO

Nos sensores ópticos o estímulo causado pelo ambiente irá refletir na variação de um ou mais parâmetros do sinal guiado pela fibra. Essa variação pode afetar a intensidade, fase, comprimento de onda e modo de polarização do sinal. Sua mudança de intensidade está associada com o nível de absorção, reflexão ou espalhamento causado pela ação da grandeza a ser medida [7].

A grande maioria dos sensores a fibra óptica utiliza a variação na intensidade do sinal como princípio de funcionamento. Estão, nessa classificação, sensores baseados em reflexão,

difração e atenuação, que são os mais comuns para aplicações pontuais. Nas aplicações de sensores quasi-distribuídos e distribuídos o mecanismo de funcionamento geralmente é baseado no espalhamento do sinal óptico guiado [8].

O espalhamento de luz pode ser elástico ou inelástico. Quando não existe diferença de energia entre os comprimentos de onda do feixe incidente e do feixe espalhado o espalhamento é elástico. Já o espalhamento inelástico se caracteriza por possuir diferença de energia entre os comprimentos de onda do feixe incidente e do feixe espalhado [2] [8].

Sensores pontuais e quasi-distribuídos são geralmente implementados usando um componente chamado grade de Bragg como elemento sensor. Grades de Bragg são estruturas com alguns milímetros de extensão que promovem a reflexão de um determinado comprimento de onda [8]. O comprimento de onda refletido varia de acordo com a variação da grandeza a ser mensurada, que é interessante, pois a atenuação não afetará a medição, uma vez que a informação não está contida na intensidade do sinal óptico. O uso desse tipo de elemento como sensor óptico se justifica pela facilidade de construção e pela facilidade de detecção do sinal modulado devido à alta potência refletida pela grade [9].

Uma técnica de interrogação desse tipo de sensor é baseada na medição da luz refletida pela grade: a modulação em comprimento de onda do feixe óptico refletido contém a intensidade da grandeza a ser medida pelo sistema. A Figura 1-4 mostra o diagrama de blocos de uma forma de medição para sensores a fibra óptica pontuais e quasi-distribuídos.

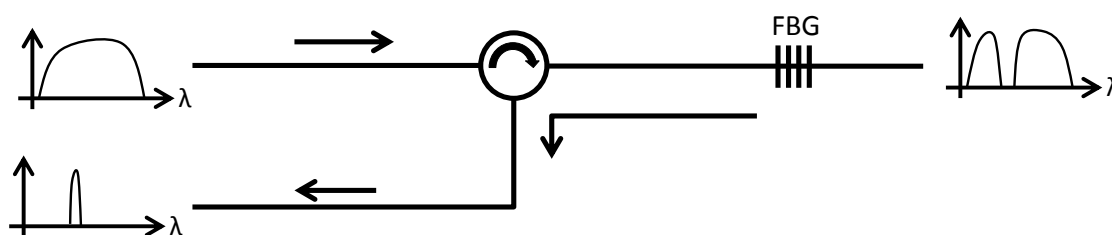


Figura 1-4: Diagrama básico de um sistema usando grade de Bragg.

No diagrama acima um sinal óptico de banda larga é lançada na fibra através de um circulador óptico. Ao atingir a FBG parte da luz incidente será refletida pela grade e o restante continuará seguindo pela fibra óptica. Desde que cada FBG reflita comprimentos de onda diferentes, outras FBGs podem ser inseridas no enlace óptico formando uma configuração quasi-distribuída possibilitando assim a medição de diversos parâmetros distribuídos no enla-

ce óptico [9]. A medição no sentido propagante também é possível de ser implementada em sistemas de sensoriamento que usam grades de Bragg, porém a medição no sentido contra-propagante é mais interessante, pois apenas uma das extremidades da fibra óptica precisa ser acessada.

O espalhamento Rayleigh (elástico) também é muito utilizado como mecanismo de sensoriamento principalmente para o monitoramento da integridade e caracterização de enlaces ópticos [4]. Espalhamentos inelásticos são utilizados como mecanismos para sensoriamento distribuído de temperatura (Raman) ou temperatura e tensão mecânica (Brillouin) [2].

Algumas técnicas são usadas para a detecção de sinais em sensoriamento a fibra óptica como, por exemplo: OFDR (*Optical Frequency Domain Reflectometry*) e OTDR (*Optical Time Domain Reflectometry*), podendo, em algumas configurações serem usadas em conjunto [2]. Essas técnicas se baseiam na reflectometria da luz e usam como parâmetro de medição a amplitude (OTDR) e a frequência (OFDR) em função da distância. Apesar de atingir uma maior resolução, a técnica OFDR requer um aparato experimental e um sistema de análise de dados mais complexos do que a técnica OTDR. A técnica escolhida para este trabalho foi a OTDR devido a sua ampla utilização em sensoriamento e sua facilidade de implementação.

1.3 REFLECTOMETRIA ÓPTICA COMO TÉCNICA DE MEDIÇÃO DE SENSORES ÓPTICOS

A técnica OTDR é baseada na reflectometria da luz e na análise da intensidade óptica refletida. Essa técnica é utilizada desde 1970 e surgiu como uma proposta de verificar a perda óptica em enlaces de fibra, usando como parâmetro o retro espalhamento Rayleigh [4] [5].

Essa técnica consiste em lançar um pulso óptico de curta duração em uma fibra e medir a intensidade do retro espalhamento Rayleigh [2]. Sendo conhecido o índice de refração da fibra, é possível converter o tempo de propagação do sinal no comprimento do enlace. Dessa forma, as variações de amplitude no sinal óptico retro espalhado permitem mensurar e localizar perdas ópticas ao longo do enlace óptico. Um aspecto interessante desse tipo de técnica de medição é que somente uma das extremidades da fibra precisa ser acessada, ou seja, a fonte de luz e o receptor estão no mesmo local.

A Figura 1-5 mostra a configuração básica de um OTDR incluindo o traço característico obtido a partir dessa técnica. Nessa configuração os pulsos de curta duração são acoplados à fibra óptica que será testada através de um circulador. Um receptor, geralmente composto por um fotodiodo, um amplificador de transimpedância e estágios de amplificação elétrica, é usado para detectar o sinal óptico retro espalhado em função do tempo.

Sendo a fibra um meio de propagação, a intensidade do sinal retro espalhado decai de forma exponencial em função do tempo, devido à perda intrínseca da fibra óptica. Entretanto, caso ocorra uma perturbação em uma determinada região do enlace o padrão de propagação do pulso de luz inserido na fibra óptica é modificado (atenuado, por exemplo) e o resultado dessa mudança é observado através do pulso contra-propagante no local onde ocorreu a perturbação, permitindo a localização espacial do evento. Conforme mostrado na Figura 1-5 [10], usando o a potência contra-propagante P_{CPR} em função do tempo, é possível verificar a mudança na atenuação do enlace na região onde a perturbação ocorreu.

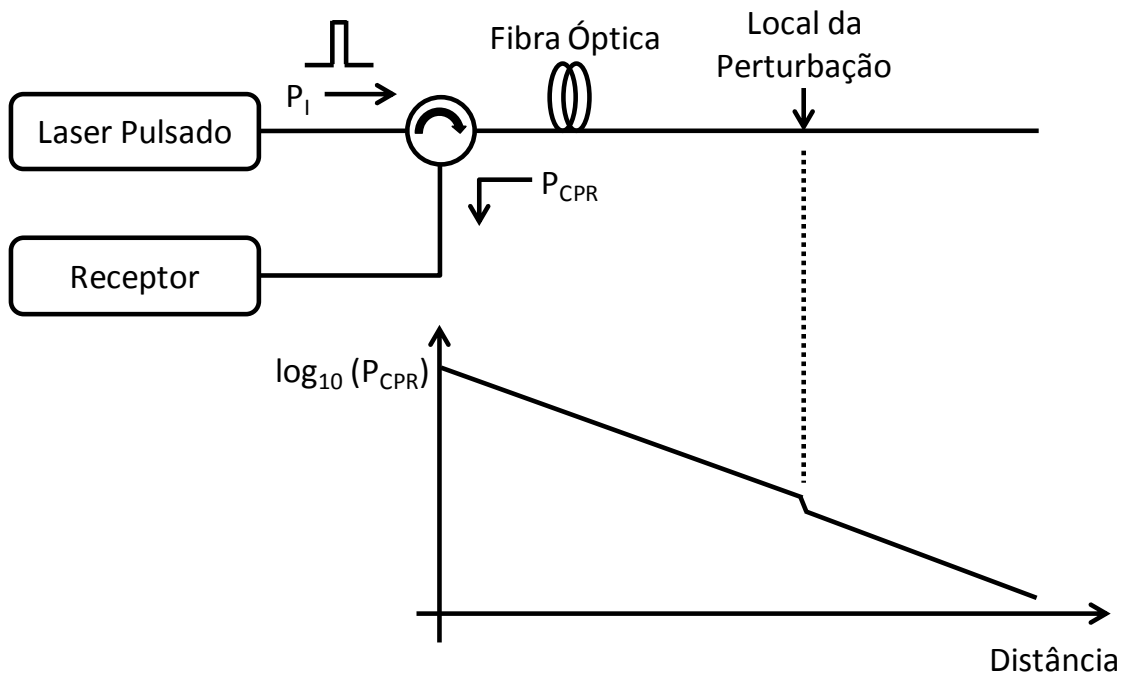


Figura 1-5: Sensoriamento distribuído usando a técnica OTDR.

A potência óptica do sinal contra-propagante devido ao retro espalhamento Rayleigh P_{CPR} em função da distância é dada por [2]:

$$P_{CPR}(z) = \frac{v_g t_p}{2} P(0) S \alpha_{ER}(z) e^{-2 \int_0^z \alpha(x) dx} \quad 1-1$$

Sendo que, v_g é a velocidade de grupo, t_p é a largura temporal do pulso, $P(0)$ é a potência óptica incidente na fibra na posição $z = 0$, $\alpha_{ER}(z)$ é o coeficiente de atenuação devido ao espalhamento Rayleigh na posição z , α é o coeficiente de atenuação total da fibra óptica e S é a fração de captura do retro espalhamento Rayleigh, essa fração é dada por [2]:

$$S = \left(\frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1} \right)^2 \frac{1}{m} \quad 1-2$$

Sendo que n_1 é o índice de refração do núcleo, n_2 é o índice de refração da casca e m é um parâmetro que depende do perfil do índice de refração da fibra óptica.

Um parâmetro muito importante é resolução espacial que a técnica OTDR é capaz de atingir. A resolução espacial é definida como a menor distância entre dois retro espalhamentos que podem ser discernidos [4] (geralmente expresso em metros), esse parâmetro é dado por:

$$\Delta z_{min} = \frac{v_g t_p}{2} \quad 1-3$$

Além da resolução espacial, a faixa dinâmica de operação é um parâmetro importante para caracterizar o desempenho de um sistema usando a técnica OTDR. A faixa dinâmica de operação, dada em Decibel (dB), é definida como a diferença entre o nível de potência detectado no início do enlace óptico e o nível do ruído obtido ao final da fibra óptica [2].

2 SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN

Nesse capítulo, apresentamos uma breve revisão do espalhamento Raman em fibras ópticas como base para o entendimento dos sensores distribuídos de temperatura que utilizam esse efeito como princípio de funcionamento. Serão apresentados também os principais termos, parâmetros, configurações, aplicações e limitações dos sensores distribuídos baseados no efeito Raman.

2.1 ESPALHAMENTO DA LUZ EM FIBRAS ÓPTICAS

Quando uma onda eletromagnética se propaga pela fibra, o campo elétrico dessa onda interage com os átomos e moléculas que constituem a fibra levando à formação de dipolos elétricos. Esses dipolos, por sua vez, geram uma nova onda eletromagnética sendo esta chamada de luz espalhada [11].

Vários espalhamentos de luz podem ocorrer na fibra óptica, a classificação desses espalhamentos será de acordo com as características da onda eletromagnética gerada no processo. O diagrama da Figura 2-1 mostra os principais espalhamentos de luz que podem ocorrer em fibras ópticas, assim como a sua classificação. Os pontos destacados no diagrama mostram os espalhamentos que podem ser utilizados em sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman.

Quando a luz se propaga pela fibra óptica muitos espalhamentos podem ocorrer. Alguns desses espalhamentos são originados pela interação da luz incidente e a excitação do meio. Na teoria quântica o espalhamento é descrito como a interação de fótons (quanta de luz) e fônons (quanta de excitação do meio). Basicamente, o processo de espalhamento remove fótons do feixe incidente e produz fótons espalhados que podem ser deslocados em direção, fase e frequência. Considerando o fóton gerado pelo espalhamento, o espalhamento pode ser classificado em dois tipos: elásticos e inelásticos [2].

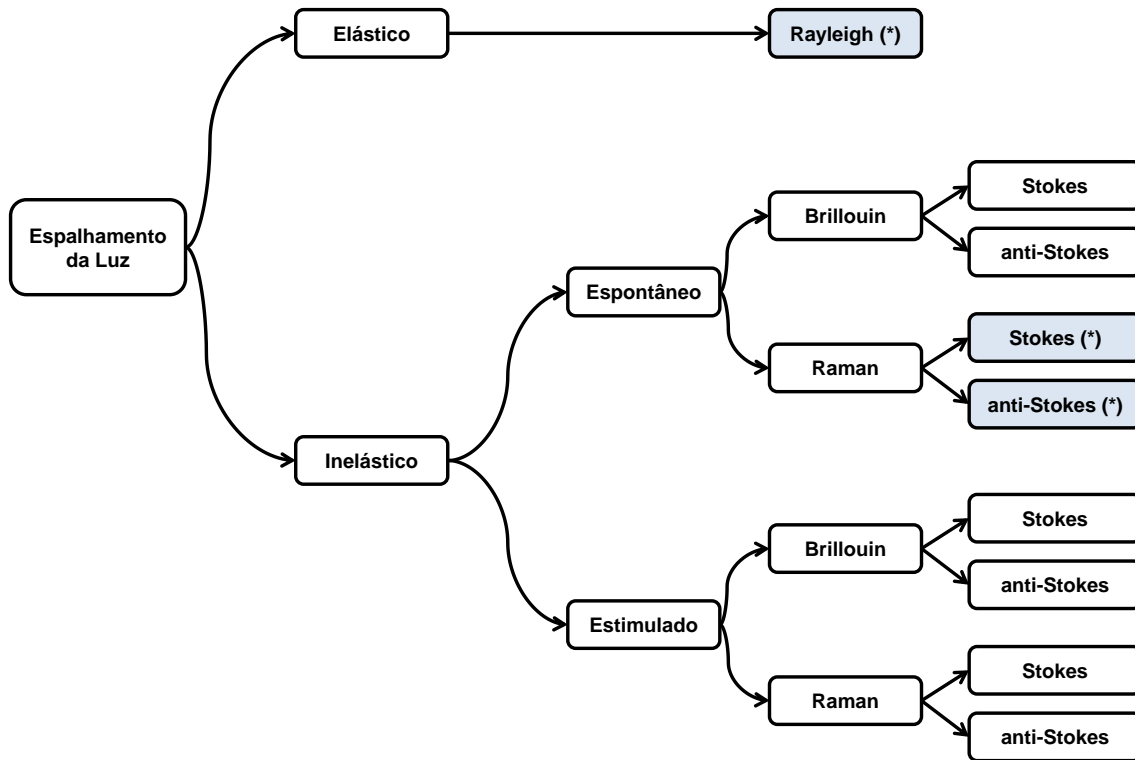


Figura 2-1: Principais tipos de espalhamentos da luz em fibras ópticas. (*) Espalhamentos usados em sensores distribuídos baseados no efeito Raman.

Espalhamento elástico se caracteriza pelo fóton espalhado ter a mesma energia do fóton incidente, sendo assim, o fóton espalhado tem o mesmo comprimento de onda do fóton incidente. No caso do espalhamento inelástico o fóton incidente recebe ou fornece energia para o meio, fazendo com que o fóton espalhado tenha energia maior ou menor que o fóton incidente e, por consequência, um comprimento de onda menor ou maior. Por definição fótons espalhados que possuem comprimento de onda maior que o fóton incidente (quando o fóton incidente fornece energia para o meio) são chamados de Stokes, já os fótons espalhados que possuem comprimento de onda menor que o fóton incidente (quando o fóton espalhado recebe energia do meio) são chamados de anti-Stokes [8] [2].

O espalhamento é dito espontâneo se as propriedades ópticas do meio de propagação não são modificadas pela onda eletromagnética incidente. O espalhamento espontâneo ocorre apenas se a intensidade da onda eletromagnética incidente for baixa. Nessas condições, geralmente o espalhamento da luz é gerado pela excitação térmica do meio de propagação e será proporcional à intensidade da onda eletromagnética incidente e às variações do meio. Caso a intensidade da onda eletromagnética incidente ultrapasse um determinado limiar as propriedades ópticas do meio de propagação serão modificadas e por consequência o espalhamento

da luz será influenciado por essas modificações, esse espalhamento é dito espalhamento estimulado [2].

A Figura 2-2 mostra uma representação do espectro com os espalhamentos que ocorrem na fibra óptica devido a um pulso injetado com comprimento de onda λ_0 .

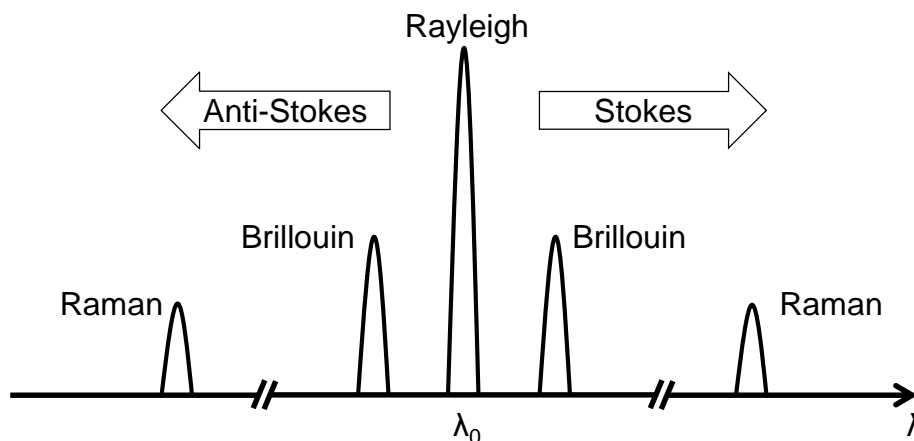


Figura 2-2: Componentes espectrais resultantes do espalhamento de luz na fibra óptica.

O espalhamento Rayleigh é um espalhamento elástico, pois não existe diferença de energia entre o fóton incidente e o fóton espalhado e, por consequência, o fóton incidente e o fóton espalhado possuem o mesmo comprimento de onda [8]. Esse espalhamento é um processo no qual a intensidade da luz espalhada é proporcional à intensidade da luz incidente, ou seja, não há transferência de energia para o meio e é atribuído à variação no grau do estado de organização molecular do meio [11]. Esse tipo de espalhamento é muito utilizado na caracterização de enlaces ópticos.

O espalhamento Brillouin é um espalhamento inelástico originado da flutuação da densidade do meio, resultante da propagação de ondas acústicas na fibra óptica [2]. Esse espalhamento é um efeito óptico causado pela interação dos fótons incidentes e dos fônons acústicos presentes na fibra óptica [8]. Ondas acústicas se propagam na fibra óptica com velocidade que depende da temperatura e da tensão mecânica do meio, logo, sensores ópticos distribuídos baseados no espalhamento Brillouin são capazes de medir temperatura e tensão mecânica distribuída, porém a dependência cruzada dessas grandezas torna o sistema de interrogação complexo, já que este deve distinguir qual grandeza está causando a variação [2].

Espalhamento Raman também é um espalhamento inelástico originado pela interação da luz incidente e dos modos vibracionais das moléculas do meio. É causado pela troca de

energia entre fótons e os fônons ópticos. A banda anti-Stokes é dependente somente da temperatura do meio o que torna a implementação de um sistema de interrogação mais simples [2].

No espectro do espalhamento da luz as componentes Raman Stokes e Raman anti-Stokes estão deslocadas em relação ao sinal incidente em cerca de +100 nm e -100 nm respectivamente. Esse deslocamento ocorre devido à frequência de ressonância Raman ou frequência dos fônons ópticos na fibra óptica ser em torno de 13 THz [12].

Diagramas de níveis de energia podem ser utilizados para descrever o processo de absorção e emissão de energia e exemplificar a diferença entre espalhamentos elásticos e inelásticos [8]. A Figura 2-3 mostra a transição entre diferentes níveis de energia em relação à absorção e a emissão de um fóton.

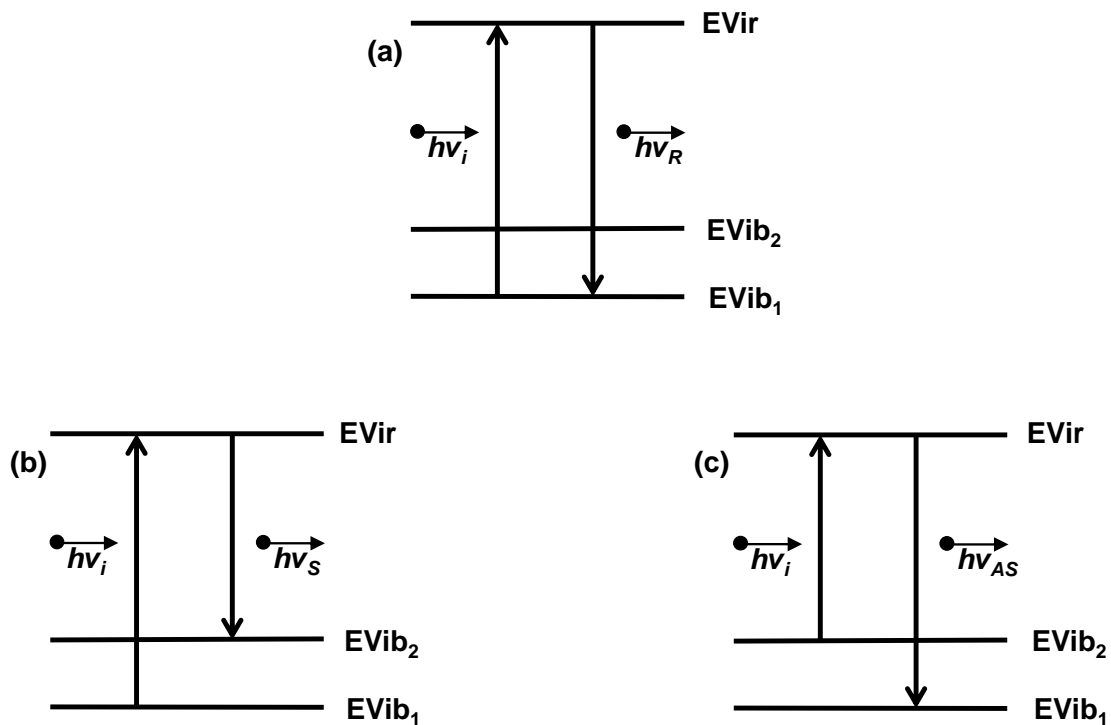


Figura 2-3: Diagrama de níveis de energia dos espalhamentos elástico (a) Rayleigh e inelásticos (b) Raman Stokes e (c) Raman anti-Stokes.

Na Figura 2-3 (a) temos uma molécula inicialmente no estado vibracional E_{Vib1} que é excitada por um fóton incidente com comprimento de onda λ_I , isso faz com que a molécula vá para um nível virtual de energia e retorne para o mesmo nível vibracional anterior E_{Vib1} emitindo um fóton com a mesma energia e comprimento de onda do fóton incidente ($\lambda_R = \lambda_I$), esse é um espalhamento de luz do tipo elástico (espalhamento Rayleigh).

Outra possibilidade é mostrada na Figura 2-3 b, nesse caso o fóton incidente é absorvido pela molécula fazendo com que esta atinja um nível virtual de energia e retorne para um nível vibracional E_{Vib2} , maior que o nível vibracional anterior E_{Vib1} , emitindo um fóton de menor energia e comprimento de onda maior do que o fóton incidente ($\lambda_S > \lambda_I$). Esse é um espalhamento inelástico chamado espalhamento Raman Stokes.

Uma terceira possibilidade é mostrada na Figura 2-3 c, onde um fóton incide em uma molécula que se encontra no nível vibracional E_{Vib2} , fazendo com que essa molécula alcance um nível virtual de energia e retorne para o estado vibracional E_{Vib1} , menor que o nível vibracional inicial. Essa transição provoca a emissão de um fóton de maior energia e menor comprimento de onda que o fóton incidente ($\lambda_{AS} < \lambda_I$). Esse é um espalhamento de luz inelástico chamado Raman anti-Stokes.

A partir desse ponto será dada maior ênfase na descrição do espalhamento Raman, pois se trata do espalhamento usado no desenvolvimento deste trabalho. O espalhamento Raman espontâneo é resultado da interação entre fótons incidentes e a vibração molecular do meio e se caracteriza pela emissão de duas bandas simétricas em energia, sendo uma com comprimentos de onda maior (banda Stokes) e outra com comprimentos de onda menor (banda anti-Stokes) [2] [12], como pode ser visto na Figura 2-2. Nesse evento uma parte por milhão da radiação incidente é espalhada via Raman [8].

O efeito Raman foi descrito pela primeira vez em 1928 por C. V. Raman e K. S. Krishnan [13]. Nesse artigo os autores descrevem a observação da radiação espalhada por uma amostra quando esta era iluminada por raios de luz solar. A Figura 2-4 mostra o diagrama de blocos do experimento realizado por C. V. Raman e K. S. Krishnan.

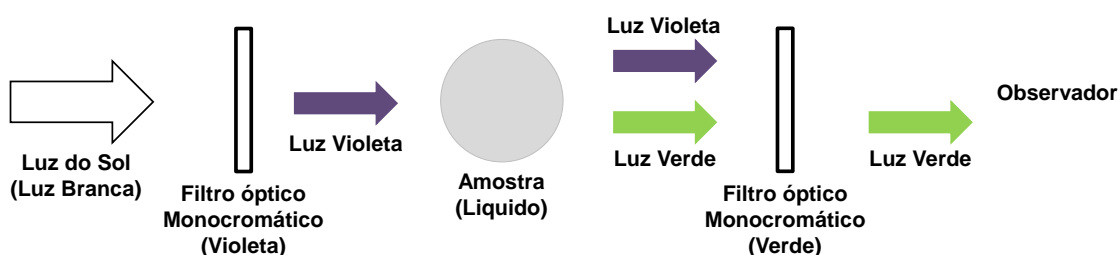


Figura 2-4: Diagrama do experimento realizado por C.V. Raman e K. S. Krishnan [14].

No diagrama da Figura 2-4 uma luz monocromática gerada a partir da luz do sol foi aplicada a uma amostra usando um filtro óptico monocromático. Outro filtro óptico monocromático diferente do primeiro foi posicionado entre a amostra e o observador. Dessa forma, Raman e Krishnan observaram que uma nova luz monocromática era gerada (um novo com-

primento de onda). Outra constatação foi que a luz monocromática gerada era modificada (cor) se a amostra entre os filtros ópticos fosse alterada, indicando que a luz observada continha informações da amostra [13].

As observações feitas por Raman e Krishnan possibilitaram o desenvolvimento da espectroscopia Raman, uma forma não destrutiva e muito utilizada na análise de materiais [14]. Pelo seu trabalho no campo de espalhamento da luz e descoberta do efeito que leva seu nome, Chandrasekhara Venkata Raman recebeu o prêmio Nobel de física em 1930 [15].

2.2 DEPENDÊNCIA DO ESPALHAMENTO RAMAN ESPONTÂNEO PELA TEMPERATURA

O efeito Raman é um espalhamento inelástico da luz e se caracteriza pelo surgimento de fótons em novos comprimentos de onda, deslocados simetricamente do comprimento de onda dos fótons incidentes que geraram o efeito. Uma das possibilidades é que o fóton gerado tenha energia menor do que o fóton incidente, perdendo energia para o meio, esse é o caso Stokes. A outra possibilidade é que o fóton gerado tenha energia maior que o fóton incidente, recebendo energia do meio, esse é o caso anti-Stokes.

A dependência da intensidade dos campos espalhados Raman Stokes (I_S) e Raman anti-Stokes (I_{AS}) em relação à temperatura são dadas respectivamente pelas equações 2-1 e 2-2 [16].

$$I_S(T) = K_S \left[\frac{1}{e^{\left(\frac{h\Delta\nu}{kT}\right)} - 1} + 1 \right] \quad 2-1$$

$$I_{AS}(T) = K_{AS} \frac{1}{e^{\left(\frac{h\Delta\nu}{kT}\right)} - 1} \quad 2-2$$

Sendo que, K_S e K_{AS} são constantes que representam as perdas ópticas sofridas pelos sinais, h é a constante de Planck, $\Delta\nu$ é o deslocamento da frequência Raman, k é a constante de Boltzmann e T é a temperatura absoluta na região onde a interação ocorre.

Conforme mostrado anteriormente, para a geração de um fóton na banda anti-Stokes é necessário que a molécula se encontre em um estado vibracional superior do estado fundamental devido a temperatura do meio. Por esse motivo a relação entre as intensidades do campo anti-Stokes (I_{AS}) e Stokes (I_S) é dada pela probabilidade de se encontrar a molécula

nesse estado vibracional. Essa probabilidade é dada pelo fator de Boltzmann que representa a razão entre as populações do estado de repouso e do estado excitado [12].

$$\frac{I_{AS}}{I_S} = \frac{K_{AS}}{K_S} e^{-\frac{h\Delta\nu}{kT}} \quad 2-3$$

A Equação 2-3 mostra a dependência entre as intensidades ópticas espalhadas pelo efeito Raman e a temperatura no local da interação, constituindo a relação fundamental que possibilita a implementação de sensores distribuídos utilizando o efeito Raman em fibras ópticas [2] [12].

Através das Equações 2-1 e 2-2 pode-se notar que o espalhamento Raman anti-Stokes mostra uma sensibilidade maior em relação à temperatura quando comparado ao espalhamento Raman Stokes. A Figura 2-5 mostra uma comparação entre a sensibilidade dos espalhamentos Raman Stokes e anti-Stokes. Nessa figura as intensidades dos espalhamentos foram normalizadas para a temperatura de 294 K (20,84 °C).

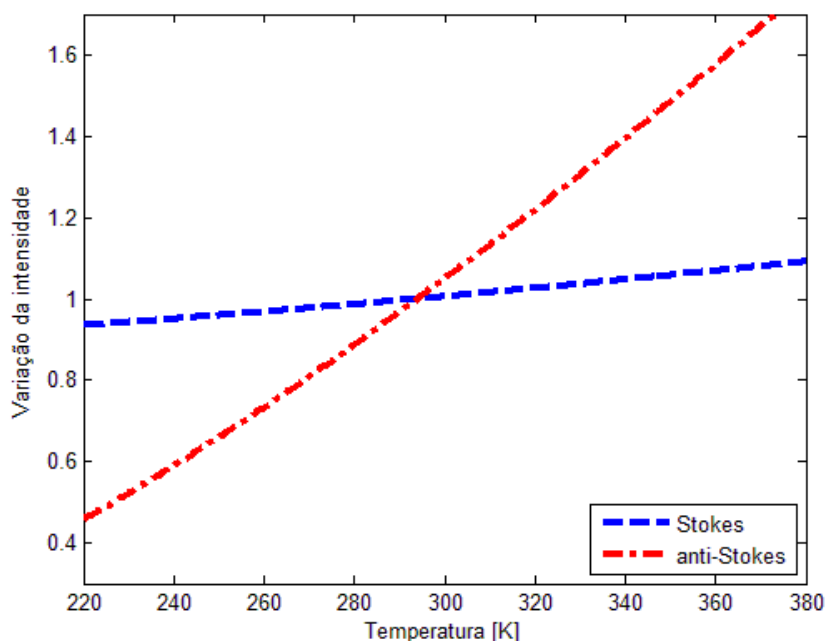


Figura 2-5: Intensidade do espalhamento espontâneo Raman Stokes e anti-Stokes em função da temperatura.

Conforme mostra a Figura 2-5 é possível verificar uma relação quase linear entre a temperatura e a intensidade do espalhamento Raman. Essa relação é cerca de 0,8%/K e 0,1%/K à temperatura ambiente respectivamente para anti-Stokes e Stokes [16] [17].

2.3 CONFIGURAÇÕES, PRINCIPAIS PARÂMETROS E TERMOS TÍPICOS USADOS PARA SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN

Em sensores distribuídos baseados no efeito Raman a informação de temperatura em função da distância é geralmente obtida utilizando a técnica OTDR, porém, ao invés de monitorar apenas o retro espalhamento Rayleigh, nesse caso os sinais monitorados são os retro espalhamentos Raman Stokes ou Rayleigh (como referência) e Raman anti-Stokes (dependente da temperatura), também existem configurações em que apenas o sinal Raman anti-Stokes é monitorado [2]. A Figura 2-6 mostra o diagrama de blocos de um sensor de temperatura distribuído baseado no efeito Raman.

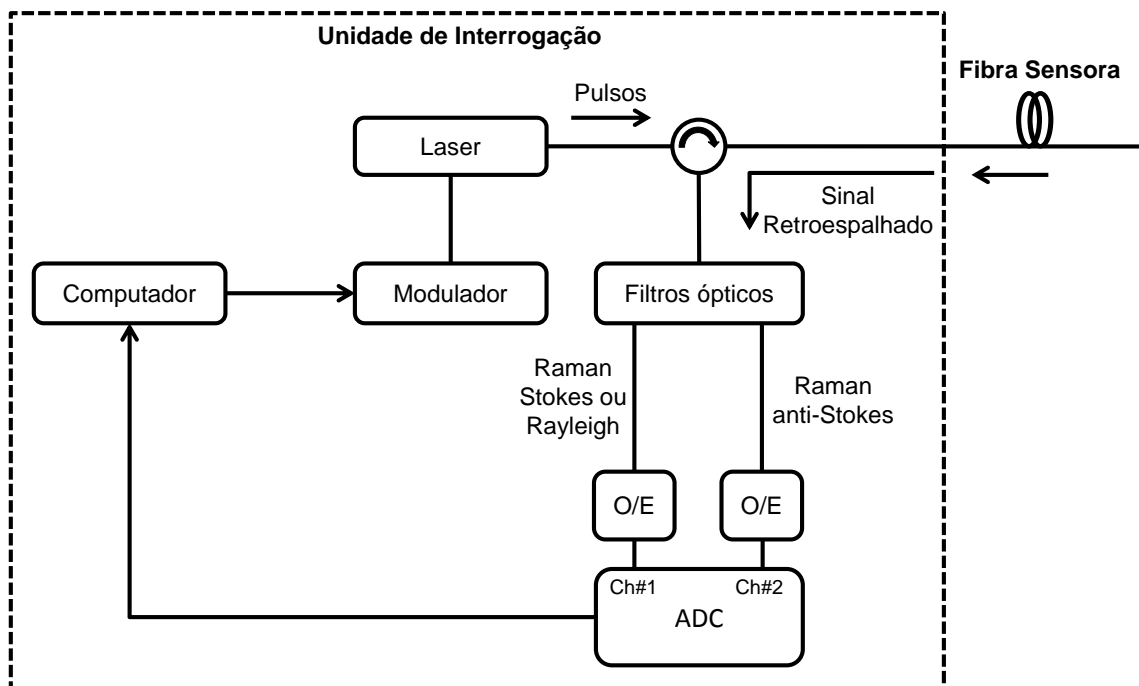


Figura 2-6: Diagrama de blocos de um sensor distribuído de temperatura baseado no efeito Raman.

No sistema mostrado na Figura 2-6, um laser é modulado e emite pulsos de curta duração e frequência de repetição de acordo com o comprimento da fibra óptica sensora. Esses pulsos são acoplados à fibra sensora através de um circulator óptico. O retro espalhamento gerado pela interação do pulso incidente com a fibra óptica é propagado no sentido contrário ao pulso incidente e é acoplado a um conjunto de filtros ópticos através do circulator. Esses sinais são separados e encaminhados a um conversor óptico elétrico. Devido ao baixo nível de potência do sinal Raman anti-Stokes o conversor eletro-óptico geralmente é constituído de um

fotodiodo de efeito avalanche (APD), um amplificador de transimpedância (TIA) e estágios de amplificação elétrica. Após esse processo os sinais passam por um conversor analógico digital (ADC) e são analisados por um computador onde a informação de temperatura ao longo do tempo é exibida [2] [12]. Uma característica importante é que o pulso interage ao longo de toda a fibra sensora, assim os espalhamentos espontâneos gerados trazem a informação (nesse caso temperatura) de onde a interação ocorreu [2].

Sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman possuem termos e definições típicas, parâmetros de operação e desempenho importantes para o entendimento desse tipo de sistema. Os termos e parâmetros mais usuais em sistemas de sensoriamento distribuído de temperatura serão apresentados a seguir [17].

A resolução espacial (S_R) é definida como a menor separação espacial observável entre duas regiões com temperaturas diferentes passíveis de serem detectadas pelo sensor distribuído de temperatura e geralmente é dado em unidades de metros. Esse parâmetro é determinado pela largura temporal do pulso incidente e pela largura de banda do receptor. A largura do pulso incidente define a resolução espacial do sistema de acordo com a equação 2-4. Essa definição é válida considerando um receptor com largura de banda infinita.

$$S_R = \frac{\Delta t(c/n)}{2} \quad 2-4$$

Sendo que c é a velocidade da luz no vácuo, n é o índice de refração da fibra óptica e Δt é a largura temporal do pulso incidente. Considerando a largura de banda finita do receptor, a resolução espacial é especificada como sendo a distância percorrida por de 10% a 90% de uma rampa de temperatura, conforme mostra Figura 2-7; esse parâmetro é geralmente dado em metros.

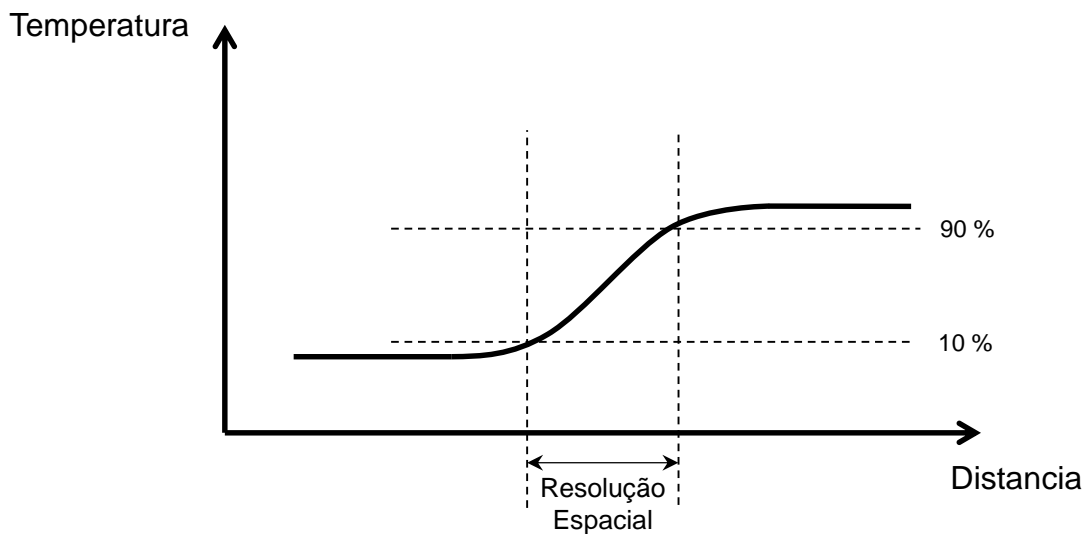


Figura 2-7: Resolução espacial considerando a largura de banda do conversor eletro-óptico.

A resolução de amostragem (R_A) é definida como sendo a menor distância entre os pontos em que o sinal será amostrado e basicamente associa a frequência de amostragem do conversor analógico digital com a velocidade de propagação do sinal na fibra óptica. Este parâmetro pode ser calculado usando a equação 2-5 [18].

$$R_A = \frac{c}{2nf_s} \quad 2-5$$

Sendo que, c e n são respectivamente a velocidade da luz no vácuo e o índice de refração de grupo da fibra óptica e f_s é a frequência de amostragem do conversor analógico digital. Assim como a resolução espacial esse parâmetro geralmente é expresso em metros.

Devido à baixa potência do retro espalhamento Raman anti-Stokes é necessário que vários pulsos sejam lançados na fibra óptica a fim de se obter um perfil de temperatura distribuída com resolução de temperatura adequada. A frequência máxima de repetição (f_{mr}) de lançamento dos pulsos é proporcional ao comprimento da fibra sensora, conforme mostra a equação 2-6. Essa relação também é válida quando técnicas de codificação de pulsos são utilizadas. Vale lembrar, que o tempo utilizado na amostragem e processamento de cada perfil coletado deve ser levado em conta para que a frequência mínima de repetição seja calculada.

$$f_{mr} = \frac{1}{\left(\frac{n}{c}2L\right) + t_{ap}} \quad 2-6$$

Sendo que c e n são respectivamente a velocidade da luz no vácuo e o índice de refração da fibra, L é o comprimento total da fibra sensora e t_{ap} é o tempo utilizado pelo sistema para amostrar e processar o sinal.

A resolução de temperatura é definida como a menor diferença de temperatura que pode ser detectada pelo sistema. Geralmente é dado em uma condição de operação, ou seja, considerando determinada resolução espacial, distância e um tempo de aquisição específico.

O alcance de medição é a máxima distância que o sistema pode atingir e geralmente é dada em metros.

O tempo de aquisição é o tempo necessário para que a medição seja realizada, geralmente esse parâmetro é expresso em segundos e é associado com a resolução de temperatura obtida a uma determinada distância. Por exemplo, 1000 s @ (1 °C @ 10 km), significa que o sistema irá levar 1000 segundos para obter uma medição distribuída com uma resolução de temperatura de 1 °C a uma distância de 10 km.

Além do circuito apresentado na Figura 2-6, outras abordagens vêm sendo propostas para aperfeiçoar o desempenho dos sensores distribuídos baseados no efeito Raman [2].

O índice de refração (n) é dado em função do comprimento de onda do feixe óptico que se propaga pela fibra [12] [18]. Conforme visto, os sensores distribuídos baseados no efeito Raman utilizam diferentes comprimentos de onda para a determinação da temperatura distribuída (Rayleigh, Raman Stokes e Raman anti-Stokes). Sendo assim, cada retro espalhamento se propaga pela fibra óptica com uma velocidade diferente (c/n) e sofre uma atenuação específica. Essa diferença pode causar erros de medição caso não sejam compensadas [12].

Uma forma de compensar a diferença na atenuação dos sinais é a utilização de dois lasers (ao invés de apenas um) com comprimentos de onda ajustados de forma que as bandas de retro espalhamento Raman Stokes e Raman anti-Stokes tenham a mesma região espectral, sofrendo a mesma atenuação e velocidade de propagação [17]. A desvantagem dessa abordagem é que devido ao uso de dois lasers ocorre um aumento de custo, complexidade e do tempo de medição do sistema.

Outra forma de operação é a *double-ended*, que consiste em lançar pulsos e observar os sinais retro espalhado e propagantes nas duas extremidades da fibra sensora. Logo ambas as extremidades devem ser conectadas na unidade de interrogação, conforme mostra a Figura 2-8. Dessa forma, é possível realizar a medição de temperatura distribuída independente da variação da atenuação devido aos diferentes comprimentos de onda do sistema [17].

Apesar de ser uma técnica robusta, o acesso às duas extremidades da fibra pode restringir as aplicações dessa abordagem, por exemplo, caso o espaço for restrito para realizar o

retorno da fibra sensora [2]. Além disso, requer uma unidade de interrogação mais sofisticada e que utiliza o dobro do comprimento da fibra sensora, o que aumenta o custo da solução.

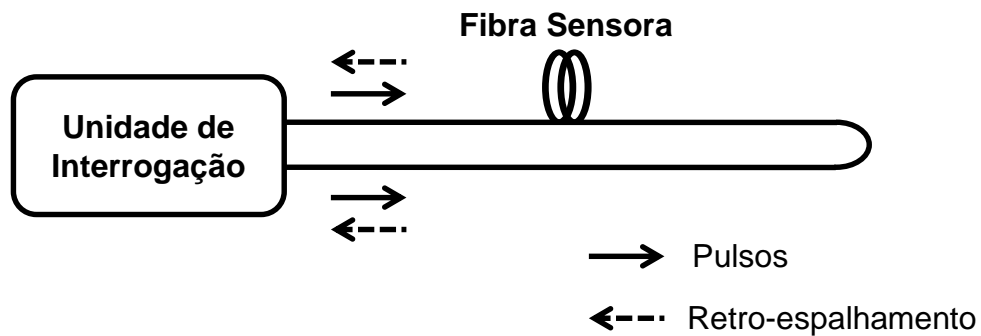


Figura 2-8: Operação em loop (double-ended)

Outro método usado para compensar os fatores de atenuação e velocidade de propagação é a inclusão de uma região com temperatura controlada servindo como referência ao longo da fibra sensora, podendo essa região ficar alojada na unidade de interrogação [12] [18], conforme mostra a Figura 2-9. Empregando essa técnica é possível utilizar apenas o monitoramento do sinal anti-Stokes para determinar a temperatura distribuída [12], porém o monitoramento de outro retro espalhamento que não dependa da temperatura é aconselhável para que sejam identificadas as atenuações causadas por emendas ou curvaturas, por exemplo, evitando assim erros de medição no sistema [2].

A auto calibração proporcionada por essa técnica também elimina outras variações que podem afetar o desempenho do sistema tal como o envelhecimento da fibra [12]. Além disso, essa abordagem apresenta um sistema (unidade de interrogação e fibra sensora) menos complexo que as propostas anteriores.

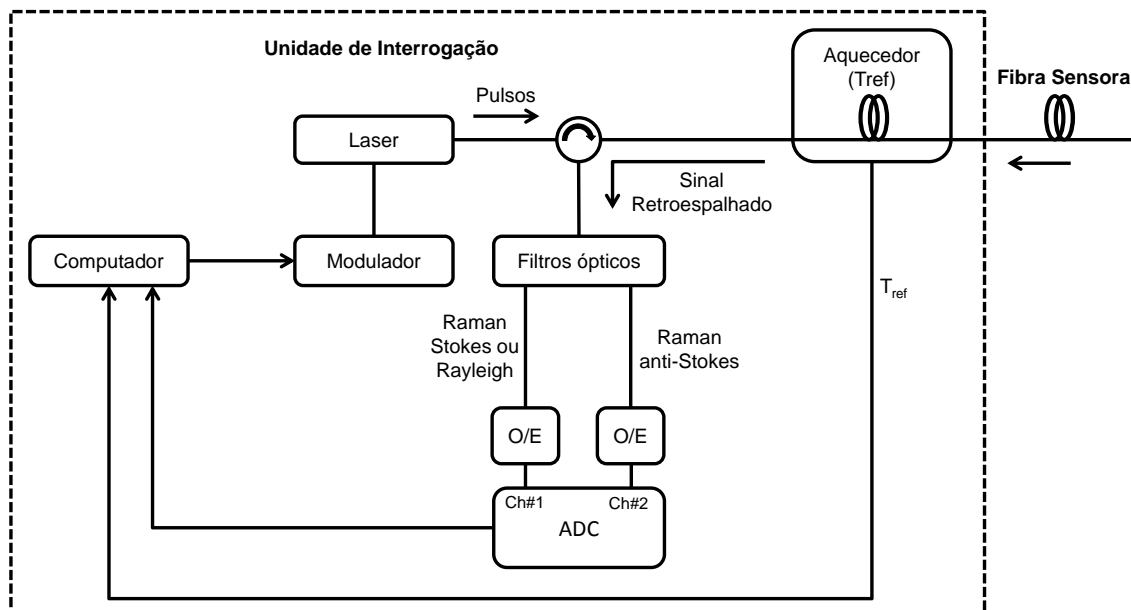


Figura 2-9: Sensor distribuído com referência interna de temperatura.

2.4 APLICAÇÕES DOS SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA

Devido as vantagens proporcionadas pelas características intrínsecas da fibra óptica como imunidade a interferências eletromagnéticas, largura de banda, baixo peso, dimensões reduzidas, além das particularidades possibilitadas pelos sensores distribuídos como a substituição de centenas e até milhares de sensores pontuais convencionais, esse tipo de sensoria-mento vêm sendo utilizados em diversas aplicações [19].

O monitoramento da temperatura de condutores elétricos subterrâneos ou aéreos é inter-essante, uma vez que a temperatura é um dos principais parâmetros que limitam a capaci-dade de corrente que o condutor pode transportar. Devido ao comprimento do cabo e eventu-ais interferências eletromagnéticas provocadas pela magnitude das tensões ou correntes do condutor elétrico, o uso de sensores ópticos distribuídos se mostra como uma alternativa ideal para esse tipo de monitoramento [20].

O transformador é um dos ativos mais importantes do sistema elétrico, e seu desempe-ngo e durabilidade dependem da operação em determinados limites de temperatura. Dessa forma, torna-se importante o controle dessa variável para a confiabilidade e durabilidade do equipamento. O uso de sensores distribuídos no monitoramento da temperatura ao longo dos enrolamentos do transformador pode ser uma valiosa ferramenta para a identificação de pon-tos quentes que podem causar falha na isolação das espiras. Nesse caso, às dimensões reduzi-

das e a capacidade de sensoriamento distribuído fazem dos sensores distribuídos de temperatura uma opção interessante [19] [21].

Sensores distribuídos de temperatura também são usados no setor de óleo e gás, empregados no monitoramento da integridade de poços de extração e na detecção de vazamentos de dutos, válvulas e tanques de armazenamento [18]. São empregados também em sistemas de detecção de incêndio [22] e ainda no monitoramento da integridade de barragens e diques [23]. Aplicações em monitoramento ambiental como o perfil de temperatura em geleiras [24] e saúde estrutural como a temperatura do solo para a detecção de infiltrações [25] também já foram realizadas.

2.5 LIMITAÇÕES DOS SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA BASEADOS NO EFEITO RAMAN

Uma das principais limitações de desempenho em sistemas distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman está relacionado ao baixo nível de potência do retro espalhamento espontâneo Raman anti-Stokes [8]. Essa situação pode ser mitigada com o aumento da potência do pulso incidente, porém essa abordagem também tem sua limitação pelo limiar de espalhamento Raman estimulado. Esse limiar determina a potência máxima do pulso que pode ser injetada na fibra óptica, para que o espalhamento não passe para o regime estimulado (não linear). Em fibras monomodo esse limiar está em torno de 1,2 W (contínuo) e para fibras multimodo é cerca de dez vezes maior (dependendo do diâmetro do núcleo da fibra óptica) [2].

A realização de médias de vários traços do sinal Raman espontâneo anti-Stokes retro espalhado é uma forma de aumentar a relação sinal ruído (SNR) dessa medida. Essa abordagem aumenta a resolução de temperatura do sistema, porém aumenta também o tempo de medição, o que pode ser crítico em determinadas aplicações [17].

O uso de fibras multimodo, por outro lado permite o aumento da potência de pico dos pulsos injetados na fibra óptica, uma vez que o limiar de espalhamento Raman estimulado é maior. A desvantagem nesse caso está na atenuação e na dispersão modal presente nesse tipo de fibra óptica. A atenuação implica na diminuição do alcance de medição e a dispersão modal, por sua vez, ocasiona o alargamento temporal do pulso incidente o que implica diretamente na resolução espacial do sistema [2].

O uso de codificação de pulsos e fibras sensoras monomodo, vem se mostrando uma alternativa para a aplicação de sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman

que necessitam de uma longa distância de monitoração e boa resolução espacial. O uso da codificação consiste em injetar uma sequência de pulsos na fibra óptica e processar digitalmente o sinal retro espalhado. Essa técnica pode proporcionar uma melhoria no alcance e na resolução de temperatura do sistema usando o mesmo tempo de medição, quando comparada com a abordagem das medias do sinal [16].

3 TÉCNICAS PARA O AUMENTO DA RELAÇÃO SINAL/RUIDO EM SENSO-RES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA

Neste capítulo apresentamos a necessidade do uso de técnicas para o aumento da relação sinal/ruído na implementação de um sensor distribuído de temperatura baseado no efeito Raman, através do uso do sinal retro espalhado anti-Stokes.

Em seguida mostramos, através de simulações, dois métodos usados para diminuir o ruído desses sinais, sendo eles: o método das médias e o método Scode (Simplex Code). O método tradicional, método das médias, será o primeiro a ser mostrado. Nessa técnica o aumento da relação sinal/ruído é feito através da realização de médias dos sinais amostrados. A outra abordagem emprega o uso de sinais codificados e o processamento digital desses sinais. O código utilizado nessa técnica é chamado de Simplex Code.

3.1 A BAIXA POTÊNCIA DO RETRO-ESPALHAMENTO RAMAN ANTI-STOKES

Sensores distribuídos de temperatura baseados no efeito Raman, geralmente são implementados usando a técnica OTDR. Nesse processo, pulsos ópticos de curta duração são lançados na fibra óptica sensora, os sinais retro espalhados Raman Stokes e anti-Stokes (ou somente Raman anti-Stokes) são capturados e processados e, por fim, a temperatura distribuída ao longo da fibra sensora pode ser determinada.

Considerando a técnica OTDR, a potência óptica devido ao retro espalhamento Rayleigh em uma determinada posição do enlace $P_B(z)$ pode ser dada por [26]:

$$P_B(z) = E_0 \eta e^{(-2 \cdot \alpha \cdot z)} \quad 3-1$$

Sendo que E_0 é a energia do pulso lançado na fibra óptica dada pela potência do pulso multiplicada por sua duração temporal (P_{ot}) e α é o coeficiente de atenuação total (absorção + espalhamento) ao longo da fibra óptica. O termo η é chamado de fator de retro espalhamento expresso por [27]:

$$\eta = \frac{1}{2} \alpha_s v_g S \quad 3-2$$

Sendo que α_s é o coeficiente de atenuação devido ao espalhamento da luz e expressa a perda óptica por metro de fibra óptica. A velocidade que a luz se propaga na fibra óptica v_g é dada pela razão entre a velocidade da luz no vácuo e o índice de refração de grupo da fibra óptica (c/n_g). S é o fator de recaptura da luz retro espalhada, ou seja, mostra a quantidade de luz espalhada que é guiada no sentido oposto à propagação do pulso. Esse parâmetro é dado pela relação entre a abertura numérica e o índice de refração do núcleo da fibra óptica. Para fibras multimodo com índice de refração gradual esse fator é dado por $\frac{3}{8}(NA^2/n_1^2)$, já para fibras multimodo com índice de refração tipo degrau ou fibras monomodo é dado por $\frac{1}{4}(NA^2/n_1^2)$ [26] [27].

Em um sistema OTDR, a maior parte da potência óptica retro espalhada é devido ao espalhamento Rayleigh. (em torno de 97%) A potência óptica retro espalhada devido ao espalhamento Raman nas bandas Stokes e anti-Stokes, é dada por [26]:

$$P_S(z) = E_0 \eta_S e^{(-2 \cdot \alpha \cdot z)} \quad 3-3$$

$$P_{AS}(z) = E_0 \eta_{AS} e^{(-2 \cdot \alpha \cdot z)} \quad 3-4$$

Sendo que em temperatura ambiente, η_S equivale a aproximadamente de 1,5% de η e η_{AS} em torno de 0,15% de η [26].

Considerando um sistema DTS baseado no efeito Raman usando um laser com potência de pico de 80 mW, através da Equação 3-4 temos que a potência óptica retro espalhada na banda Raman anti-Stokes na posição $z = 0$ é de cerca de 328 pW para fibra multimodo e de 38 pW para fibra monomodo quando usado um pulso de 100 ns, que corresponde a uma resolução espacial de 10 m. Uma vez que se desejam sistemas com alta resolução espacial, tipicamente da ordem de metros, a largura do pulso transmitido deve ser mais estreita, da ordem de 10 ns, obtendo-se assim uma potência retro espalhada de 32 pW e 4 pW para fibras multimodo e monomodo, respectivamente.

O sistema de recepção responsável pela detecção do sinal retro espalhado deve possuir alta largura de banda, devido à alta resolução espacial e alto ganho por causa da baixa potência do sinal retro espalhado. Essas características do sistema de recepção contribuem para o aumento do ruído nesses sinais [26].

Portanto, aumentar a resolução espacial de um sistema DTS implica na detecção de sinais de baixíssima intensidade e que estão misturados com o ruído imposto pelo sistema de recepção.

Devido a esses fatores, o uso de técnicas para a diminuição do ruído torna-se indispensável para a recuperação desse sinal e consequente informação de temperatura nos sistemas DTS baseados no espalhamento Raman.

3.2 TÉCNICAS PARA A DIMINUIÇÃO DO RUÍDO EM SINAIS USADOS EM SENSORIAMENTO DISTRIBUÍDO DE TEMPERATURA

Conforme apresentado anteriormente a maior limitação de um sistema DTS baseado no espalhamento Raman é a baixa potência do sinal retro espalhado, portanto o uso de técnicas para a diminuição do ruído torna-se indispensável para a recuperação desse sinal e consequente informação de temperatura nos sistemas DTS.

Uma forma simples e tradicional para a redução do ruído é realizar a média de um grande número de perfis de retro espalhamento. Nessa abordagem (método das médias), um pulso de curta duração é lançado na fibra óptica a uma frequência de repetição que depende do comprimento da fibra sensora. Os sinais retro espalhados são amostrados, armazenados e finalmente é realizada a média aritmética do conjunto de amostras obtendo o perfil do retro espalhamento.

Outra forma de redução de ruído desses sinais é utilizando a técnica de pulsos codificados, onde é lançada na fibra óptica uma sequência de pulsos derivada da matriz de Hadamard chamada Simplex Code (Scode) [28]. Os sinais retro espalhados são amostrados e armazenados e processados digitalmente utilizando a transformada de Hadamard [29]. O lançamento de vários pulsos aumenta a potência média do sinal retro espalhado e dessa forma, aumenta a relação sinal ruído desse sinal sem penalizar a resolução espacial do sistema [2].

3.2.1 Métodos para a redução de ruído

O método das médias consiste em somar vários traços de sinal retro espalhado e dividir esse montante pela quantidade de traços amostrados, realizando assim uma média aritmética desses sinais. Esse método pode ser melhor compreendido através do exemplo a seguir baseado na média de três sinais de retro espalhamento.

A Figura 3-1 mostra três pulsos lançados na fibra optica $P_1(t)$, $P_2(t)$ e $P_3(t)$ e os sinais de retro espalhamento $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$ e $\psi_3(t)$, respectivamente, resultantes desses pulsos.

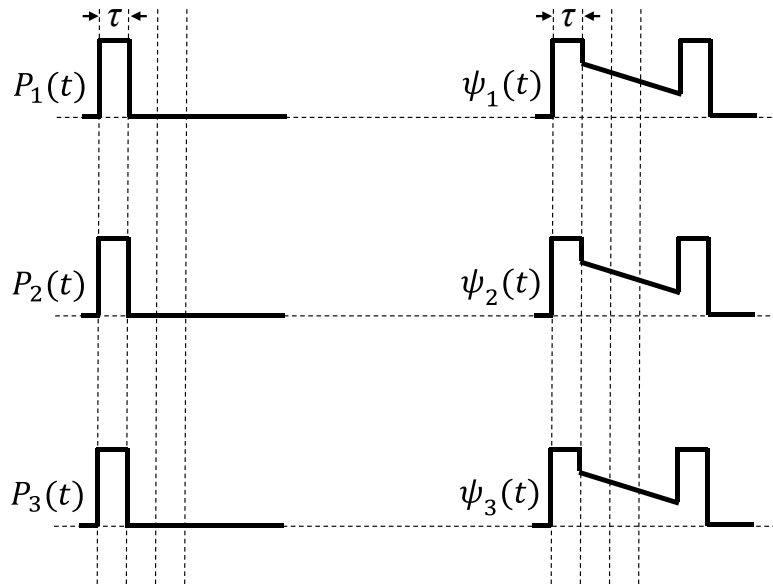


Figura 3-1: Pulsos óptico injetados na fibra optica e seus respectivos retroespalhamentos [29].

Considerando o ruído do sinal de retro espalhamento, podemos obter os traços estimados do retro espalhamento gerado a partir de cada pulso $P_i(t)$ a partir das equações:

$$\hat{\psi}_1(t) = \psi_1(t) + e_1(t), \quad 3-5$$

$$\hat{\psi}_2(t) = \psi_2(t) + e_2(t), \quad 3-6$$

$$\hat{\psi}_3(t) = \psi_3(t) + e_3(t). \quad 3-7$$

A partir da Figura 3-1, podemos deduzir que $P_1(t) = P_2(t) = P_3(t)$, logo, $\psi_1(t) = \psi_2(t) = \psi_3(t)$, então:

$$\hat{\psi}_1(t) = \psi_1(t) + e_1(t), \quad 3-8$$

$$\hat{\psi}_2(t) = \psi_1(t) + e_2(t), \quad 3-9$$

$$\hat{\psi}_3(t) = \psi_1(t) + e_3(t). \quad 3-10$$

Usando as equações 3-8, 3-9 e 3-10 e realizando a média dos traços estimados e recuperar o sinal de retro espalhamento, temos:

$$\frac{\hat{\psi}_1(t) + \hat{\psi}_2(t) + \hat{\psi}_3(t)}{3} = \psi_1(t) + \frac{e_1(t) + e_2(t) + e_3(t)}{3} \quad 3-11$$

Usando a equação 3-11, podemos calcular o erro quadrático médio (MSE – *mean square error*) do sinal de retro espalhamento recuperado, sendo assim, temos:

$$E \left\{ \left(\frac{\hat{\psi}_1(t) + \hat{\psi}_2(t) + \hat{\psi}_3(t)}{3} - \psi_1(t) \right)^2 \right\} = \frac{3\sigma^2}{9} = \frac{\sigma^2}{3} \quad 3-12$$

$$\because E\{e_i(t)\} = 0, E\{e_i^2(t)\} = \sigma^2 \quad (i = 1,2,3)$$

$$E\{e_i(t)e_j(t)\} = 0 \quad (i \neq j)$$

Para o desenvolvimento da equação 3-12 assume-se que o ruído é descorrelacionado com o sinal, tem media zero e possui variância σ^2 [2]. O resultado da equação 4-12 mostra que a variância do ruído é reduzida por um fator de $\frac{1}{3}$, quando uma quantidade de média de M=3 é usado. A generalização do exemplo mostrado acima, considerando uma quantidade de média arbitrária, a redução do ruído é dada por [30]

$$\frac{\sigma^2}{M} \quad 3-13$$

Sendo que M é a quantidade de traços.

O método simplex code consiste em lançar uma sequência de pulsos codificados na fibra óptica sensora aumentando a potência média do sinal retro espalhado e, dessa forma, aumentar a relação sinal ruído desse sinal sem penalizar a resolução espacial do sistema [2].

A sequência de pulsos codificados são derivados da matriz de Hadamard que contém NxN elementos com valores de -1 e +1. O Simplex Code (Scode) é obtido retirando a primeira linha e a primeira coluna da matriz de Hadamard e substituindo os valores de -1 para +1 e +1 para 0. Cada linha do Scode corresponde a uma linha da matriz de Hadamard após essas modificações [30] [31].

O princípio de funcionamento do Simplex code aplicado a um sistema DTS pode ser melhor compreendido através do exemplo a seguir baseado em uma matriz Simplex code de ordem 3.

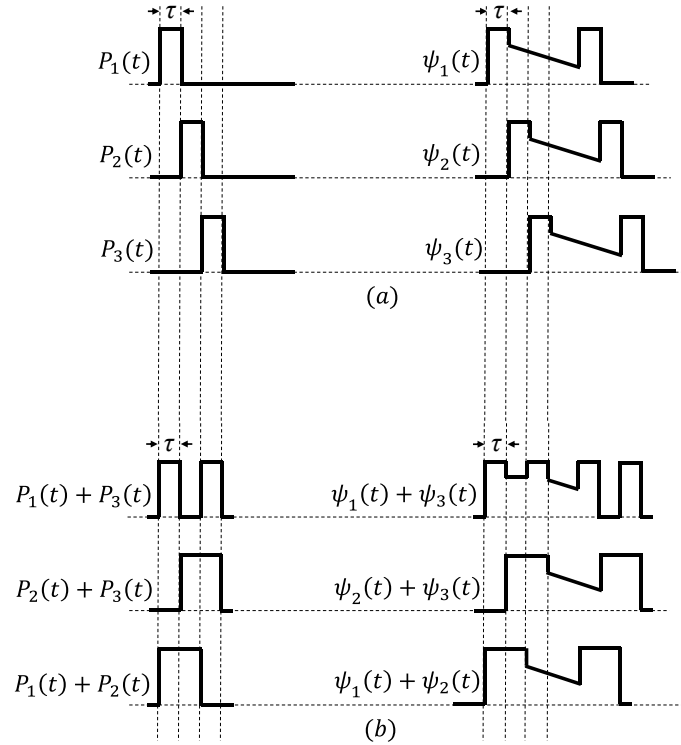


Figura 3-2: Exemplo da técnica Scode aplicado a OTDR. (a) Pulso injetado na fibra optica e o respectivo retro espalhamento e (b) combinação de pulsos conforme a matriz Scode [29].

Conforme a Figura 3-2 a, definimos $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$ e $\psi_3(t)$ como sendo os sinais de retro espalhamento resultante dos pulsos $P_1(t)$, $P_2(t)$ e $P_3(t)$, respectivamente, lançado na fibra optica. Podemos definir também pela Figura 3-2 a, $P_2(t)$ e $P_3(t)$ em função de $P_1(t)$. E $\psi_2(t)$ e $\psi_3(t)$ em função de $\psi_1(t)$, dessa forma chegamos nas equações [29] [32],

$$P_2(t) = P_1(t - \tau), \quad 3-14$$

$$P_3(t) = P_1(t - 2\tau), \quad 3-15$$

$$\psi_2(t) = \psi_1(t - \tau), \quad 3-16$$

$$\psi_3(t) = \psi_1(t - 2\tau). \quad 3-17$$

Sendo que τ é a largura temporal do pulso óptico $P_1(t)$. Podemos deduzir que os sinais codificados de retro espalhamento $\eta_1(t)$, $\eta_2(t)$ e $\eta_3(t)$ podem ser medidos lançando três diferentes sequencias de Simplex Code. Gerando as seguintes equações [29] [32],

$$P_1(t) + P_3(t) \Rightarrow \eta_1(t) = \psi_1(t) + \psi_3(t) + e_1(t), \quad 3-18$$

$$P_2(t) + P_3(t) \Rightarrow \eta_2(t) = \psi_2(t) + \psi_3(t) + e_2(t), \quad 3-19$$

$$P_1(t) + P_3(t) \Rightarrow \eta_3(t) = \psi_1(t) + \psi_2(t) + e_3(t). \quad 3-20$$

Que podem ser escritas na forma matricial, conforme [29] [32]

$$\begin{pmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \\ \eta_3(t) \end{pmatrix} = S_3 \begin{pmatrix} \psi_1(t) \\ \psi_2(t) \\ \psi_3(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \\ e_3(t) \end{pmatrix} \quad 3-21$$

Sendo que, $e_1(t)$, $e_2(t)$ e $e_3(t)$ representam a amplitude do ruído em cada sinal de retro espalhamento e S_3 é a matriz Simplex code dada por [29] [32]:

$$S_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad 3-22$$

Para recuperar o sinal de retro espalhamento inicial $\psi_i(t)$, a partir dos sinais medidos $\eta_1(t)$, $\eta_2(t)$ e $\eta_3(t)$, aplica-se a transformada inversa de Hadamard conforme [29] [32]:

$$\begin{pmatrix} \hat{\psi}_1(t) \\ \hat{\psi}_2(t) \\ \hat{\psi}_3(t) \end{pmatrix} = S_3^{-1} \begin{pmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \\ \eta_3(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \eta_1(t) \\ \eta_2(t) \\ \eta_3(t) \end{pmatrix} \quad 3-23$$

Sendo que $\hat{\psi}_1(t)$, $\hat{\psi}_2(t)$ e $\hat{\psi}_3(t)$ correspondem aos sinais retro espalhados estimados de $\psi_1(t)$, $\psi_2(t)$ e $\psi_3(t)$. Incluindo os termos de ruído e discretizando as equações a partir da forma matricial temos as equações [29] [32]:

$$\hat{\psi}_1(t) = \frac{1}{2} \{ \eta_1(t) - \eta_2(t) + \eta_3(t) \} = \psi_1(t) + \frac{e_1(t) - e_2(t) + e_3(t)}{2} \quad 3-24$$

$$\hat{\psi}_2(t) = \frac{1}{2} \{ -\eta_1(t) + \eta_2(t) + \eta_3(t) \} = \psi_2(t) + \frac{-e_1(t) + e_2(t) + e_3(t)}{2} \quad 3-25$$

$$\hat{\psi}_3(t) = \frac{1}{2} \{ \eta_1(t) + \eta_2(t) - \eta_3(t) \} = \psi_3(t) + \frac{e_1(t) + e_2(t) - e_3(t)}{2} \quad 3-26$$

Agora, fazendo a média dos traços estimados $\hat{\psi}_1(t)$, $\hat{\psi}_2(t)$ e $\hat{\psi}_3(t)$ aplicando o deslocamento temporal de τ visto nas equações 3-16, 3-17, 3-18 e 3-19 temos [29]:

$$\begin{aligned} & \frac{\hat{\psi}_1(t) + \hat{\psi}_2(t - \tau) + \hat{\psi}_3(t - 2\tau)}{3} \\ &= \psi_1(t) + \frac{e_1(t) - e_2(t) + e_3(t)}{6} + \frac{-e_1(t + \tau) + e_2(t + \tau) + e_3(t + \tau)}{6} \\ & \quad + \frac{e_1(t + 2\tau) + e_2(t + 2\tau) - e_3(t + 2\tau)}{6} \end{aligned} \quad 3-27$$

Usando a equação 3-28 podemos calcular o erro quadrático médio (MSE) do sinal de retro espalhamento recuperado, sendo assim, temos:

$$E \left\{ \left(\frac{\hat{\psi}_1(t) + \hat{\psi}_2(t - \tau) + \hat{\psi}_3(t - 2\tau)}{3} - \psi_1(t) \right)^2 \right\} = \frac{9\sigma^2}{36} = \frac{\sigma^2}{4} \quad 3-28$$

$$\because E\{e_i(t + \zeta)\} = 0, E\{e_i^2(t + \zeta)\} = \sigma^2 \quad (i = 1, 2, 3) \quad (\zeta = 0, \tau, 2\tau)$$

$$E\{e_i(t)e_j(t + \zeta)\} = 0 \quad ((i \neq j) \text{ ou } (i = j, \zeta \neq 0))$$

Para o desenvolvimento da equação 3-29 assume-se que o ruído é descorrelacionado com o sinal, tem media zero e possui variância σ^2 . O resultado da equação acima mostra que a variância é reduzida por um fator de $\frac{1}{4}$, quando o Simplex code com comprimento $L=3$ é usado. A generalização do exemplo mostrado acima, considerando um código de comprimento arbitrário é dado por [2]:

$$\frac{4\sigma^2}{(L+1)^2} \quad 3-29$$

Em um sensor distribuído de temperatura baseado na técnica OTDR, considerando $M = L$, ou seja, valores iguais para a quantidade de médias e comprimento do Scode, o tempo requerido para fazer L medidas (uma para cada linha do Scode) seria o mesmo para realizar M médias do sinal retro espalhado. Dessa forma, o ganho proporcionado pelo uso do método

Scode (G_{Scode}) em relação ao método das médias em função do comprimento L do Scode, pode ser dado de acordo com [30]:

$$G_{\text{Scode}}[\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\frac{\sqrt{\sigma^2}}{\sqrt{M}}}{\sqrt{\frac{4\sigma^2}{(L+1)^2}}} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{L+1}{2\sqrt{L}} \right) \quad 3-30$$

A redução na amplitude RMS do ruído para o método das médias é dada por [28] [30]:

$$RMS_{\text{média}} = RMS_1 \cdot \frac{1}{\sqrt{M}} \quad 3-31$$

Sendo que, RMS_1 é a amplitude RMS do ruído de um único traço, M é a quantidade de sinais de retro espalhamento amostrados e $RMS_{\text{média}}$ é o valor eficaz final após o processamento.

A redução na amplitude RMS de ruído para o método Scode é dada por [28] [30]:

$$RMS_{\text{scode}} = RMS_1 \cdot \frac{2}{L+1} \quad 3-32$$

Sendo que, RMS_1 é a amplitude RMS do ruído de um único traço, L é a quantidade de sinais de retro espalhamento amostrados e RMS_{scode} é o valor eficaz do ruído final após o processamento.

3.2.2 Simulação do método das médias

A fim de verificar o funcionamento do método das médias foi realizada uma simulação seguindo o algoritmo mostrado na Figura 3-3.

Seguindo a Figura 3-3, o primeiro passo foi criar uma matriz de zeros contendo M vetores (linhas) com 1000 pontos (colunas). Em seguida, um sinal com amplitude de 1 foi inserido em todas as linhas da matriz começando na coluna 200 e terminando na coluna 300, sendo esse o sinal a ser recuperado.

No terceiro passo, foi inserir ruído no sinal adicionando a cada elemento dessa matriz um número aleatório com amplitude variando entre -5 e +5 e, no quarto passo, foi calculada a média entre as n linhas da matriz.

Por fim, no último passo do algoritmo, a amplitude RMS do ruído foi calculada entre as colunas 700 e 800 do vetor final. Esse cálculo pode ser realizado em qualquer região do vetor final que contém um sinal com valor médio igual a zero, uma vez que o foco da medição é a amplitude do ruído.

1º Passo: Criar matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	a_{1x1000}
	a_{2x1}	a_{2x2}	a_{2x1000}
	⋮	⋮	⋮	⋮
	a_{nx1}	a_{nx2}	a_{nx1000}
2º Passo: Inserir o sinal em todas as linhas da matriz	linha_1			
	linha_2			
	⋮	⋮		
	linha_n			
3º Passo: Adicionar ruído ao sinal	linha_1			
	linha_2			
	⋮	⋮		
	linha_n			
4º Passo: Calcular a média das linhas				
5º Passo: Calcular o valor RMS do ruído	$RMS = \sqrt{\frac{1}{100} \sum_{i=700}^{800} x_i^2}$			

Figura 3-3: Algoritmo usado para a simulação do método das médias.

A diminuição do ruído foi observada de forma qualitativa para diferentes quantidades de médias (valores de M) sendo eles: $M = 1, 15, 31, 63, 127$ e 255 , esses valores de M foram escolhidos para que seja possível uma comparação adequada entre os métodos Média e Scode. A Figura 3-4 mostra de forma qualitativa a diminuição da amplitude do ruído para alguns valores de M .

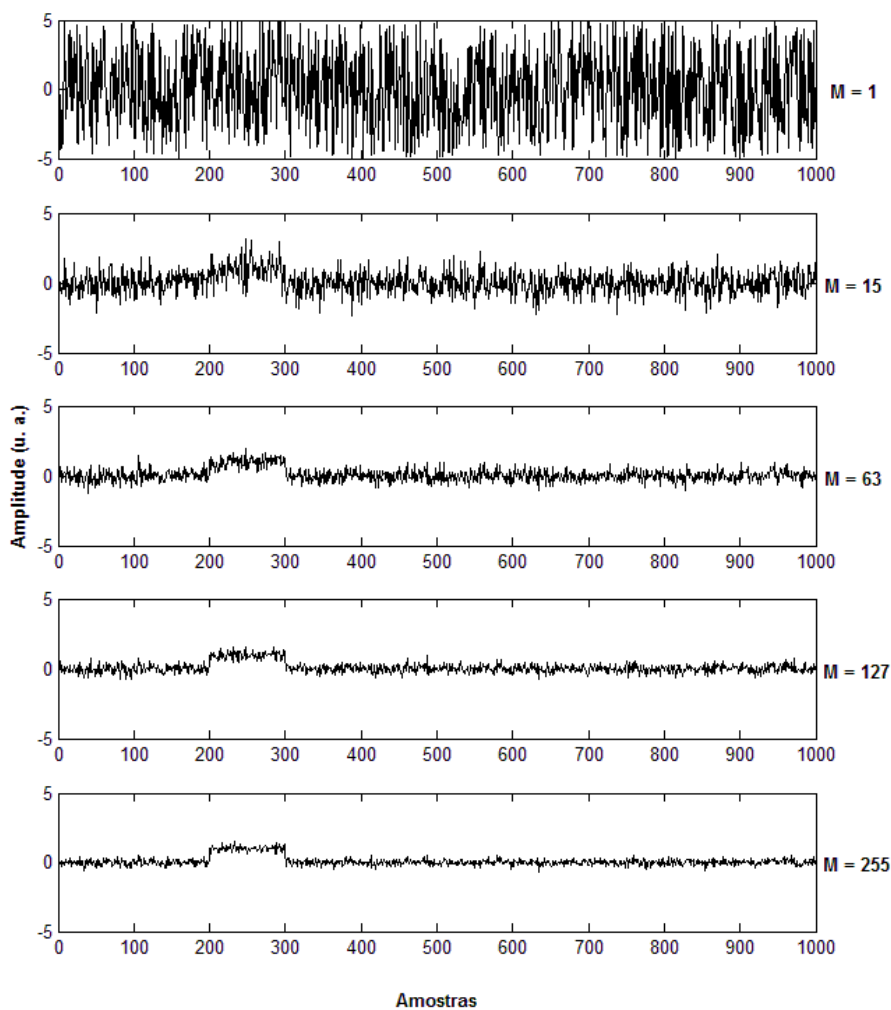


Figura 3-4: Diminuição do ruído para diversas quantidades de média do sinal.

Na Figura 3-4 é possível verificar que para $M = 1$ o pulso presente entre as amostras 200 e 300 não pode ser visto com clareza, pois se trata de apenas uma medida do vetor. Existe uma melhora significativa na relação sinal ruído que pode ser observada devido ao aumento do número de médias do vetor ($M=15$ e $M=63$ em relação à $M=1$). Também se observa que a redução da amplitude do ruído é menos acentuada para valores de $M > 100$. A Figura 3-5 mostra a diminuição da amplitude RMS do ruído medido entre as colunas 700 e 800 do vetor final em função da quantidade de médias usadas.

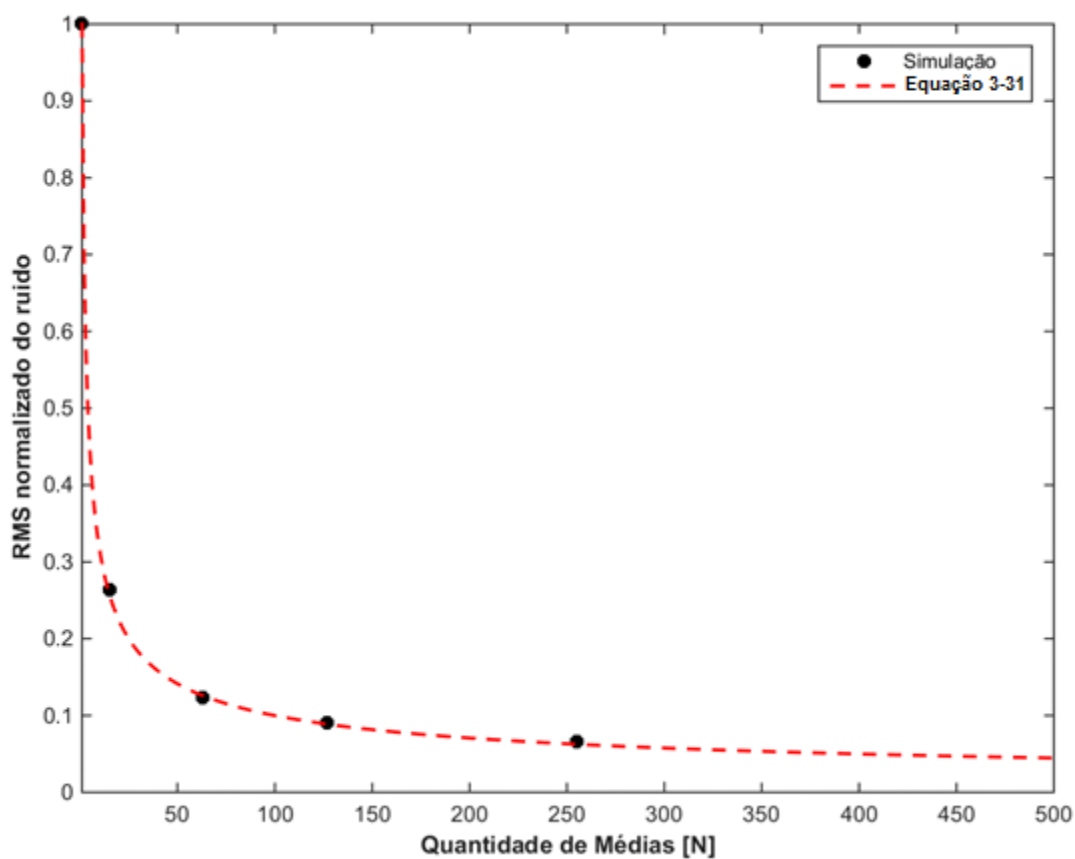


Figura 3-5: Valor RMS normalizado em função da quantidade de médias.

Na Figura 3-5 são mostradas as amplitudes do valor RMS do ruído medido entre as amostras 700 a 800 para os valores de $M = 15, 31, 63, 255$ obtidos através do algoritmo descrito na Figura 3-3. Além disso, também é mostrada a curva teórica de redução do ruído de acordo com a Equação 3-31. A Figura 3-5 revela uma redução de ruído acentuada para valores de $M < 50$ e pouca evolução na redução do ruído para $M > 100$.

3.2.3 Simulação do método Scode

Assim como no método anterior foi realizada uma simulação para verificar os detalhes da implementação do método Scode, além de analisar a redução do ruído quando essa técnica é utilizada. A Figura 3-6 mostra o algoritmo utilizado na simulação.








1º Passo: Criar matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	a_{1x1000}
	a_{2x1}	a_{2x2}	a_{2x1000}
	⋮	⋮	⋮	⋮
	a_{nx1}	a_{nx2}	a_{nx1000}
2º Passo: Inserir o Scode em todas as linhas da matriz	<i>linha_1</i>			
	<i>linha_2</i>			
	⋮	⋮		
	<i>linha_n</i>			
3º Passo: Adicionar ruído ao sinal	<i>linha_1</i>			
	<i>linha_2</i>			
	⋮	⋮		
	<i>linha_n</i>			
4º Passo: Aplicar a transformada inversa de Hadamard	$S^{-1} \cdot [\text{Scode} + \text{Ruido}]$			
5º Passo: Deslocamento das linhas da matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	a_{1x1000}
	a_{2x100}	a_{2x101}	a_{2x99}
	⋮	⋮	⋮	⋮
	$a_{nx[(n-1).100]}$	$a_{nx[(n-1).100+1]}$	$a_{nx[(n-1).100-1]}$
6º Passo: Média das linhas da matriz deslocada				
7º Passo: Calcular o valor RMS do ruído	$RMS = \sqrt{\frac{1}{100} \sum_{i=700}^{800} x_i^2}$			

Figura 3-6: Algoritmo usado para a simulação do método Scode

O primeiro passo foi criar uma matriz de zeros contendo n vetores (linhas) com 1000 pontos (colunas), em seguida foi inserido em cada linha da matriz, iniciando na coluna 200, uma linha de código Scode. A amplitude do Scode, assim como no método anterior, foi de 1.

O terceiro passo foi adicionar ruído ao sinal. As características do ruído são idênticas às usadas no método anterior, ou seja, cada elemento da matriz foi somado a um número aleatório com amplitude variando de -5 a +5.

A quarta operação foi multiplicar a matriz Scode somada ao ruído pela matriz inversa de Scode (S^{-1}). Em seguida, foi realizado o deslocamento das linhas da matriz resultante. Esse deslocamento é iniciado na segunda linha e finalizado na última linha da matriz e é feito deslocando cada elemento da matriz para a esquerda de acordo com a equação

$$(n - 1) \cdot t$$

Sendo que n é o número da linha e t é a largura do pulso. Nessa simulação a largura do pulso contempla 100 colunas de uma linha iniciando em 200 e terminando em 300. A largura de pulso é idêntica à usada no método anterior, ou seja, 100 pontos. Após o deslocamento das linhas é realizada a média entre as n linhas da matriz. A simulação foi feita usando Scode com comprimentos L de 15, 63, 127, 255. Os resultados são apresentados na Figura 3-7.

Na Figura 3-7 podemos observar que para $M = 1$ o pulso presente entre as amostras 200 e 300 não pode ser identificado, pois assim como na Figura 3-4 trata-se de apenas uma medida do vetor. Existe uma melhora significativa na relação sinal ruído que pode ser observada de forma qualitativa devido ao aumento do comprimento do Scode. A Figura 3-8 mostra a diminuição da amplitude RMS do ruído em função do comprimento do código utilizado.

Na Figura 3-8 é mostrada a amplitude RMS normalizada do ruído medido entre as amostras 700 a 800 para os valores de $L = 1, 32, 63, 127$ e 255 obtidos através do algoritmo mostrado na Figura 3-6. Na Figura 3-8 também é mostrada a curva teórica de redução de ruído de acordo com a Equação 3-32.

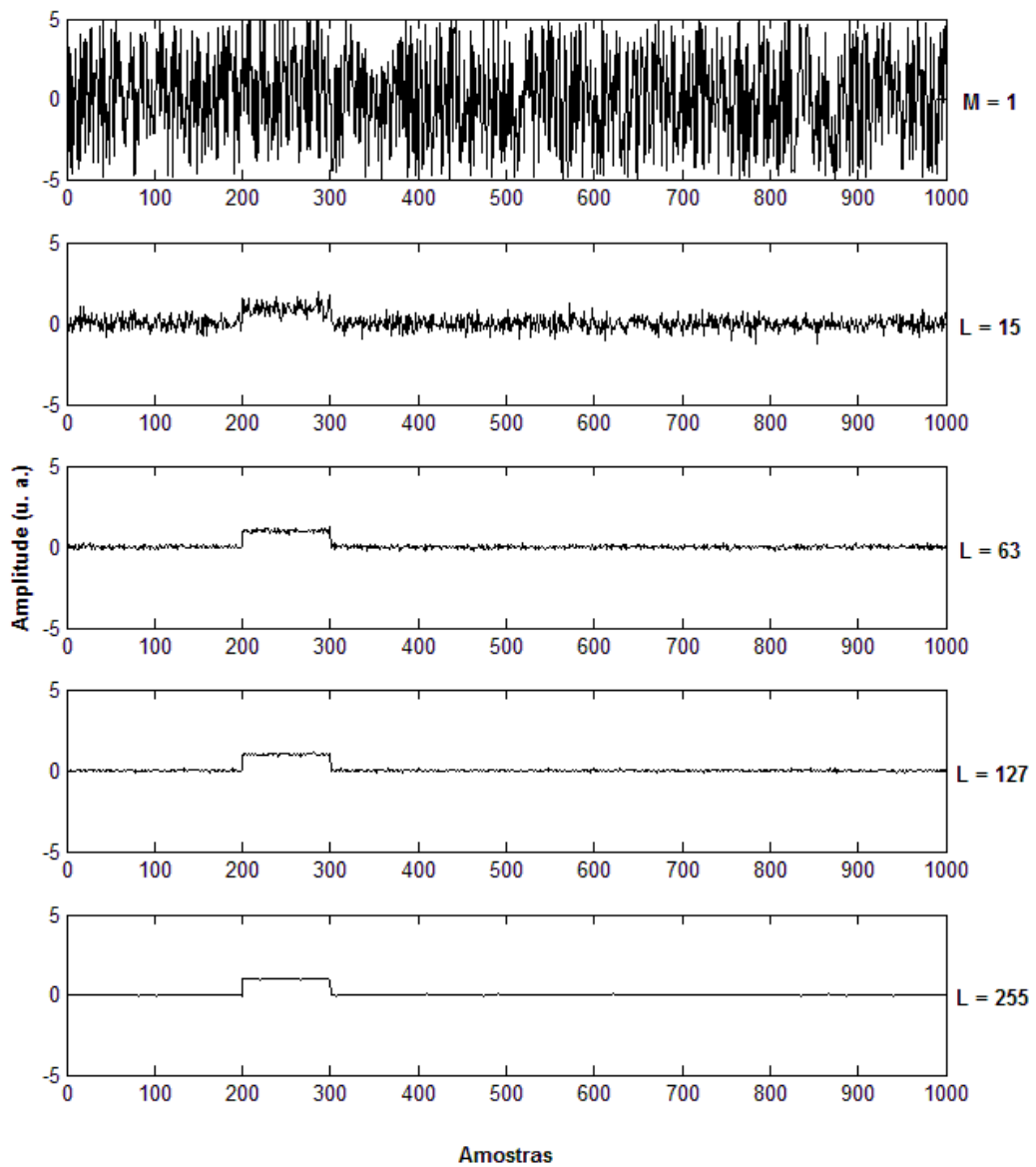


Figura 3-7: Diminuição do ruído para diversos comprimentos de Scode.

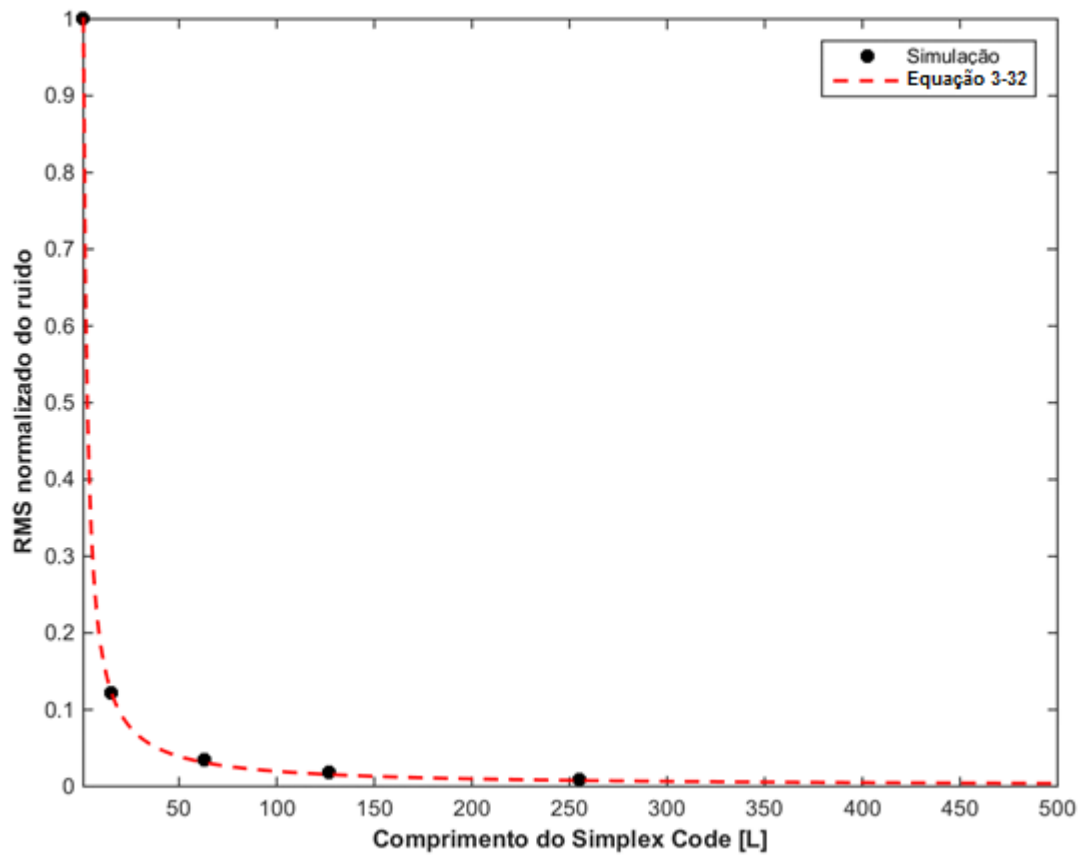


Figura 3-8: Amplitude RMS normalizada em função do comprimento do Scode

3.2.4 Comparação entre o método das médias e o método Scode

A Figura 3-9 mostra de forma qualitativa a diferença na atenuação do ruído para as situações $M = L$. É possível verificar, ainda de forma qualitativa, que o método Scode supera o método das médias em relação à redução do ruído do sinal.

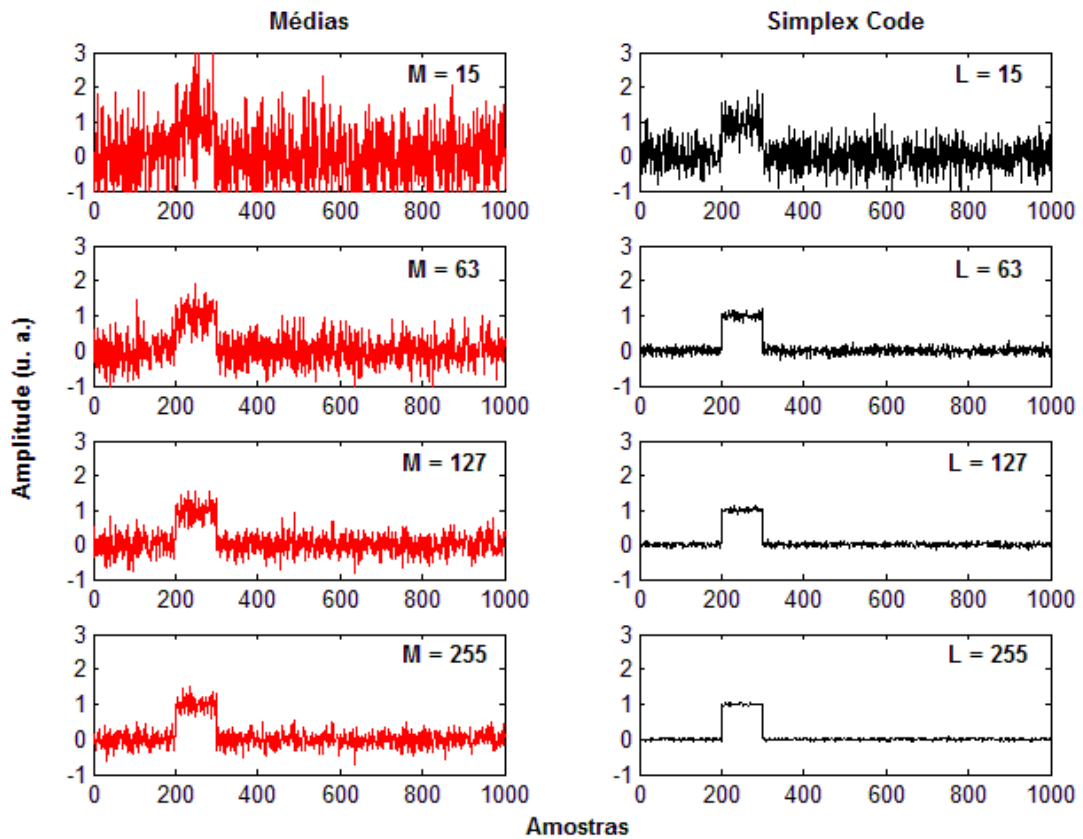


Figura 3-9: Comparação qualitativa entre os métodos de redução de ruído.

A Figura 3-10 mostra de forma quantitativa a diferença na evolução da redução da amplitude RMS do ruído no sinal para valores de $M = L$. São mostradas as diferenças das amplitudes RMS do ruído para valores de $M = 15, 63, 127$ e 255 , além das curvas teóricas da Equações 3-15 e 3-33.

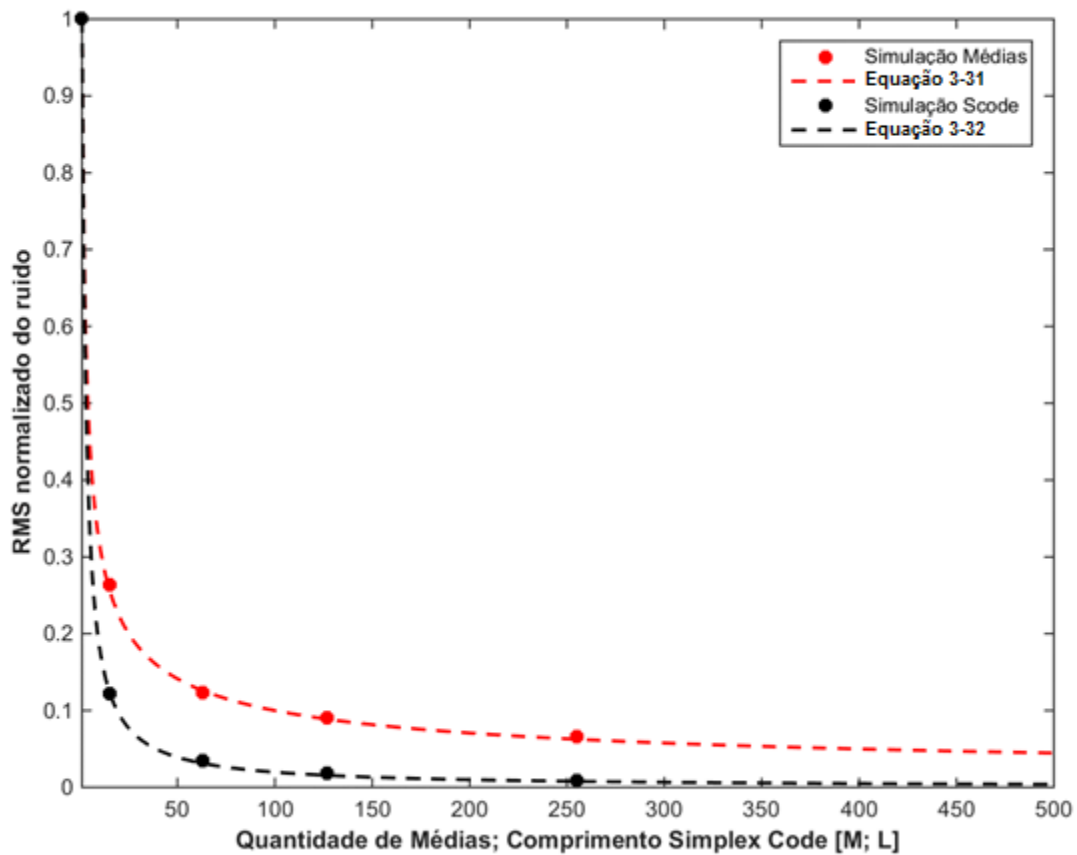


Figura 3-10: Comparação quantitativa da amplitude RMS normalizada do ruído para diversos valores.

A Figura 3-11 mostra o ganho em decibel (dB) imposto pelo método Scode quando comparado ao método das médias. De forma quantitativa, é mostrada a razão entre os valores das amplitudes RMS do ruído entre os métodos das médias e Scode para valores de $M = L$ sendo $M = 1, 15, 63, 127$ e 255 , representadas pelas indicações pontuais. Ainda na Figura 3-11, também é mostrado, através da linha tracejada, o ganho teórico dado pela Equação 3-30.

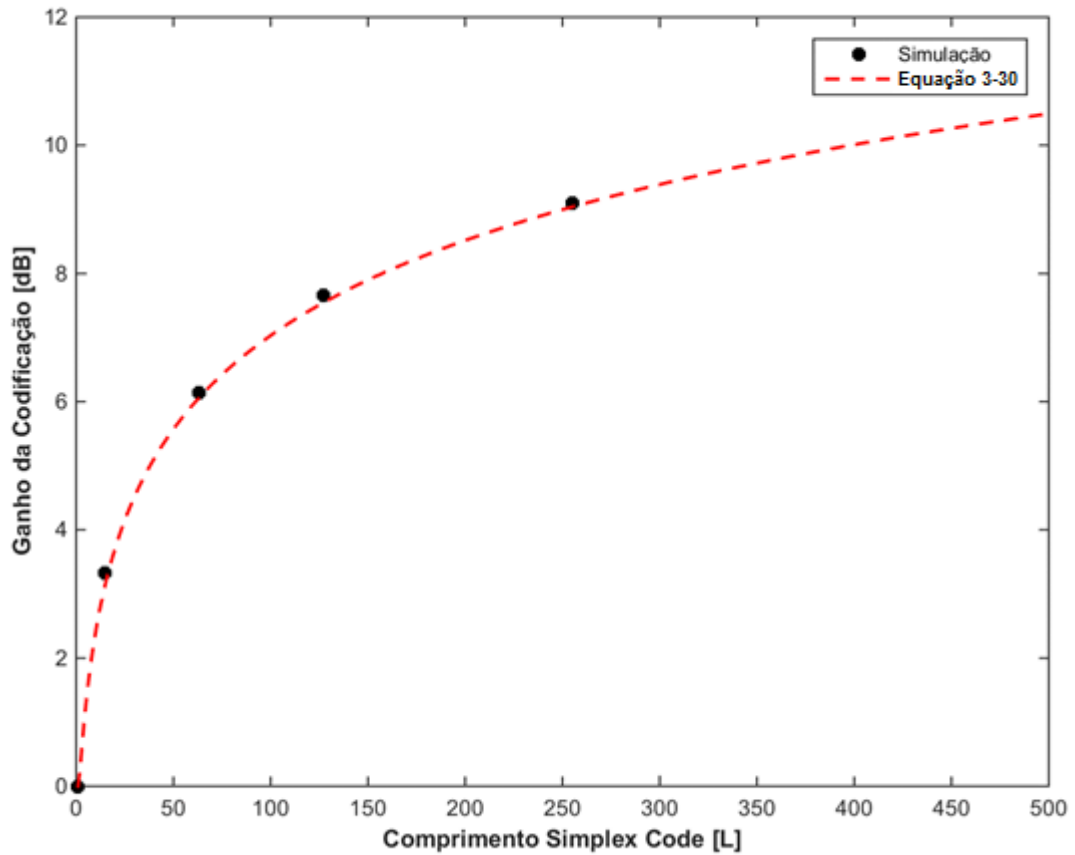


Figura 3-11: Ganho em decibel devido ao método Scode comparado com o método das médias em função do comprimento do código (L).

Através das simulações foi possível verificar a eficácia dos métodos usados na redução do ruído, assim como verificar detalhes da implementação dos métodos propostos.

Outra forma de melhorar a relação sinal ruído de sinais retro espalhados é aumentando a potência óptica P_0 dos pulsos lançados na fibra sensora utilizando, por exemplo, amplificadores ópticos. No próximo capítulo, o uso de amplificadores ópticos, sobretudo os EDFAs, serão abordados com o objetivo de aumentar a potência óptica dos pulsos lançados na fibra.

4 EDFA E CONTROLE DE GANHO APLICADOS A SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA OPERANDO COM SINAIS CODIFICADOS

Este capítulo tem como objetivo estudar o uso de EDFAs em conjunto com a técnica de codificação simplex code. Serão apresentadas as principais características do EDFA, mecanismos de amplificação e aplicação desse tipo de amplificador em sensores distribuídos de temperatura operando com codificação. O efeito devido ao transiente do EDFA na amplificação de sinais do tipo rajada, como são os sinais usados em DTS, assim como a mitigação desse efeito serão estudados de forma experimental.

4.1 O AMPLIFICADOR DE FIBRA DOPADA COM ÉRBIO

Atualmente, amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs) são amplamente utilizados em sistemas de transmissão óptica, permitindo a extensão desses sistemas através da amplificação do sinal no domínio óptico.

A tecnologia utilizada para a extensão do alcance dos sistemas de transmissão óptica antes do desenvolvimento dos EDFAs consistia no uso de repetidores ao longo do enlace óptico que promoviam a regeneração, reformatação e sincronismo do sinal (repetidores 3R). Esses repetidores operavam no domínio elétrico, logo era necessário que o sinal óptico fosse convertido para o domínio elétrico onde era amplificado, reformatado e resincronizado e, convertido novamente para o domínio óptico para ser inserido novamente no enlace óptico.

A conversão de domínios era uma grande limitação dos enlaces ópticos, pois restringia a utilização dos regeneradores para sinais em apenas um comprimento de onda, sendo necessária a utilização de dezenas de repetidores em sistemas que operam com múltiplos comprimentos de onda, sistemas WDM (*Wavelength Division Multiplexing*). Com o aparecimento do EDFA, tornou-se possível amplificar sinais ópticos em vários comprimentos de onda na região de baixa atenuação das fibras ópticas, ou seja, em torno de 1550 nm.

A amplificação proporcionada pelos EDFAs se dá em uma ampla faixa de comprimentos de onda em torno de 1550 nm, que coincide com a região onde a fibra apresenta as menores perdas. Além disso, a amplificação é feita de forma transparente à taxa de transmissão e ao formato de modulação. Devido à localização espectral da banda de operação, os EDFAs tornaram-se uma tecnologia de muita importância, permitindo a implementação de enlaces

ópticos com múltiplos comprimentos de onda (WDM) [33]. A Figura 4-1 mostra o espectro de amplificação do EDFA, que coincide com a banda de emissão de ASE (*Amplified Spontaneous Emission*) do próprio EDFA.

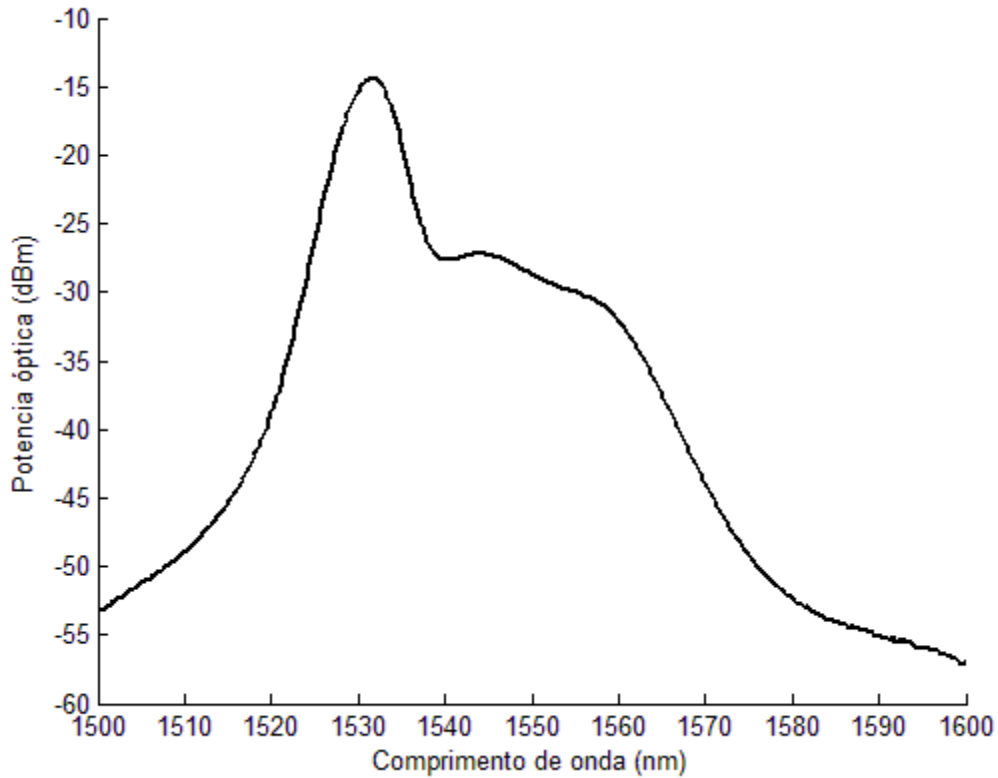


Figura 4-1: Região espectral de amplificação do EDFA.

4.2 CONFIGURAÇÃO BÁSICA DE UM EDFA

Um EDFA pode ser construído basicamente usando quatro elementos, sendo eles a fibra dopada com érbio, isoladores e acopladores ópticos, e o laser de bombeio. Dependendo da aplicação do EDFA, a quantidade desses elementos e o comprimento da fibra dopada podem ser alterados. A Figura 4-2 mostra a configuração básica de um EDFA.

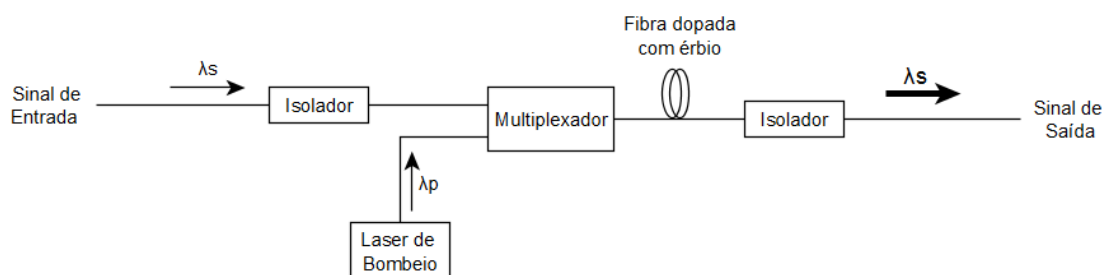


Figura 4-2: Configuração básica de um EDFA.

Os isoladores posicionados na entrada e na saída do amplificador são elementos que permitem a passagem da luz em apenas um sentido, pois apresentam baixa atenuação óptica em um sentido e alta atenuação óptica no sentido oposto. A função desses dispositivos é evitar que as reflexões ópticas proporcionadas pelos conectores ópticos de entrada e saída causem instabilidade na operação do amplificador.

O acoplador de bombeio é usado para acoplar o sinal de bombeio (λ_p) e o sinal de entrada a ser amplificado λ_s na fibra dopada com érbio. Os comprimentos de onda a serem acoplados por esses dispositivos são 980/1550 nm ou 1480/1550 nm para o sinal de bombeio e o sinal de entrada, respectivamente.

A fibra dopada com érbio é o elemento onde a amplificação do sinal óptico ocorre. O perfil de ganho do amplificador depende das características da fibra dopada que é utilizada em sua construção, da potência do laser de bombeio e da potência do sinal incidente. A concentração de íons de érbio e o comprimento da fibra utilizada tem um papel muito importante nas características do amplificador.

A potência de bombeio é responsável pela excitação dos íons de érbio de forma a tornar a fibra dopada um meio ativo de amplificação óptica. Os comprimentos de onda utilizados para o bombeio são geralmente 1480 nm e 980 nm.

4.3 FUNCIONAMENTO DE UM EDFA

Conforme mencionado anteriormente, o meio físico onde ocorre o processo de amplificação do EDFA é a fibra dopada com érbio que emite energia (luz) na região espectral de 1525 nm a 1565 nm. Para que a essa energia seja liberada os íons de érbio que compõe a fibra dopada precisam absorver energia, também em forma de luz, proveniente do laser de bom-

beio. O espectro de absorção do érbio fornece algumas faixas espectrais que podem ser usadas para essa excitação, uma das mais utilizadas está situada em 980 nm.

O processo de amplificação em um EDFA, assim como os processos de espalhamento da luz, pode ser mais bem compreendido através do diagrama de níveis de energia. Esse diagrama mostra as transições eletrônicas dos elétrons dos átomos de érbio que ocorrem durante o processo de amplificação óptica. A Figura 4-3 apresenta o diagrama de níveis de energia considerando o comprimento de onda de bombeio em 980 nm.

Na Figura 4-3 temos um sistema de três níveis de energia, sendo eles E1, E2 e E3, denominados respectivamente de nível fundamental, metaestável e de bombeio. A população de elétrons no átomo de érbio em cada um desses níveis pode ser definida como N1, N2 e N3, respectivamente.

Considerando que o sistema esteja em equilíbrio, ou seja, ausente da incidência da potência de bombeio, as populações de íons de érbio em cada um dos níveis de energia serão $N1 > N2$ e $N1 > N3$. Por outro lado, na incidência da potência de bombeio as populações dos níveis de energia irão mudar, uma vez que os íons do nível energético E1, irão absorver energia e passar para níveis de energia maiores.

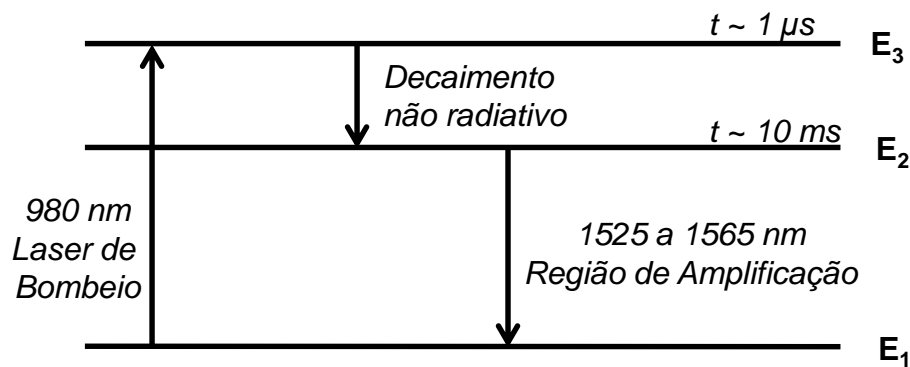


Figura 4-3: Diagrama de níveis de energia do funcionamento do EDFA.

Para um comprimento de onda de bombeio operando em 980 nm, a absorção desses fótons pelos íons de érbio provoca transições de E1 para E3, aumentando assim a população N3 e diminuindo a população N1. Porém, uma vez que a tendência do sistema é sempre manter o equilíbrio, que nesse caso se caracteriza pelo seu estado inicial ($N1 > N2$ e $N1 > N3$), os íons excitados presentes em E3 tendem a perder energia e retornar para o nível energético E1. Esse retorno pode se dar de forma direta de E3 para E1 ou de forma indireta de E3 para E2 e

depois para E1. Apesar de ocorrerem decaimentos diretos, a maioria dos íons de érbio excitada decai de forma indireta [33].

As transições de E3 para E2 acontecem em aproximadamente 1 μ s, já as transições de E2 para E1 levam cerca de 10 ms para ocorrer, assim a população de íons de érbio no estado fundamental pode ser muito reduzida, tendendo a aumentar a população desses portadores no nível energético metaestável E2. Uma vez que a população no nível metaestável (N2) é maior que a população do nível fundamental (N1), está configurado o processo de inversão de população que garante a amplificação óptica [34].

Nas transições de E2 para E1 os íons que passam do estado de maior energia para o de menor energia perdem energia através da emissão de um fóton que pode ser espontâneo ou estimulado em comprimentos de onda em torno de 1550 nm.

A emissão estimulada acontece quando um sinal na mesma faixa espectral está presente no processo, dessa forma o fóton incidente irá estimular a emissão de fótons com o mesmo comprimento de onda, direção e polarização ao longo da fibra dopada em uma reação em cadeia, proporcionando assim a amplificação óptica desejada.

A emissão espontânea ocorre quando não há um sinal no processo ou a potência desse sinal é baixa, ou seja, os íons decaem para o estado fundamental de forma espontânea emitindo fótons com comprimento de onda, direção e polarização aleatórios. Esses fótons também irão estimular o surgimento de novos fótons. Isso significa que o processo de amplificação não ocorrerá somente se um sinal estiver presente na entrada do amplificador, mas também pode ser desencadeado pelos fótons emitidos de forma espontânea. Esse processo é denominado de emissão espontânea amplificada (ASE).

4.4 TIPOS E REGIÕES DE OPERAÇÃO DE UM EDFA

Em sistemas ópticos os EDFAs podem ser classificados em três tipos, sendo Amplificador de Potência, Amplificador de Linha e Pré-amplificador, dependendo de suas características e posição no enlace óptico. Amplificadores de Potência são posicionados logo após o transmissor óptico e sua principal característica é a alta potência de saída. Amplificadores de Linha são equipamentos posicionados ao longo do enlace óptico, que têm como objetivo compensar a atenuação do sinal óptico ao longo da fibra. Além do alto ganho, também se caracterizam pela baixa figura de ruído. Os Pré-amplificadores são posicionados imediatamente

antes do receptor óptico e têm como função aumentar a sensibilidade do receptor, esses amplificadores apresentam alto ganho e baixa potência de saída.

Para aplicações de EDFAs em sensores distribuídos de temperatura, o amplificador tem como característica principal a alta potência de saída: basicamente quanto maior a potência do pulso maior será o alcance do DTS. A respeito da posição do amplificador no enlace, nessa aplicação o amplificador deve ser inserido imediatamente após o laser. Devido aos fatores mencionados acima, nos experimentos usando EDFA em conjunto com DTS o tipo de amplificador escolhido foi o amplificador de potência.

A topologia utilizada nesse amplificador foi do tipo bombeio bidirecional, onde a propagação do bombeio se dá nas duas direções do amplificador, a saber, co-propagante e contra-propagante. A Figura 4-4 mostra o diagrama de blocos dessa topologia de amplificador.

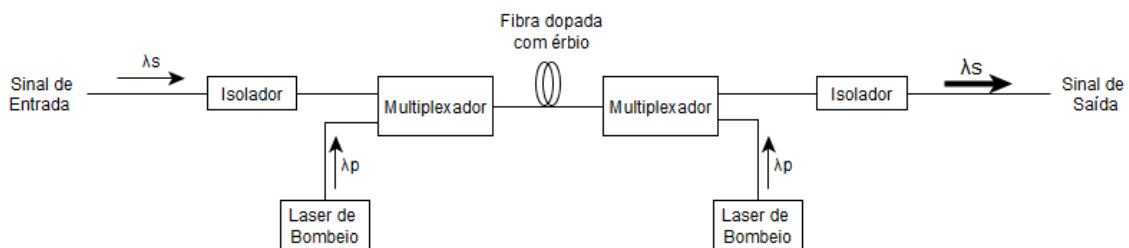


Figura 4-4: EDFA utilizado nos experimentos.

A montagem do amplificador com bombeio bidirecional mostrado na Figura 4-4, em comparação a configuração básica de um EDFA, é realizada acrescentando um laser de bombeio e um acoplador de bombeio na extremidade final da fibra dopada com érbio. A adição desses componentes faz com que o amplificador apresente alto ganho e alta potência de saída, adequando-se a aplicação em sensores distribuídos de temperatura.

4.5 USO DE EDFA EM SENSORES DISTRIBUÍDOS DE TEMPERATURA OPERANDO COM CODIFICAÇÃO

Como já foi mencionada, a maior limitação do DTS baseado no efeito Raman está relacionada com a baixa potência e, por consequência, baixa relação sinal ruído do sinal retro espalhado da banda anti-Stokes. Esse problema pode ser mitigado através do aumento da potência do sinal injetado na fibra óptica que irá gerar o espalhamento Raman. O aumento da

potência pode ser feito usando técnicas de codificação do sinal injetado na fibra, que consistem em injetar uma sequência de pulsos ao invés de um único pulso, aumentando a potência total injetada na fibra. Outra abordagem é a utilização de amplificadores ópticos em conjunto com a codificação.

A codificação mais utilizada e também que mostra maior eficácia nessas aplicações é a chamada Simplex Code ou Scode, já discutida no capítulo anterior. O uso de amplificadores ópticos em conjunto com codificação do sinal foi proposto e demonstrado em [35] e [36], na ocasião o amplificador utilizado foi do tipo LRA (*Lumped Raman Amplifier*).

Apesar de mostrar bons resultados, amplificadores do tipo LRA apresentam maior tamanho, custo e consumo de potência quando comparados com EDFAs. Por outro lado, o efeito transiente de EDFAs comuns impossibilita o uso de EDFAs em aplicações DTS codificados.

O efeito transiente do EDFA vem do longo tempo de vida dos íons de érbio no nível de energia E2 (cerca de 10 ms) e devido a esse longo tempo de vida existe um acúmulo de portadores no nível E2.

Em sinais do tipo rajada, como são os usados em aplicações DTS esse comportamento implica na distorção do ganho entre os pulsos do código, para a análise experimental desse efeito a montagem mostrada no diagrama de blocos da Figura 4-5 foi executada.

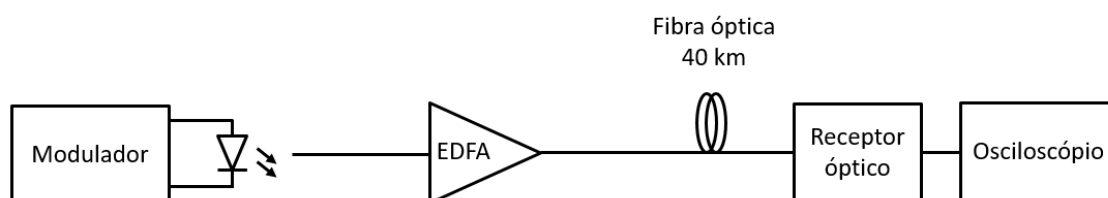


Figura 4-5: Montagem para a análise experimental do uso de EDFA com sinais do tipo rajada.

Na Figura 4-5 o laser foi modulado usando uma palavra código de 255 bits, a potência de pico do laser foi mantida em 80 mW. O EDFA operava em saturação com potência de saída de 16 dBm, os pulsos agora amplificados foram injetados em uma fibra óptica de 40 km. No fim do enlace os pulsos ópticos são convertidos para o domínio elétrico, amostrados e armazenados no osciloscópio. A Figura 4-6 apresenta os pulsos ópticos obtidos da montagem mostrada na Figura 4-5.

Com o amplificador na condição acima (sem controle de ganho), quando um sinal óptico é aplicado em sua entrada os íons de érbio do estado E2 irão decair de forma estimulada

emitindo fótons no comprimento de onda do sinal de entrada. Devido à natureza do sinal de entrada (rajada) e ao comportamento do EDFA, o primeiro pulso do sinal de entrada terá um alto ganho, sendo o ganho diminuído de forma exponencial para os demais pulsos da palavra código, conforme mostra a Figura 4-6.

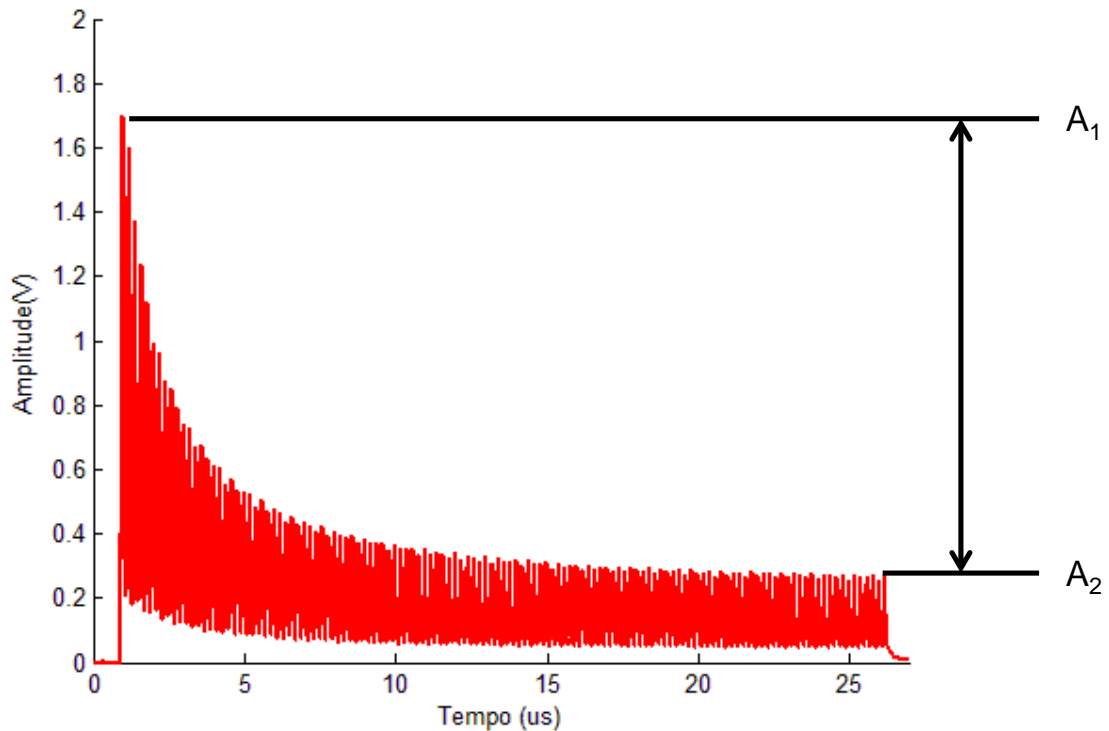


Figura 4-6: Distorção causada pelo efeito transiente EDFA para uma palavra código de 255 pulsos de 100 ns.

Como pode ser visto na Figura 4-6 o efeito transiente do EDFA causa a diferença de ganho entre os pulsos do Scode. Para um estudo quantitativo da mitigação desse fenômeno, a diferença de ganho entre o primeiro e o último pulso será dada pela Equação 4-1.

$$\Delta G = 10 \log_{10} \left(\frac{A_1}{A_2} \right) \quad 4-1$$

Sendo que A_1 é a potência do primeiro pulso e A_2 é a potência do último pulso. A Figura 4-7 mostra resultados de ΔG para palavras código com comprimentos de 7, 15, 31, 63, 127, 255 utilizando pulsos de 100 ns. Pode-se notar que o ΔG é menor para comprimentos de códigos menores e aumenta à medida que o comprimento de código aumenta.

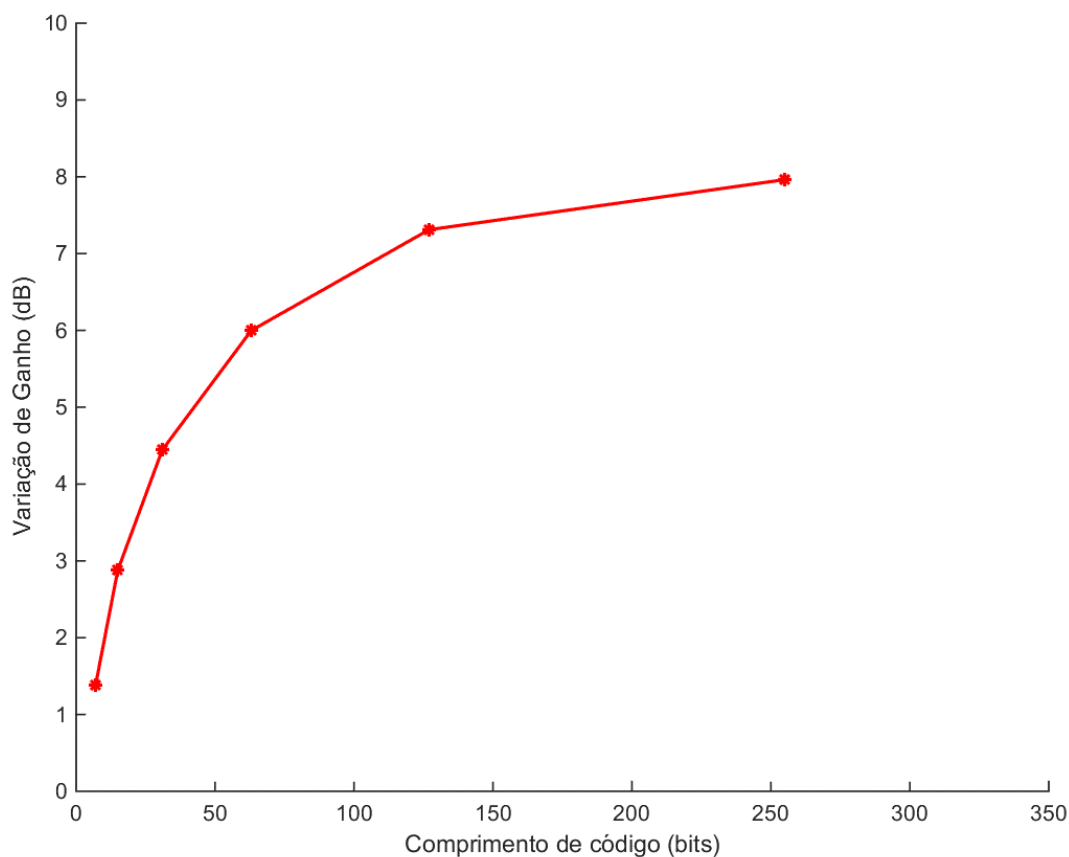


Figura 4-7: Variação de ganho em função do comprimento da palavra código.

Em comunicações ópticas EDFAs são muito utilizados para estender o alcance das redes ópticas. Por conta desse uso massivo, várias técnicas para realizar o controle de ganho e consequente controle de transientes que são prejudiciais a redes ópticas foram propostas. Dentre essas técnicas destacam-se o controle eletrônico, o puramente óptico e o híbrido.

No controle de ganho eletrônico, o sistema é implementado usando como entradas a potência do sinal óptico de entrada e saída e atua diretamente na corrente dos lasers de bombeio, de forma a manter a potência de saída do sinal amplificado constante, independente da potência do sinal de entrada. O controle no domínio óptico é baseado na realimentação do amplificador, onde uma parte da ASE é retirada da saída do amplificador e acoplada em sua entrada. Por fim, o controle híbrido é implementado utilizando as duas técnicas mencionadas acima.

O controle de ganho utilizado nos experimentos foi o implementado no domínio óptico. A Figura 4-8 mostra o diagrama da montagem utilizada para analisar o efeito o controle de ganho do EDFA.

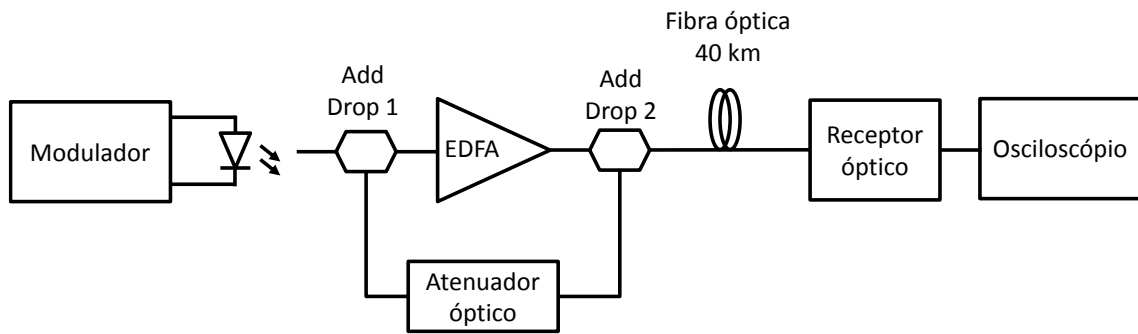


Figura 4-8: Diagrama da montagem utilizada para analisar o controle de ganho do EDFA.

A Figura 4-8 mostra o diagrama da montagem experimental usada para explorar o sistema de controle de ganho do EDFA. Um gerador de funções foi usado para modular com pulsos de 100 ns um laser do tipo Fabry Perot com comprimento de onda centrado em 1536 nm e potência óptica de 80 mW. Os pulsos ópticos gerados pelo laser eram amplificados pelo EDFA com o sistema de controle de ganho e depois acoplados a uma fibra óptica. Esses pulsos amplificados passavam por 40 km de fibra monomodo e ao final do enlace eram convertidos do domínio óptico para o domínio elétrico pelo receptor óptico, e por fim amostrados e adquiridos por um osciloscópio.

A Figura 4-9 mostra os detalhes da implementação do controle de ganho no domínio óptico. Esse controle foi implementado usando dois componentes idênticos chamados Add/Drop. A função desse componente em um sistema WDM é a de retirar ou inserir um determinado comprimento de onda no espectro. Além desse dispositivo, um atenuador óptico também foi utilizado. A técnica é baseada na realimentação do amplificador óptico, onde parte da emissão espontânea amplificada é retirada pelo componente Add/Drop 2 e acoplada na entrada do amplificador através do Add/Drop 1. Essa porção de ASE centrada em 1554.6 nm, chamada de canal de controle, é amplificada pelo EDFA e novamente retirada pelo Add/Drop 2 para realizar um novo ciclo de realimentação. Após vários ciclos de realimentação esse canal de controle (1554.6 nm) torna-se um laser e adquire potência suficiente para competir com o sinal de entrada (1536 nm) pelo ganho do EDFA. O resultado desse efeito, assumindo um nível de atenuação apropriado no canal de controle é a redução do efeito transiente do amplificador óptico, mantendo o ganho do sistema praticamente constante [37].

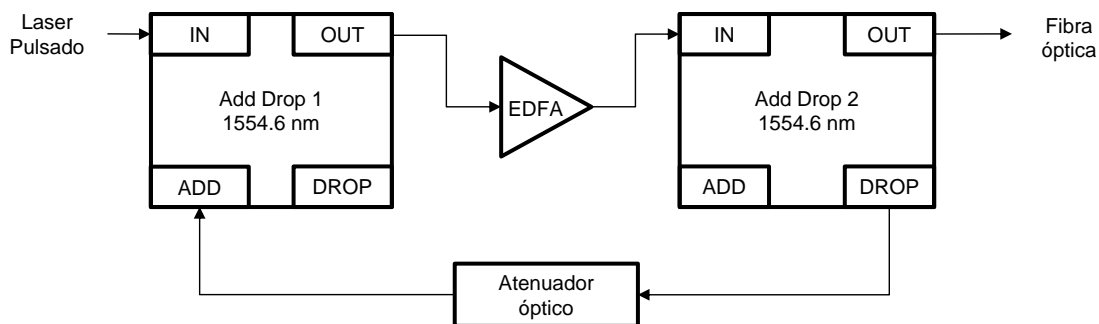


Figura 4-9: Detalhes do sistema de controle de ganho implementado.

A análise do sistema de controle de ganho do EDFA operando com sinais do tipo rajada foi realizada utilizando-se a montagem mostrada na Figura 4-8 e do controle de ganho mostrado na Figura 4-9. O objetivo desse sistema é diminuir o ΔG e ainda assim permitir que o EDFA implemente ganho aos pulsos ópticos, dessa forma aumentando a performance do sistema DTS. Esse ajuste de ganho é realizado variando a atenuação do canal de controle. A Figura 4-10 traz uma fotografia do EDFA e o sistema de controle de ganho implementado no domínio óptico.

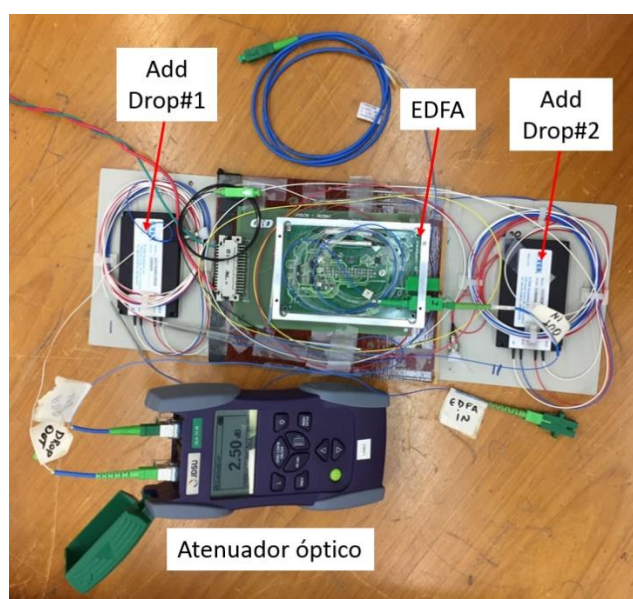


Figura 4-10: Montagem do EDFA e controle de ganho.

A Figura 4-11 mostra os resultados obtidos dessa variação usando alguns valores de atenuação do canal de controle.

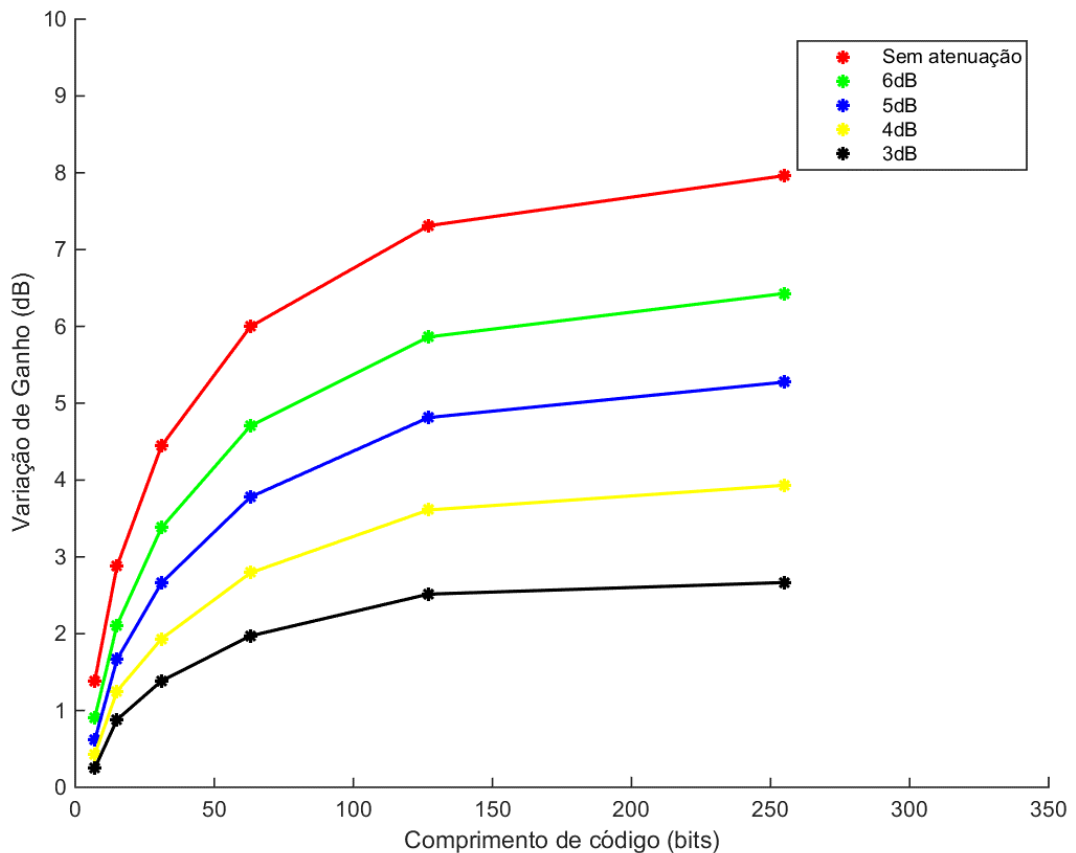


Figura 4-11: Variação de ganho em função do comprimento do código para alguns valores de atenuação.

De acordo com a Figura 4-11, nota-se que o ΔG é diminuído à medida que o canal de controle é menos atenuado. Isso ocorre devido ao aumento da potência que circula no canal de controle conforme a atenuação desse canal é diminuída.

Considerando que a atenuação do canal de controle é muito alta a ponto de o canal de controle não existir e que não existe sinal na entrada do amplificador, os íons de érbio que estão no nível energético E2 irão decair espontaneamente emitindo fótons na região espectral mostrada na Figura 4-1. A medida que a atenuação do canal de controle é diminuída, os íons de érbio do estado E2 passam a decair e emitir fótons de forma estimulada no comprimento de onda do canal de controle, dessa forma quando um sinal é aplicado na entrada do amplificador apenas uma parte dos íons do estado E2 irá decair e emitir fótons no comprimento de onda do sinal de entrada diminuindo assim a diferença de amplitude ΔG entre o primeiro e o último pulso do sinal amplificado.

Conforme a atenuação do canal de controle é diminuída mais íons de érbio do nível E2 irão decair para o estado E1 emitindo fótons no comprimento de onda do canal de controle, diminuindo a distorção entre os pulsos do sinal amplificado.

A Figura 4-12 mostra o espectro óptico medido no final do enlace óptico. É possível observar os picos produzidos pelo sinal de entrada na região 1536 nm, assim como o canal de controle na região de 1554 nm. Nessa figura, também é possível notar praticamente a ausência do canal de controle, o que é esperado, pois esse canal circula somente no sistema de amplificação (EDFA, Add/Drop 1, Add/Drop 2 e Atenuador óptico).

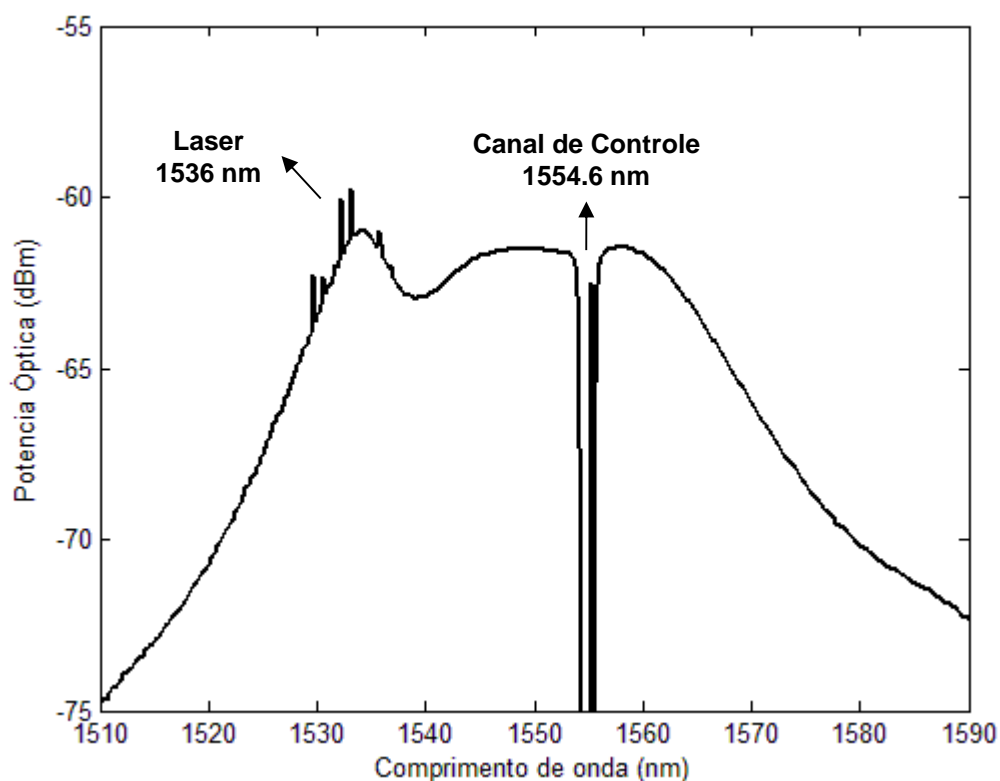


Figura 4-12: Espectro óptico no final do enlace.

A Figura 4-13 mostra o resultado de uma sequência de pulsos de 15 bits em três situações, a saber, usando somente laser, usando EDFA sem controle de ganho e usando EDFA com controle de ganho. Os pulsos foram medidos no fim do enlace óptico. É possível notar que a diferença de ganho entre o primeiro e o último pulso foi reduzida através da aplicação do controle de ganho no amplificador óptico e ainda assim pode-se observar o ganho proporcionado pelo amplificador.

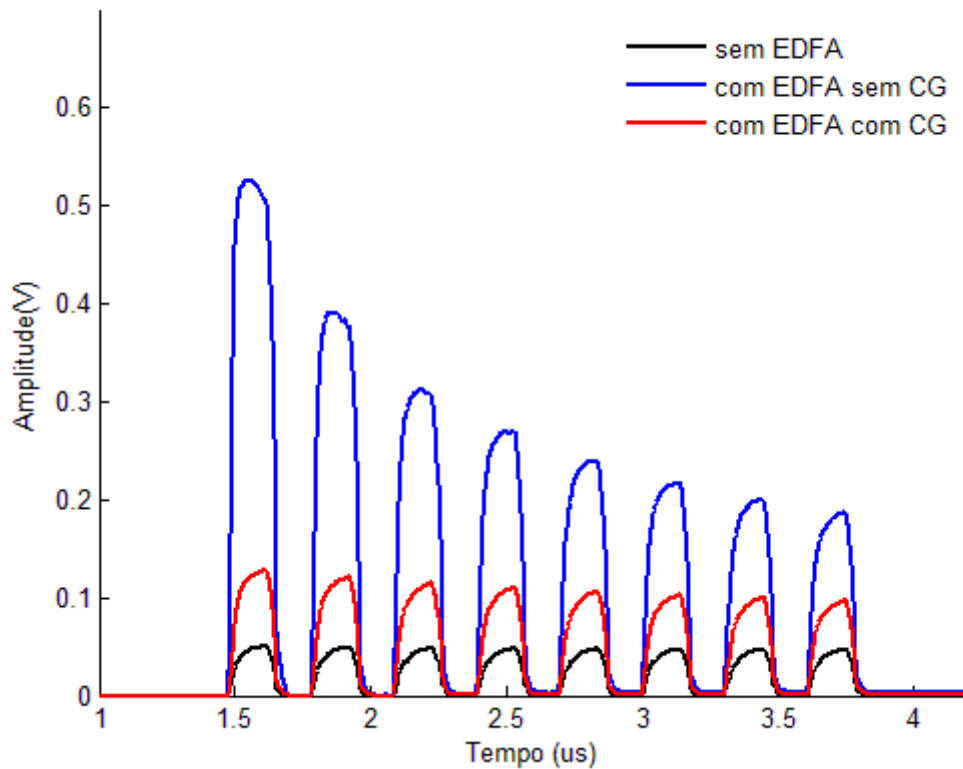


Figura 4-13: Comparação para uma palavra código de 15 bits usando somente Laser, com EDFA e usando EDFA com controle de ganho.

Em conclusão, o uso de amplificadores do tipo EDFA em sistemas DTS codificados pode ser implementado através do sistema de controle de ganho proposto. O próximo passo no estudo é a verificação experimental de um sistema DTS completo, comparando as técnicas tradicional e simplex code descrita no Capítulo 3 e, além disso, verificar o funcionamento do sistema utilizando a técnica simplex code em conjunto com EDFA operando com o controle de ganho, conforme foi analisado nesse capítulo. Essas verificações serão mostradas no capítulo seguinte.

5 ANALISE EXPERIMENTAL

Nesse capítulo os resultados experimentais serão mostrados e discutidos. Inicialmente será mostrada a montagem usada assim como a caracterização dos componentes utilizados nos experimentos. Em seguida os resultados experimentais utilizando as técnicas discutidas nos Capítulos 3 e 4, e também serão apresentadas as conclusões dos experimentos.

5.1 ESTUDO EXPERIMENTAL COMPARATIVO USANDO SIMPLEX CODE E A ABORDAGEM TRADICIONAL.

A montagem experimental da Figura 5-1 foi utilizada para realizar a comparação entre as técnicas tradicional e simplex code, bem como a análise do ganho em alcance e resolução quando o simplex code é utilizado.

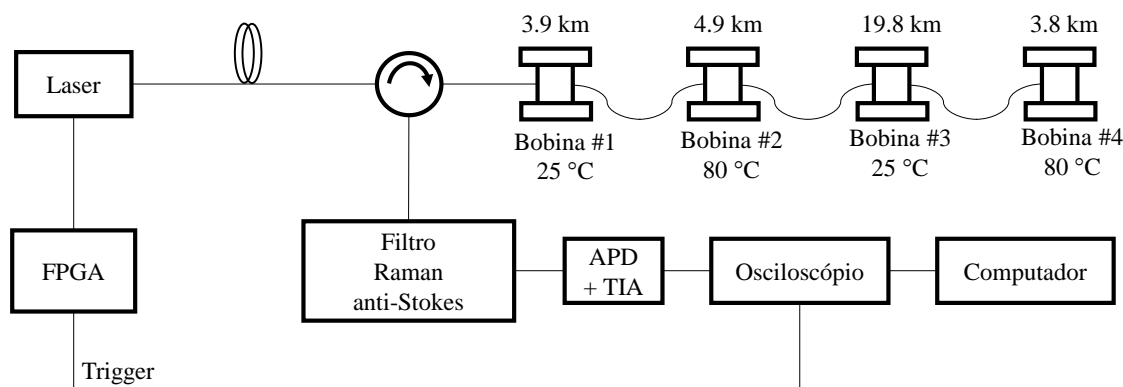


Figura 5-1: Diagrama de blocos da montagem para estudo comparativo (simplex code vs média).

Os pulsos ópticos emitidos por um laser Fabry Perot são acoplados na fibra sensora através de um circulator óptico. O sinal retroespalhado passa por um filtro óptico e somente a banda anti-Stokes é detectada pelo receptor. O sinal, agora no domínio elétrico, é adquirido pelo osciloscópio e enviado via USB para um computador, onde será salvo e processado.

Para a geração de pulsos foi usado o kit de desenvolvimento DE0-nano, baseado em FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Nesse dispositivo foram implementadas duas máquinas de estados, uma para gerar a modulação óptica na abordagem tradicional e outra para a abordagem usando simplex code. Outra função desse dispositivo foi a de iniciar a captura de dados no osciloscópio (sinal Trigger), essa função foi feita usando uma saída digital do kit

conectada a entrada de trigger do osciloscópio. As máquinas de estado usadas para a abordagem tradicional e simplex code são mostradas nas Figuras 2 e 3, respectivamente.

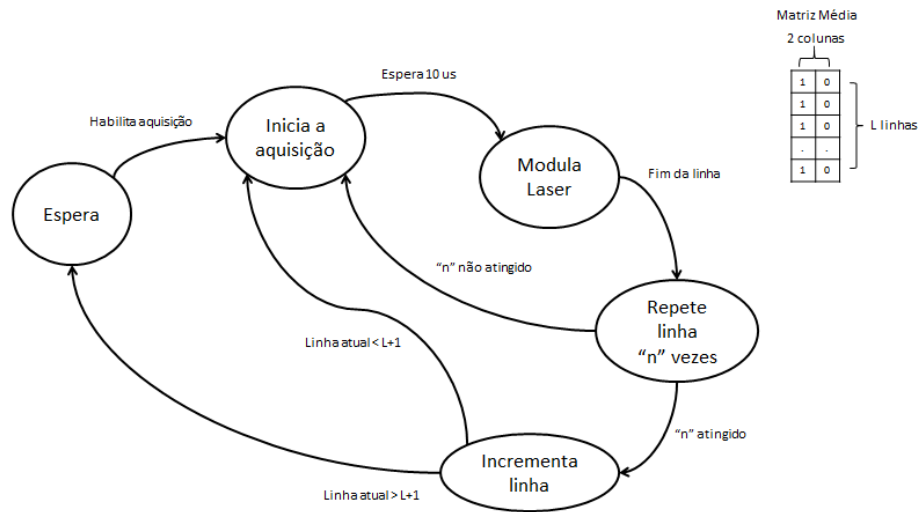


Figura 5-2: Máquina de estados usada no método das médias

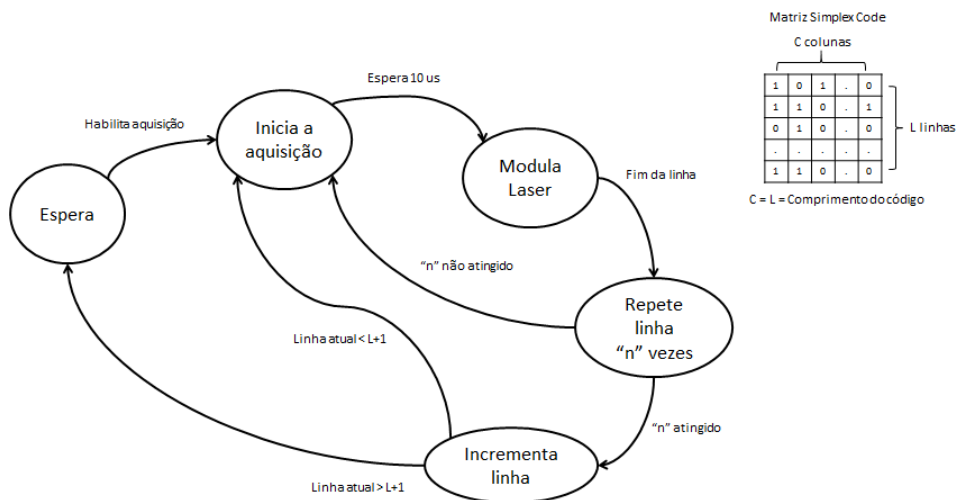


Figura 5-3: Máquina de estados usada no método Simplex Code

As máquinas de estados usadas para a modulação do laser são idênticas para as duas abordagens, exceto pela matriz de modulação. No método das médias a matriz de modulação do Laser é bastante simples, sendo composta apenas por duas colunas usadas para ligar e desligar o Laser, gerando apenas um pulso. Quando o simplex code é utilizado a matriz de modu-

lação assume a configuração quadrada de L linhas e C colunas, onde $L=C$ e podem assumir os valores de 7, 15, 31, 63, 127 e 255, sendo esses valores o comprimento do código usado.

A máquina de estados inicia no estado de Espera até que um sinal que habilita o sistema é recebido e o estado é modificado para iniciar a aquisição. Esse estado habilita a aquisição no osciloscópio do sinal retroespalhado, após 10 μ s a máquina assume o estado Modula Laser. Nesse estado o Laser será acionado de acordo com a matriz de modulação (média ou simplex code), a máquina permanecerá nesse estado até que atinja o fim da linha da matriz, feito isso é aguardado 100 ms para que o sistema faça a aquisição dos dados. O estado Repete linha “n” vezes faz com que o laser seja modulado com a mesma linha por “n” vezes. A ideia aqui é adquirir a mesma linha por “n” vezes e depois realizar a média dessas linhas. Essa abordagem mostrou-se necessária para a diminuição do ruído do sinal adquirido. Após a aquisição do sinal referente a uma linha, o estado incrementa linha irá incrementar a linha da matriz de modulação repetindo o processo até que toda a matriz tenha sido percorrida.

O uso da mesma máquina de estados garante que a mesma quantidade de traços seja adquirida e possibilite uma comparação adequada entre as duas técnicas de redução de ruído do sinal retroespalhado.

O Laser utilizado foi o modelo SCW-1536-100, fabricado pela empresa LDI (Laser Diode Incorporated) com comprimento de onda centrado em torno de 1536 nm e operando com potência de 80 mW. A Figura 4 mostra uma imagem do Laser.



Figura 5-4: Laser usado nos experimentos.

O circulador é um dispositivo óptico que possui três portas, sendo elas, entrada (1), saída (2) e retorno (3). É um dispositivo que apresenta baixa atenuação para o sentido da porta entrada para a porta saída e no sentido da porta saída para a porta retorno. No sentido da saída para entrada apresenta uma alta atenuação óptica. Dessa forma é possível separar os sinais que são lançados na fibra sensora dos sinais retro-espalhados. A Figura 5-5 mostra o circulador óptico.

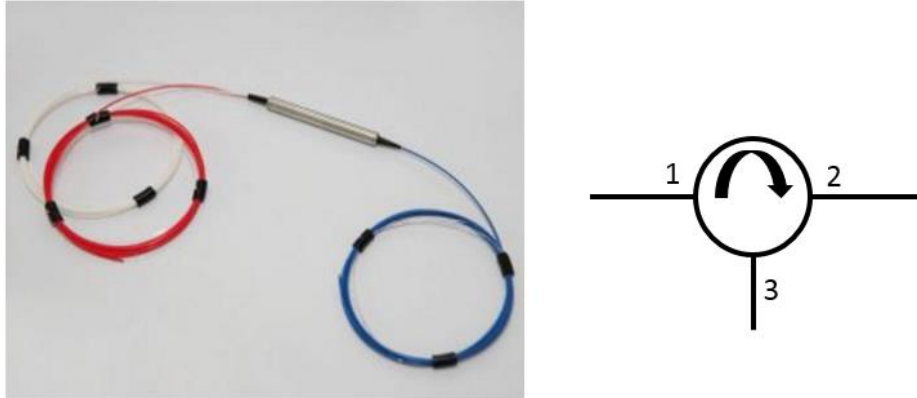


Figura 5-5: Circulador óptico.

O enlace de fibra óptica sensora usado era composto de 4 bobinas de fibra óptica do tipo monomodo com comprimentos de 3,9 km, 4,9 km, 19,8 km e 3,8 km resultando um total de 32,4 km. Duas bobinas foram expostas a uma temperatura elevada para que o efeito Raman fosse detectado nessas regiões. A Figura 5-6 mostra a disposição do enlace utilizada nesse experimento.

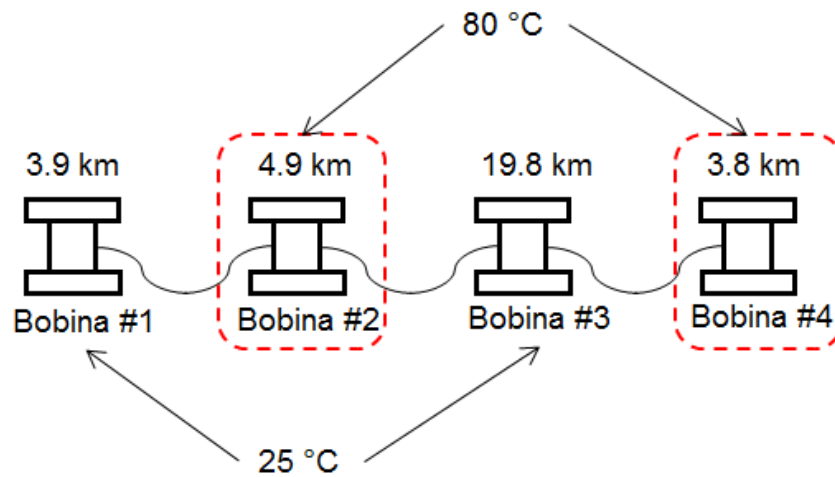


Figura 5-6: Enlace óptico.

O filtro óptico tem a função de separar os comprimentos de onda referente ao espalhamento Raman anti-Stokes. Nesse caso, foi utilizado um filtro óptico com banda de passagem de 1420 nm até 1480 nm. A mostra Figura 5-7 o filtro óptico

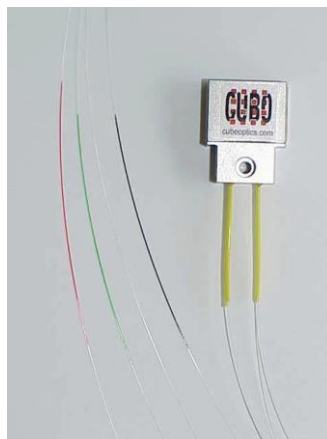


Figura 5-7: Filtro óptico utilizado nos experimentos.

O receptor óptico utilizado era baseado em um fotodetector do tipo APD. O osciloscópio usado foi o modelo DSO-X 2024A da fabricante Agilent Technology. Possui uma largura de banda de 200 MHz e uma aquisição de até 2 GSa/s. A aquisição era iniciada pelo FPGA 10 us antes de iniciar a modulação do laser, nesse experimento foi utilizada no osciloscópio uma janela de captura de dados de 1 ms e uma taxa de amostragem de 50 MS/s, assim temos que cada traço de retroespalhamento é representado por um vetor de 50 k pontos, o que resulta em uma resolução de amostragem em torno de 2 metros. A Figura 5-8, mostra o receptor e o osciloscópio.

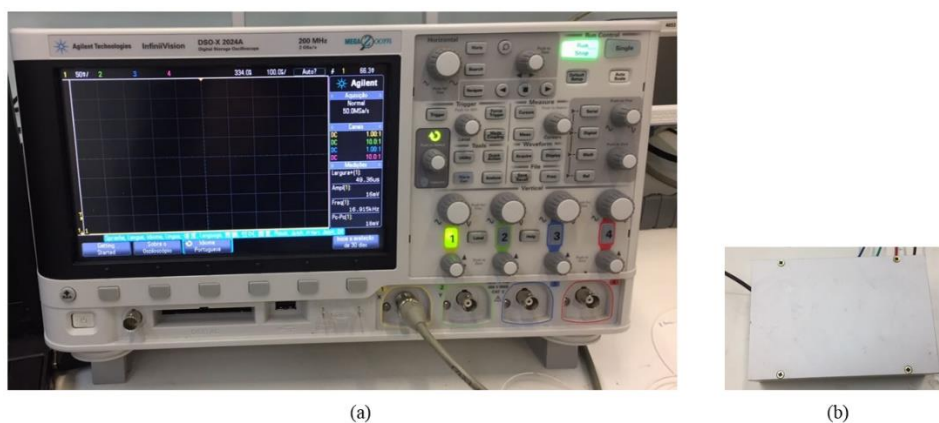


Figura 5-8: Osciloscópio (a) e receptor óptico (b).

O controle de aquisição foi desenvolvido em LabView e o funcionamento do sistema de aquisição é mostrado no fluxograma da Figura 5-9.

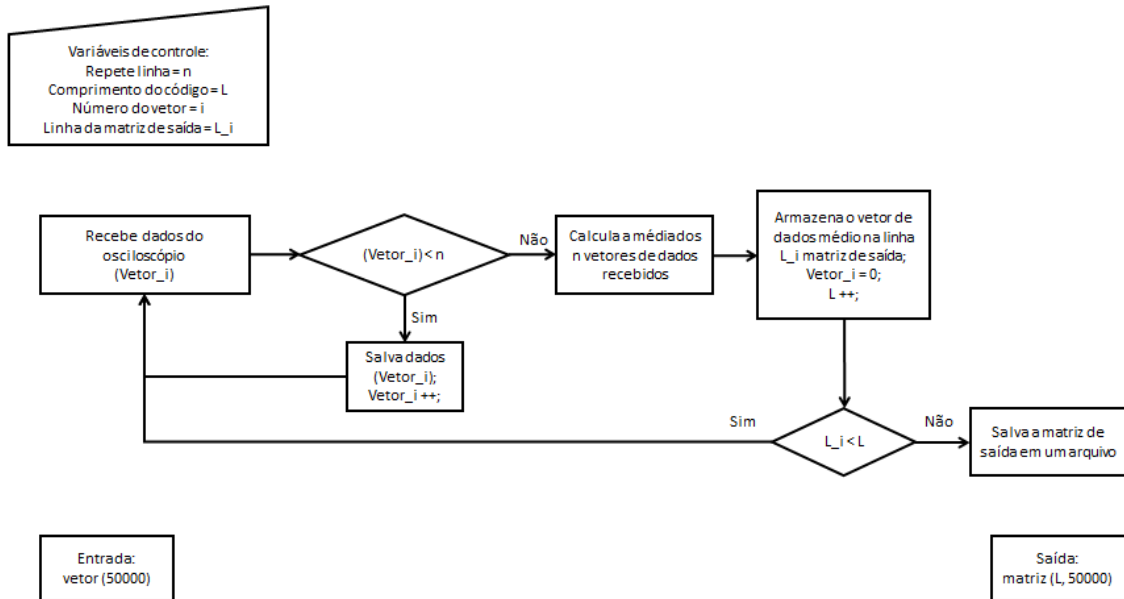


Figura 5-9: Fluxograma do processo de aquisição de dados

Primeiramente é necessário passar alguns parâmetros para o processo de aquisição, sendo eles:

- “n”, a quantidade de vezes que uma linha de código será amostrada;
- “L”, o comprimento do código;
- “Vetor_i”, o número atual do vetor de entrada;
- “L_i” a linha atual da matriz de saída.

O processo de aquisição tem como objetivo gerar uma matriz de saída de L linhas e 50000 colunas a partir da aquisição de vetores de dados de 50000 pontos. Cada linha da matriz de saída corresponde ao retro-espalhamento gerado por uma das linhas da matriz de modulação do laser.

O processo de aquisição se inicia com a recepção de um vetor de dados (Vetor_i) referente ao sinal de retro espalhamento Raman anti-Stokes. Após a aquisição do vetor de dados é feita uma checagem com o objetivo de averiguar se todos os vetores de uma linha foram adquiridos, caso não, o processo é repetido, e se sim, é realizada a média dos n vetores amostrados. Esse vetor médio é armazenado em uma das linhas da matriz de saída, após o armazenamento é verificado se a matriz de saída está completa, se não volta ao início do processo e, se sim, a matriz de saída é salva em um arquivo e disponibilizada para o pós-processamento.

Os dados de ambos os métodos (Média e Simplex code) foram adquiridos usando o mesmo processo, garantindo uma aquisição adequada e igual para efeito de comparação para as duas técnicas investigadas.

O pós-processamento foi feito usando um algoritmo desenvolvido em Matlab, a Figura 5-10 e Figura 5-11 mostram os fluxogramas dos pós-processamento para o método das médias e o método simplex code, respectivamente.

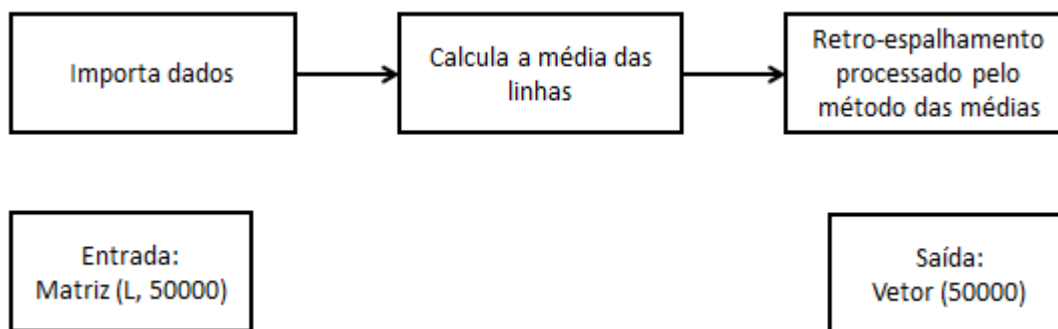


Figura 5-10: Pós-processamento para o método das médias.

O pós-processamento para o método das médias é bastante simples, o algoritmo inicia importando a matriz de dados vinda do processo de aquisição. Com a matriz de dados importada é realizada a média das linhas da matriz dando origem a um vetor que contém o sinal retroespalhado devidamente processado.

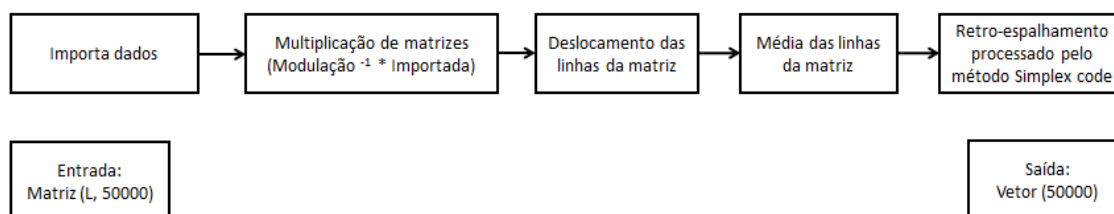


Figura 5-11: Pós-processamento para o método das médias.

Assim como o processamento anterior, este é iniciado com a importação da matriz de dados vinda do processo de aquisição. Após isso, a matriz importada é multiplicada pela matriz de modulação inversa que foi usada no processo de aquisição. O próximo passo é realizar o deslocamento temporal das linhas da matriz resultante da multiplicação, por fim é feita a média das linhas da matriz e o vetor contendo o sinal de retro espalhamento é devidamente obtido.

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS SIMPLEX CODE VERSUS MÉDIAS.

Para realizar a análise experimental das técnicas de redução de ruído, foi feita uma comparação entre os métodos tradicional e simplex code. A fim de realizar uma comparação equivalente entre as abordagens, a mesma quantidade de traços de retro espalhamento foi adquirida nas duas ocasiões. A Tabela 5-1 mostra a quantidade de traços de retro espalhamento adquiridas para cada método, além do tempo gasto para a coleta dos dados.

Tabela 5-1: Tempos de aquisição e quantidade de traços amostrados.

Abordagem	Comprimento de código	Qtde médias de linhas	Qtde total de traços média	Qtde total de traços simplex code	Tempo de aquisição (min)
1	7	1000	7000	7000	11,7
2	15	1000	15000	15000	25,0
3	31	1000	31000	31000	51,7
4	63	1000	63000	63000	105,0
5	127	1000	127000	127000	211,7
6	255	1000	255000	255000	425,0

Os experimentos foram realizados usando pulsos ópticos com largura de 100 ns. Os comprimentos de simplex code utilizados foram de 7, 15, 31, 63, 127 e 255. Conforme mostrado na Tabela 5-1 a quantidade de traços adquiridos foi a mesma para as situações de média e simplex code em suas respectivas abordagens. De forma qualitativa é apresentada nas Figura 5-12 e Figura 5-13 a melhora no range dinâmico e na resolução de temperatura, respectivamente, do sistema DTS quando o método simplex code é usado.

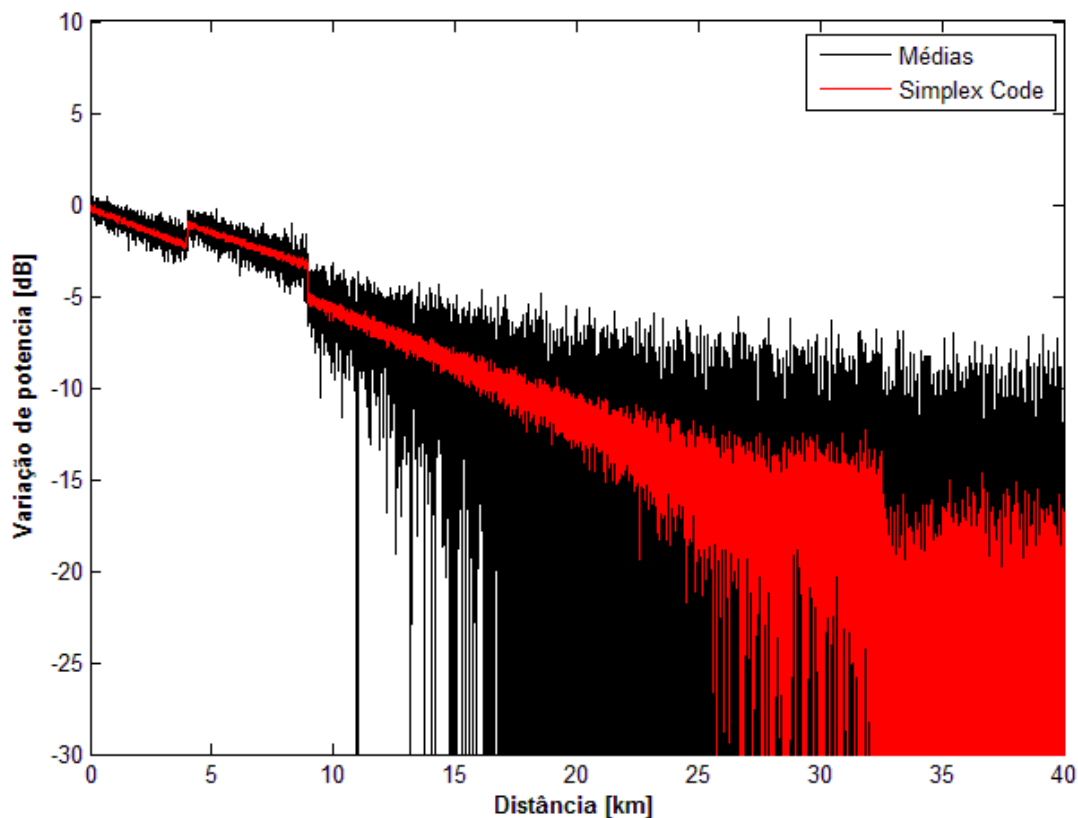


Figura 5-12: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando a abordagem 5 da Tabela 5-1.

Na Figura 5-12, vemos a melhora na relação sinal ruído no traço obtido com o uso do simplex code, o que proporciona um aumento no alcance do sistema. Esse aumento de alcance é mostrado na diferença em dB do ruído de fundo do sistema (medido a partir do fim do enlace óptico).

A Figura 5-13 mostra dois perfis de temperatura em função da distância, esses traços foram obtidos com a diferença entre o traço com o trecho exposto a temperatura elevada e um adquirido com temperatura ambiente em toda a extensão da fibra óptica. De forma qualitativa é mostrado o aumento na resolução da temperatura. Entende-se por essa melhora um valor de pico a pico menor (ruído menor) ao longo dos perfis do traço obtido usando o método simplex code quando comparado com o traço obtido pelo método das médias.

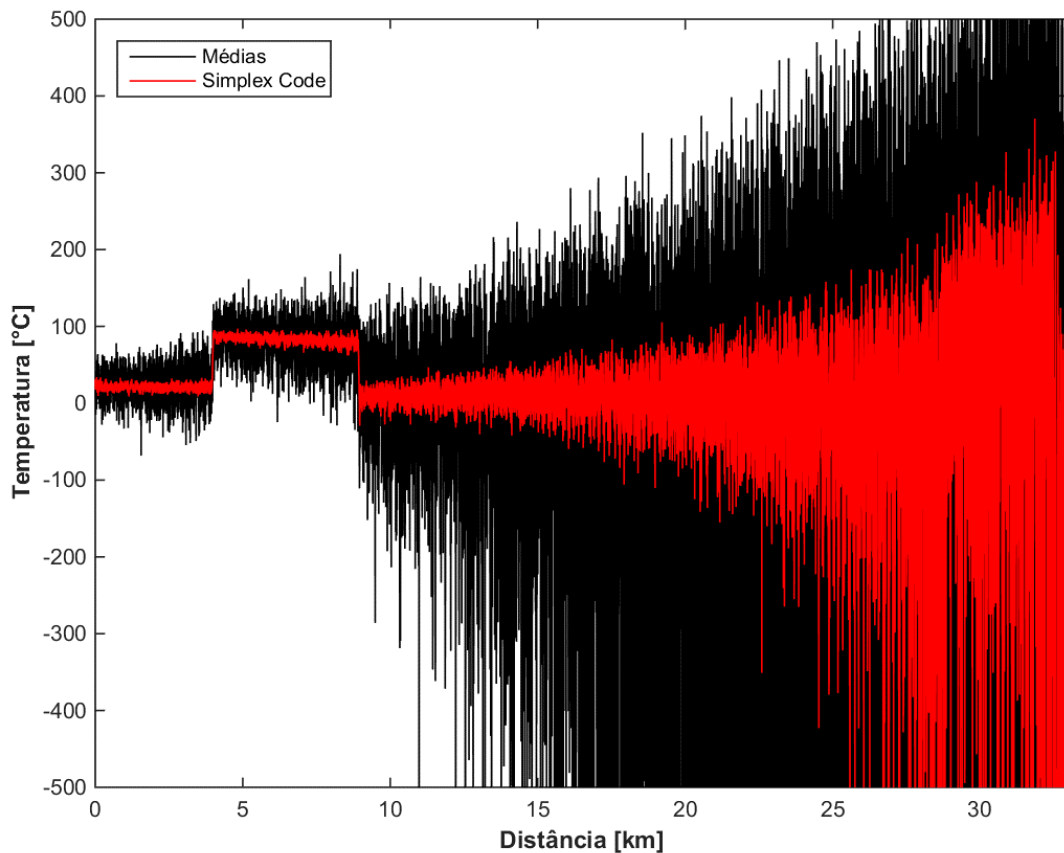


Figura 5-13: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando a abordagem 5 da Tabela 5-1, com detalhe mostrando qualitativamente a resolução de temperatura.

Na Figura 5-13 entre os quilômetros 4,5 km e 7,5 km, vemos um aumento de temperatura. Pode-se verificar também que o valor de pico a pico do traço é menor para a abordagem usando o simplex code.

Uma análise quantitativa do alcance do sistema DTS foi feita realizando a medição da diferença em dB do ruído de fundo considerando as abordagens descritas na Tabela 5-1, isto é, a mesma quantidade de traços amostrados para os dois métodos de processamento. Essa comparação foi feita usando como referência o ruído de fundo do receptor. Como exemplo, considerando a primeira abordagem da Tabela 5-1, ou seja, 7000 traços amostrados, usando o método das médias o ganho em dB em relação a referência foi de 2,5 dB e utilizando simplex code foi de 3,7 dB. O resultado de todas as medições é mostrado na Figura 5-14.

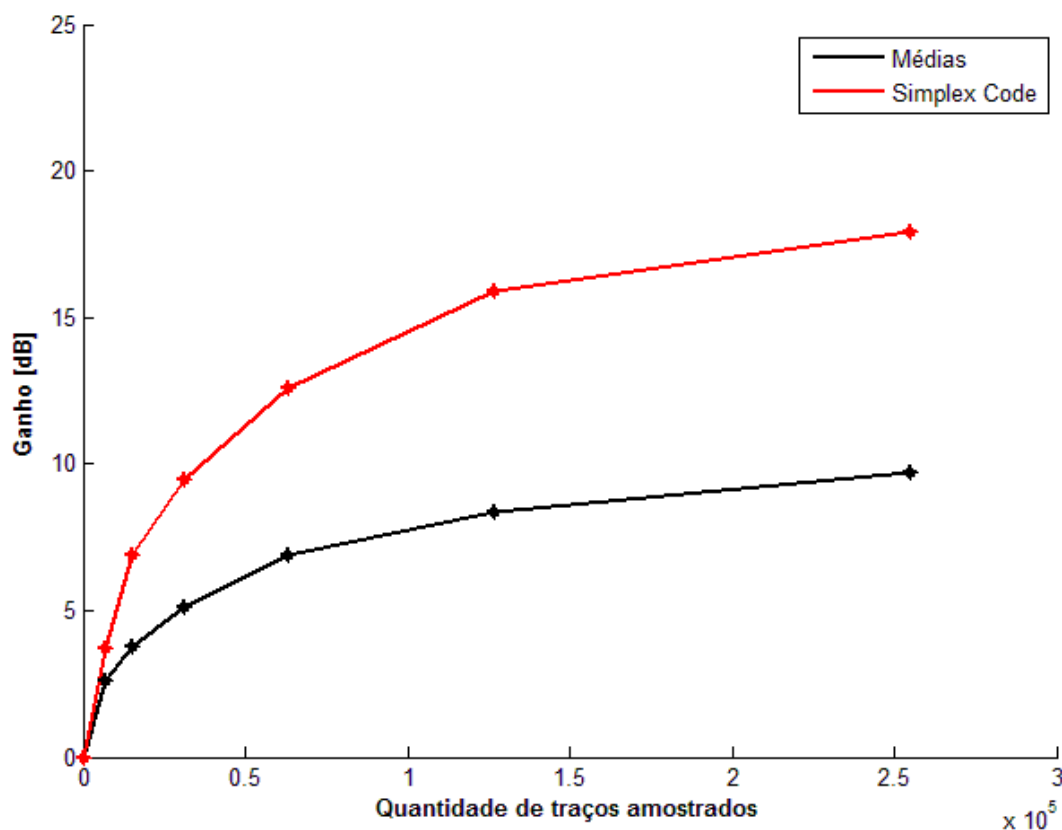


Figura 5-14: Ganho em dB em função da quantidade de traços amostrados para as duas abordagens média e simplex code.

É possível verificar na Figura 5-14 que a tendência da curva de aumento de ganho tem a mesma tendência detectada na simulação mostrada no Capítulo 4. Podemos notar também que para as quantidades de traços amostrados até 63000, vemos uma maior taxa de aumento no ganho do sistema e para quantidades maiores de traços uma diminuição dessa taxa. Ainda na Figura 5-14 notamos a superioridade do processamento usando o método simplex code em relação ao método das médias.

Uma comparação entre o ganho em dB proporcionado pelo Simplex Code em relação ao método das médias pode ser vista na Figura 5-15.

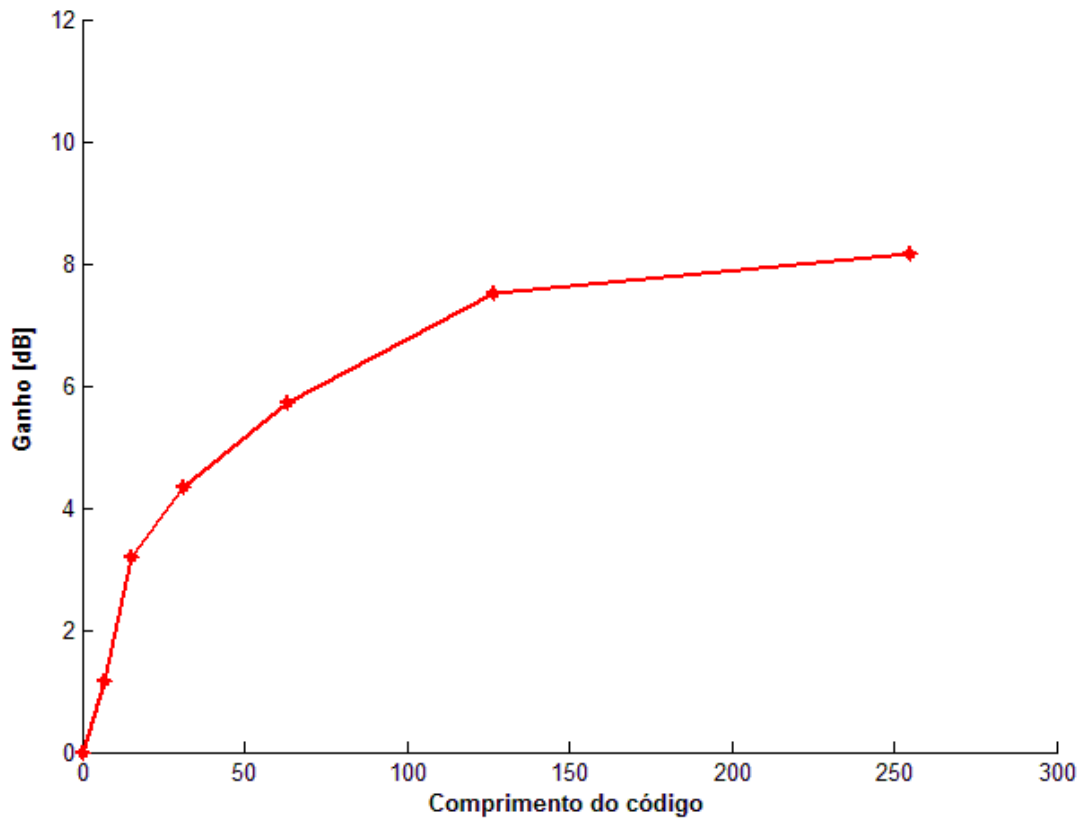


Figura 5-15: Ganho do Simplex Code sobre a Média em função do comprimento do código.

Essa análise também foi simulada no Capítulo 3, na Figura 5-15 pode-se verificar que em ambos os casos a tendência do aumento do ganho é coincidente, conforme esperado. Utilizando a quinta abordagem da Tabela 5-1, onde 127000 traços são amostrados temos um ganho de cerca de 7,5 dB, levando o mesmo tempo para realizar a medição.

A análise quantitativa da resolução de temperatura foi realizada medindo a variação de pico a pico ao longo de todo o traço de retro espalhamento. Esse resultado pode ser visto na Figura 5-16.

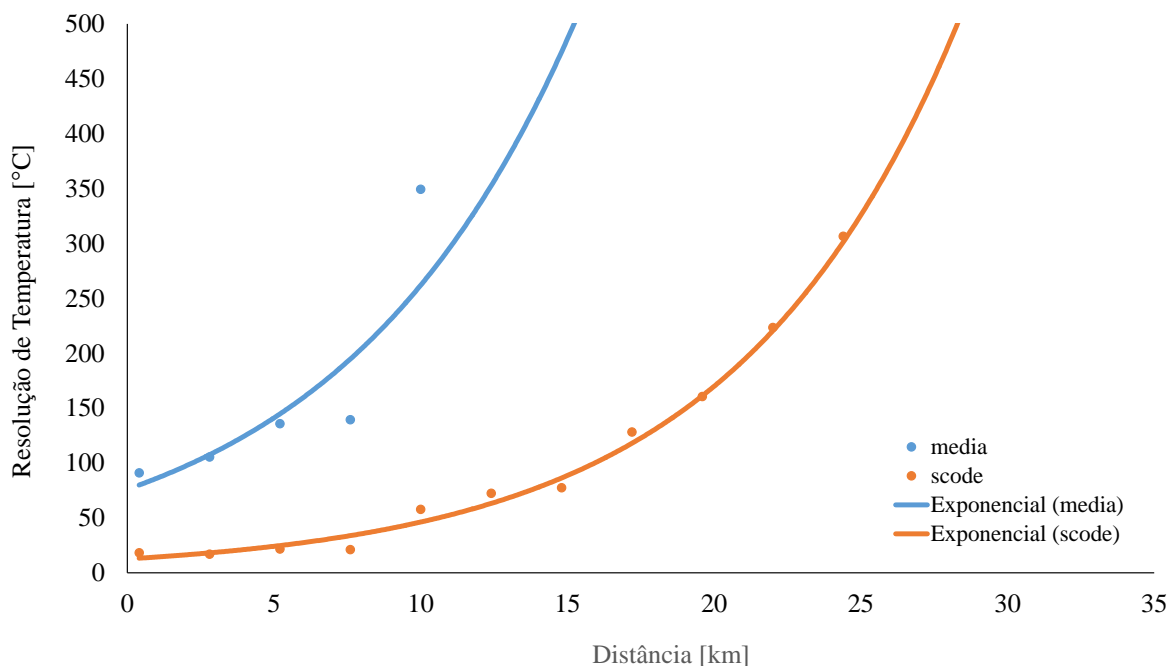


Figura 5-16: Resolução de temperatura em função da distância para a abordagem 5 da Tabela 5-1.

Na Figura 5-16 pode-se verificar que o uso do simplex code também aumenta a desempenho do DTS em relação à resolução de temperatura do sistema. Ainda na Figura 5-16 considerando a distância de 5 km, por exemplo, temos que a resolução de temperatura usando o método das médias foi de cerca de 125°C e para o método usando simplex code foi de aproximadamente 25°C, ou seja, uma melhora na resolução de temperatura próxima a de 70°C.

Portanto, considerando o mesmo tempo de aquisição o uso do Simplex Code proporciona um melhor desempenho no sistema DTS quando comparado com o método tradicional.

5.3 ESTUDO DO SIMPLEX CODE EM CONJUNTO COM O EDFA

A montagem experimental utilizada para realizar a investigação do uso de EDFA e simplex code, assim como a análise do ganho em alcance e resolução quando o simplex code é utilizado é mostrada na Figura 5-17 e Figura 5-18.

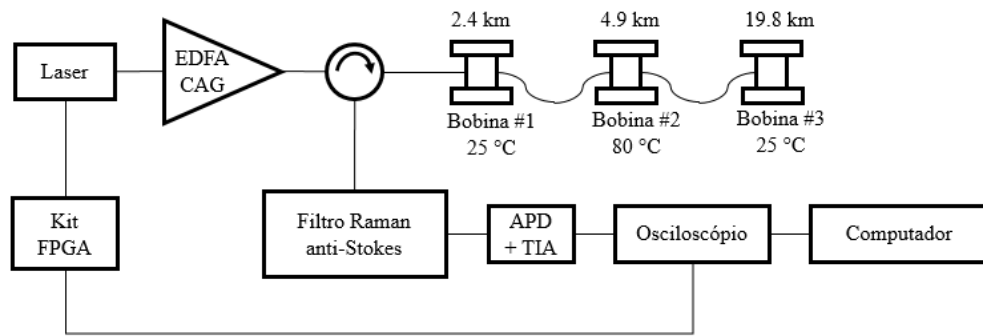


Figura 5-17: Diagrama de blocos da montagem experimental usado para a investigação do uso do Simplex Code e EDFA.

A Figura 5-18 mostra os detalhes da implementação do controle de ganho no domínio óptico. Esse controle foi implementado usando dois componentes idênticos chamados Add/Drop, a função desse componente em sistema WDM é a de retirar ou inserir um determinado comprimento de onda no espectro, além desse dispositivo um atenuador óptico também foi utilizado. A técnica é baseada na realimentação do amplificador óptico onde parte da emissão espontânea amplificada é retirada pelo componente Add/Drop 2 e acoplada na entrada do amplificador através do Add/Drop 1. Essa porção de ASE centrada em 1554,6 nm, chamada de canal de controle, é amplificada pelo EDFA e novamente retirada pelo Add/Drop 2 para realizar um novo ciclo de realimentação. Após vários ciclos de realimentação esse canal de controle (1554.6 nm) adquire potência suficiente e compete com o sinal de entrada (1536 nm) pelo ganho do EDFA. O resultado disso, assumindo um nível de atenuação apropriado no canal de controle reduz o efeito transiente do amplificador óptico, mantendo o ganho do sistema praticamente constante [37].

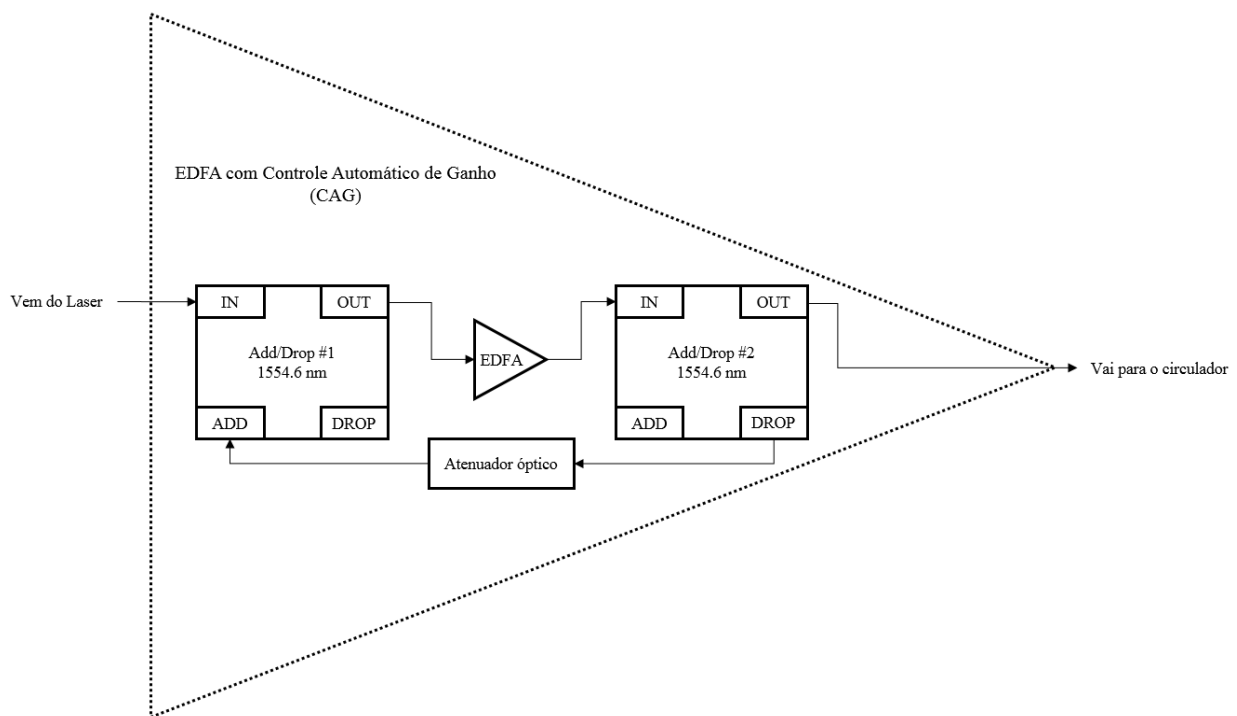


Figura 5-18: Diagrama de blocos mostrando detalhes do EDFA com controle de ganho.

5.3.1 Resultados experimentais do uso de EDFA em conjunto com DTS codificado

Assim como no estudo anterior, os experimentos foram realizados usando pulsos ópticos com largura de 100 ns e comprimentos de simplex code de 7, 15, 31, 63, 127 e 255 bits. A atenuação óptica no controle de ganho do amplificador foi mantido constante, assim como o ganho do EDFA, que era de 4 dB. A maior parte da potência do amplificador foi usada no canal de controle de ganho.

A Figura 5-19 mostra os traços adquiridos sobrepostos usando códigos de 15 e 127 bits. De forma qualitativa é possível verificar que quanto maior o comprimento do simplex code utilizado maior o alcance de medição.

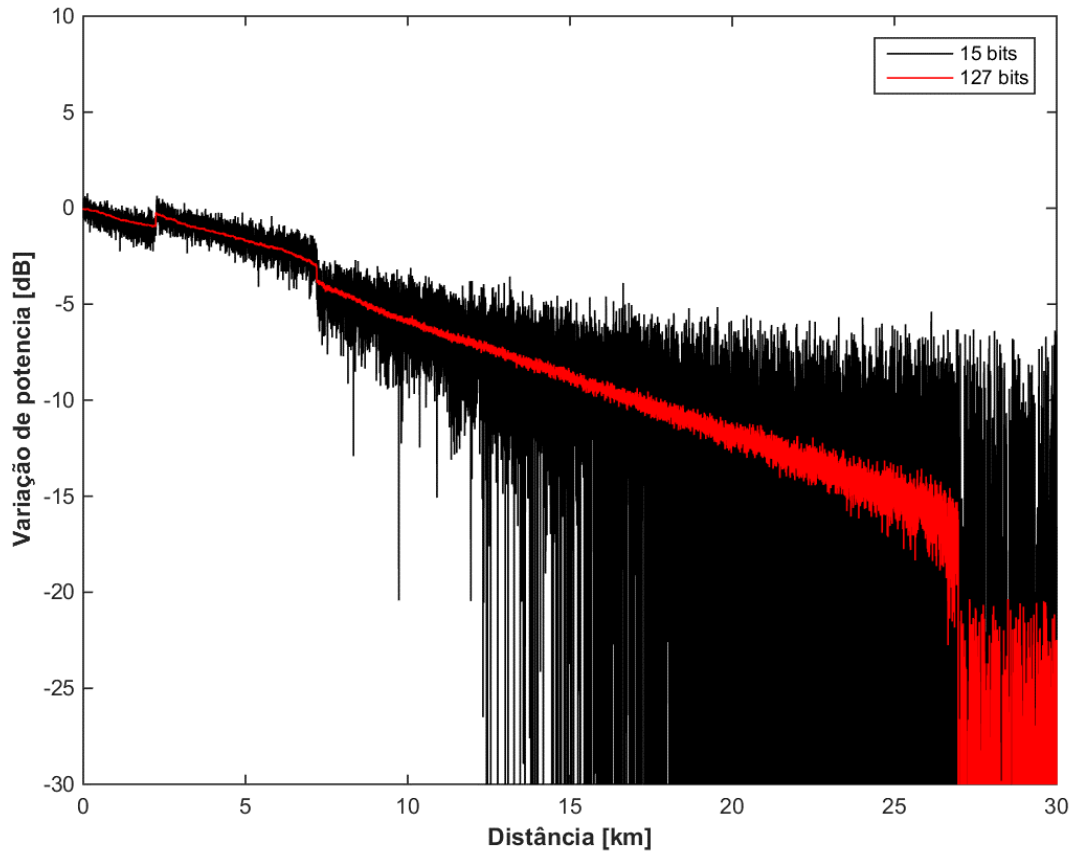


Figura 5-19: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando Simplex Code de 15 e 127 bits.

A Figura 5-20 apresenta os perfis de temperatura distribuída para os comprimentos de código de 15 e 127 bits. Conforme esperado, a relação sinal ruído é melhor para o traço com maior comprimento de código, por consequência o alcance e a resolução de temperatura também são melhores.

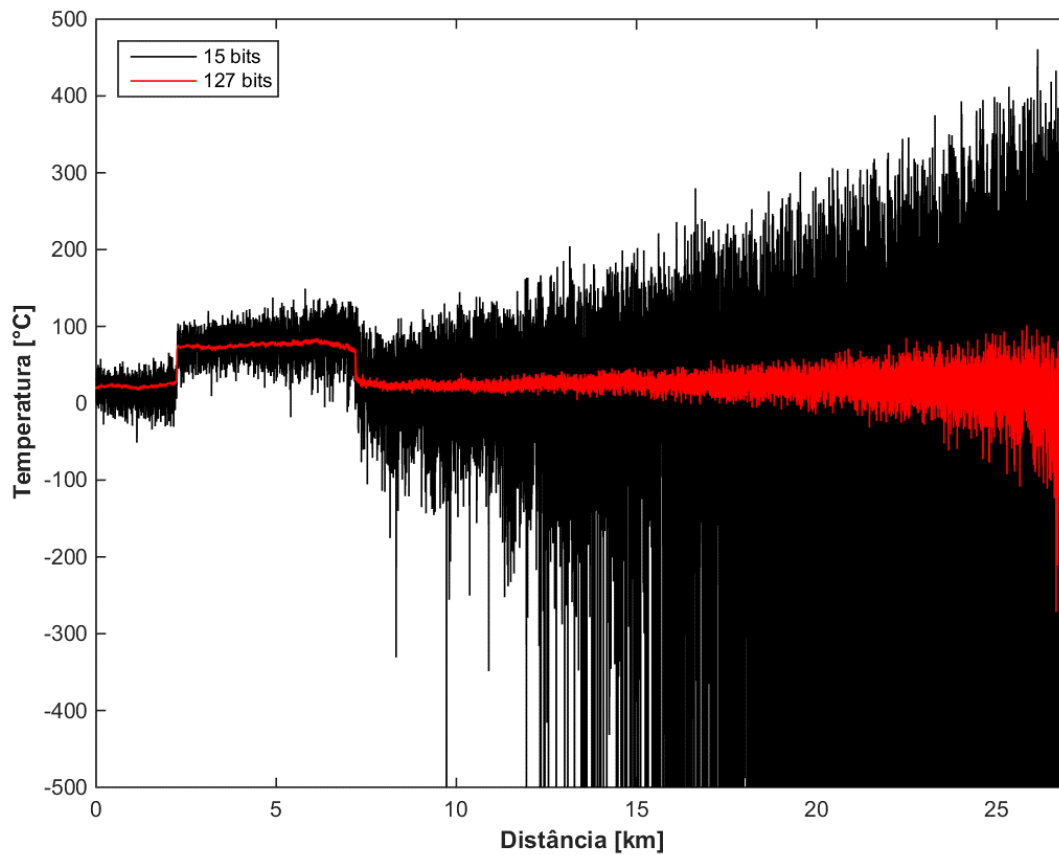


Figura 5-20: Traços de retroespalhamento Raman anti-Stokes, usando Simplex Code de 15 e 127 bits

A análise quantitativa da melhora no alcance do sistema DTS foi feita realizando a medição da diferença em dB do ruído de fundo. Para todos os comprimentos de código utilizados, o resultado dessas medições é mostrado na Figura 5-21.

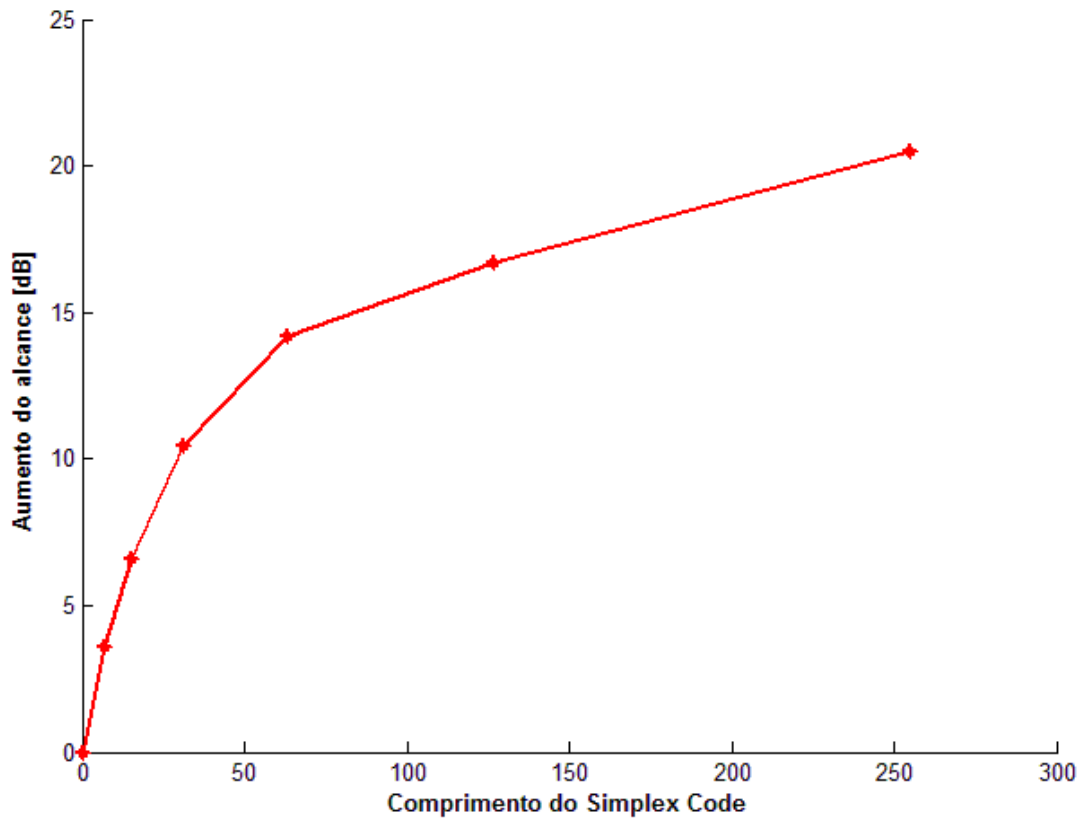


Figura 5-21: Aumento do alcance em função do comprimento do código.

5.4 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS USANDO SIMPLEX CODE SEM EDFA E COM EDFA.

Nesta seção serão mostradas as comparações dos resultados experimentais obtidos usando somente simplex code e utilizando EDFA em conjunto com a codificação. Os resultados mostrados serão em relação ao alcance e resolução de temperatura. A Figura 5-22 mostra a montagem usada nesse estudo.

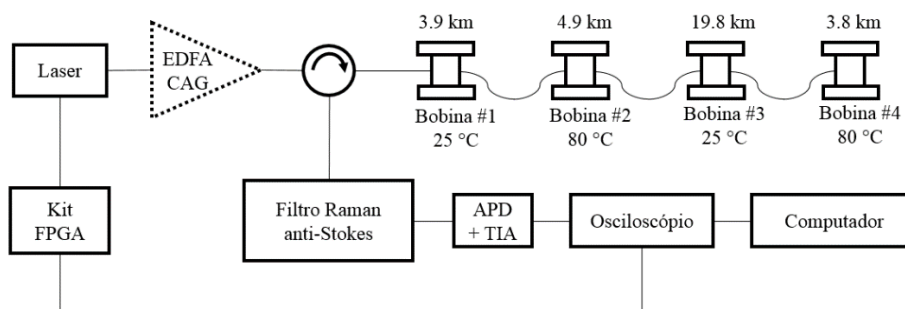


Figura 5-22: Diagrama de blocos da montagem experimental usado na comparação do uso ou não do EDFA no sistema.

Nesse estudo foram usados pulsos com 100 ns de largura, comprimentos de código usados de 7, 15, 31, 63, 127 e 255 bits, o controle de ganho foi mantido constante em todos os comprimentos de código e o ganho do EDFA foi de 4 dB.

A Figura 5-23 e a Figura 5-24 mostram, respectivamente, o alcance do sistema e a temperatura ao longo da distância na abordagem com código de 63 bits usando e não usando EDFA.

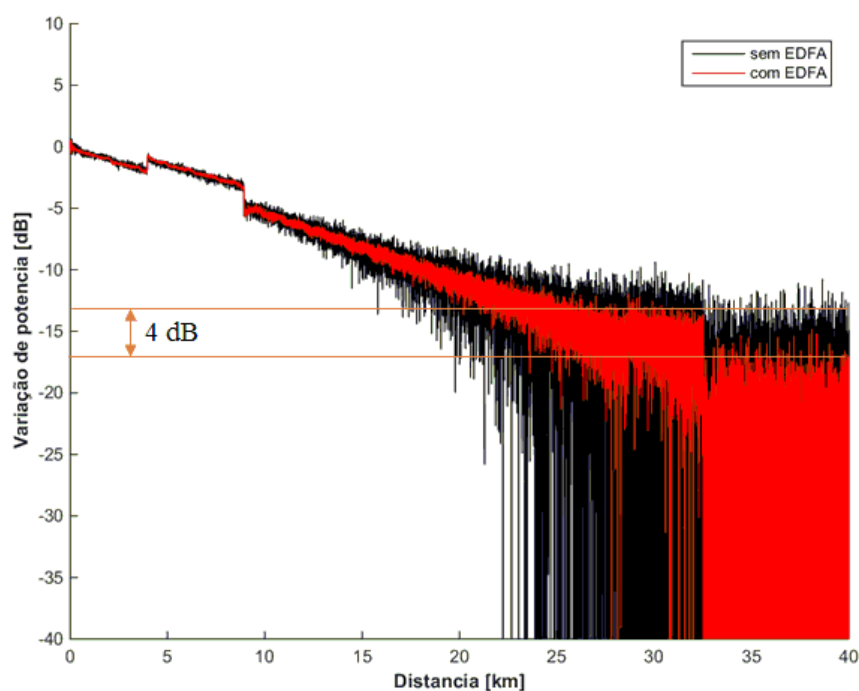


Figura 5-23: Alcance do sistema com e sem o uso do EDFA

Na Figura 5-23, vemos a melhora na relação sinal ruído do perfil obtido usando EDFA em relação ao traço adquirido sem o uso do amplificador. A melhora na relação sinal ruído proporciona um aumento no alcance de medição do DTS. Esse aumento de alcance é mostra-

do na diferença em dB do ruído de fundo do sistema (medido a partir do fim do enlace óptico). Conforme esperado o aumento do alcance de medição foi em torno de 4 dB, cerca de 16 km.

A Figura 5-25 mostra dois perfis de temperatura em função da distância, de forma qualitativa é mostrado o aumento na resolução da temperatura. Entendesse por essa melhora um valor de pico a pico menor ao longo do traço obtido usando o EDFA quando comparado com o traço obtido sem o uso do EDFA.

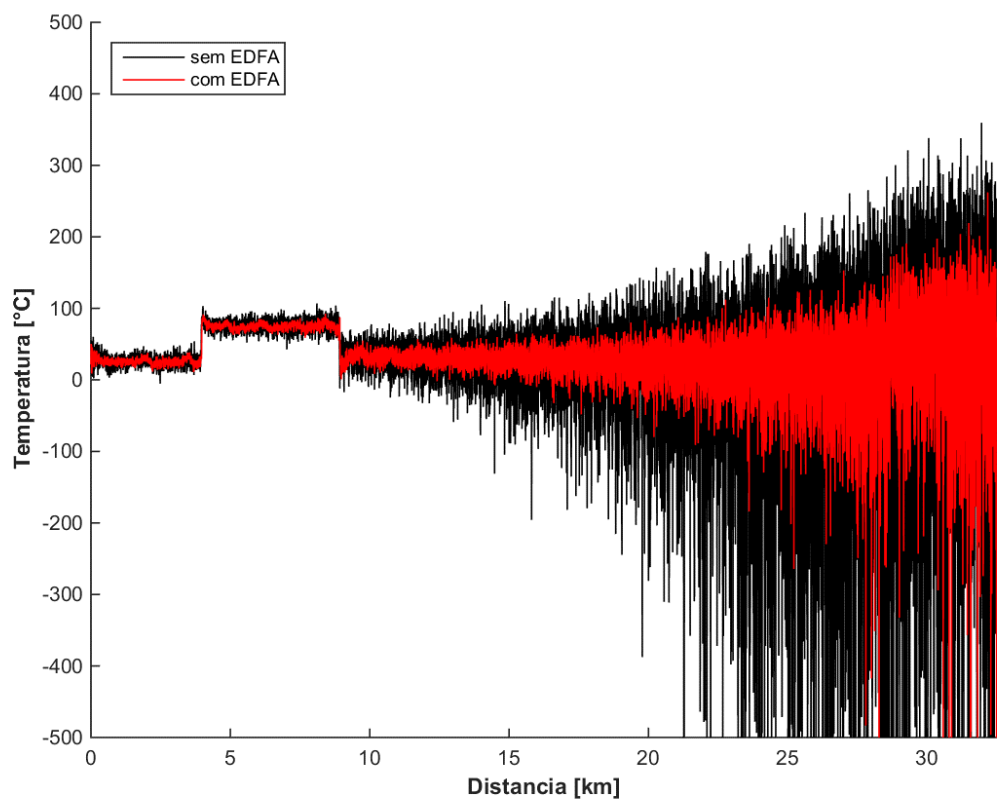


Figura 5-24: Resolução de temperatura ao longo da distância com e sem o uso do EDFA

A Figura 5-25 mostra a evolução do aumento da resolução de temperatura função do comprimento do código para as situações de simplex code com e sem EDFA.

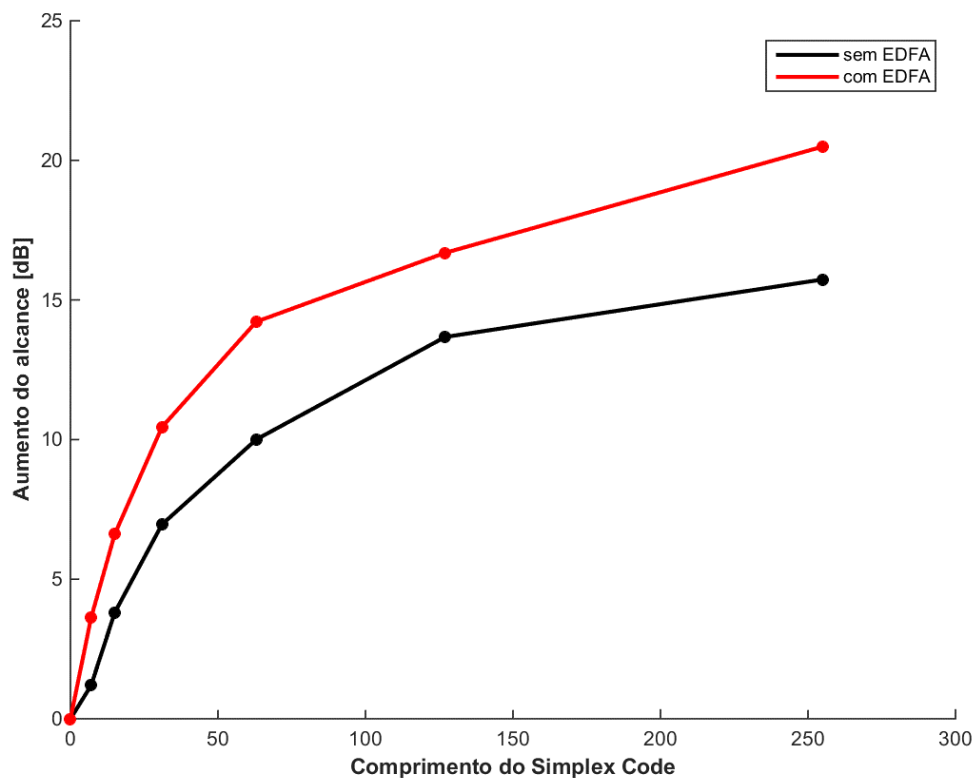
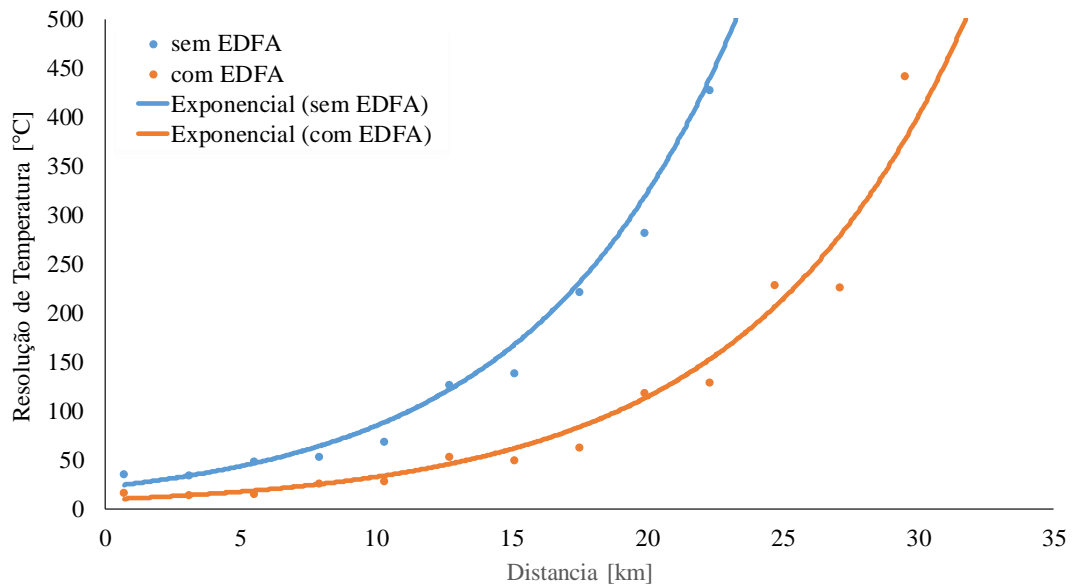


Figura 5-25: Comparação entre o aumento do alcance em função do comprimento do código com e sem EDFA.

Conforme esperado, o alcance do sistema mostrou-se maior quando o EDFA foi usado. A diferença de alcance entre traços obtidos com e sem EDFA, porém com o mesmo comprimento de código manteve-se em cerca de 4 dB, conforme esperado uma vez que esse é o ganho do amplificador

A Figura 5-26 mostra a resolução de temperatura em função da distância para a condição de 63 bits de comprimento de código.



Conforme esperado a resolução de temperatura foi melhor quando o EDFA foi implementado no sistema. Na Figura 5-26 pode-se verificar que o uso do simplex code em conjunto com o EDFA aumenta o desempenho do DTS em relação à resolução de temperatura. Ainda na considerando a distância de 10 km, por exemplo, temos que a resolução de temperatura na condição sem EDFA foi que cerca de 75°C e usando o EDFA a resolução foi de 45°C, ou seja, uma melhora na resolução de temperatura próxima a de 30°C. Portanto, considerando o uso do EDFA em um sistema DTS codificado temos um melhor desempenho em alcance e resolução de temperatura quando comparado a um sistema sem amplificador.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma forma de mitigar os efeitos do EDFA quando sinais do tipo rajada são amplificados, tornando assim seu uso viável em sensores distribuídos de temperatura que operam com sinais codificados.

Foi apresentada uma visão geral de sensores a fibra óptica, apresentando as principais características, aplicações, vantagens e limitações, além das técnicas de medição mais utilizadas para esse tipo de sensor. Também foi mostrada uma breve revisão do espalhamento Raman em fibras ópticas como base para o entendimento dos sensores distribuídos de temperatura que utilizam esse efeito como mecanismo de funcionamento.

Foi explorado o uso de técnicas de processamento digital de sinais para diminuição de ruído na implementação de um sensor distribuído de temperatura. Esse estudo foi focado nas técnicas Simplex Code e Média foi realizado através de simulações e de forma experimental. Realizamos a comparação entre sensores distribuídos de temperatura operando de modo tradicional (pulso único) e codificado (Simplex code) sem o uso de EDFA, nesse caso alcançamos uma extensão no alcance de cerca de 7.5 dB (12,2 km) e uma melhoria na resolução de temperatura de $100^{\circ}\text{C}@5\text{km}$.

Amplificadores ópticos do tipo EDFA foram abordados e seus efeitos na amplificação de sinais do tipo rajada (Simplex code) foram avaliados. Uma forma para a mitigação desse efeito foi proposta e verificada de forma experimental. O uso de EDFA em sensores distribuídos de temperatura mostrou-se viável quando este é implementado com controle de ganho, tal controle impede que o sinal de retro espalhamento fique distorcido, além de incrementar ganho a esse sinal, aumentando o alcance e a resolução de temperatura do sistema DTS.

Comparamos o sensor de temperatura distribuído operando com codificação (Simplex code) com e sem o use do EDFA, usando o amplificador obtivemos uma extensão no alcance de 4 dB (6,5 km) e uma melhoria na resolução de temperatura de $30^{\circ}\text{C}@10\text{ km}$.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. K. Brian Culshaw, “Fiber-Optic Sensing: A Historical Perspective,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 26, 2008.
- [2] M. A. S. Hernández, “Advanced Techniques for distributed optical fiber sensors based on Raman and Brillouin scattering,” Scuola Superiore Sant' Anna, Pisa - Italia, 2011.
- [3] B. Culshaw, “Optical Fiber Sensor Technologies: Opportunities and—Perhaps—Pitfalls,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 22, 2004.
- [4] F. T. S. Yu e S. Yin, *Fiber Optic Sensors*, Nova York: Marcel Dekker, Inc., 2002.
- [5] B. Lee, “Review of the present status of optical fiber sensors,” *Optical Fiber Technology*, vol. 9, n° 2, pp. 57-59, 2003.
- [6] N. D. Y.-J. R. J. L. Fei Peng, “Real-Time Position and Speed Monitoring of Trains Using Phase-Sensitive OTDR,” *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, pp. 2055-2057, 15 Outubro 2014.
- [7] S. W. H. a. H. A. Moh. Yasin, *Optical Fiber Sensors*, Intech, 2012.
- [8] L. A. Ribeiro, “Espalhamento Raman em fibras ópticas com aplicação em sensores distribuídos de temperatura,” Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, São José dos Campos - SP - Brasil, 2011.
- [9] C. Cuadrado-Laborde, *Current Trends in Short- and Long-period Fiber Gratings*, Intech, 2013.
- [10] J. F. d. Nascimento, “Sensor multiponto de corrosão baseado em reflectometria amplificada em fibra óptica,” Universidade Federal de Pernambuco, Recife - PE - Brasil, 2013.
- [11] X. Bao e L. Chen, “Recent Progress in Distributed Fiber Optic Sensors,” *Sensors*, n° 12, pp. 8601-8639, 06 2012.
- [12] J. F. Rosseto, “Sensores Distribuídos Utilizando Efeitos Não-Lineares em Fibras Ópticas para a Aplicação em Estruturas Inteligentes,” Campinas, 2004.
- [13] C. V. Raman e K. S. Krishnan, “A New Type of Secondary Radiation,” *Nature*, vol. 121, n° 3048, pp. 501-502, 1928.
- [14] American Chemical Society; Indian Association for the Cultivation of Science, *The Raman Effect*, 1998.

- [15] Julho 2015. [Online]. Available: <http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1930/>.
- [16] A. H. Hartog, A. P. Leach e M. P. Gold, "Distributed temperature sensing in solid-core fibres," *Electronics Letters*, vol. 21, n° 23, pp. 1061-1062, Novembro 1985.
- [17] G. Bolognini e A. Hartog, "Raman-based fibre sensors: Trends and applications," *Optical Fiber Technology*, vol. 19, pp. 678-68, 2013.
- [18] J. J. Smolen e A. v. d. Spek, *Distributed Temperature Sensing*, 2013.
- [19] A. Ukil, H. Braendle e P. Krippner, "Distributed Temperature Sensing: Review of Technology and Applications," *IEEE SENSORS JOURNAL*, vol. 12, n° 5, pp. 885-892, 2012.
- [20] Electric Power Research Institute, *Application of Fiber-Optic Distributed Temperature Sensing to Power Transmission Cables at BC Hydro*, 2002.
- [21] Electric Power Research Institute, *Distributed Fiber-Optic Temperature Sensors for Power Transformer Applications*, 2004.
- [22] AP Sensing Advanced Photonic, *Coal Conveyor Belt Monitoring*, 2012.
- [23] A. A. Khan, V. Vrabie, G. D'Urso e J. I. Mars, "SVD based automated dike monitoring system using DTS data," em *34th Annual Conference of IEEE IECON Industrial Electronics*, Orlando, 2008.
- [24] S. Tyler, D. Holland, V. Zagorodnov, A. Stern, C. Sladek, S. Kobs, S. White, F. Suárez e J. Bryenton, "Using distributed temperature sensors to monitor an Antarctic ice shelf and sub-ice-shelf cavity," *Journal of Glaciology*, vol. 59, n° 512, pp. 583-591, Julho 2013.
- [25] Fortum, *Dam Monitoring Using a Fiber-Optic Temperature Sensor*.
- [26] G. Bolognini e A. Hartog, "Raman-based fibre sensors: Trends and applications," *Optical Fiber Technology*, vol. 19, pp. 678-688, 2013.
- [27] H.-P. p. books, *Fiber Optic Test and Measurement*, D. Derickson, Ed., Michigan: Prentice Hall PTR, 1998.
- [28] M. Zhong e Y. Xie, "The Application of Hadamard Matrixes in the SNR Enhancement of Optical Time-Domain Reflectometry (OTDR)," em *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 2008.
- [29] D. Lee, H. Yoon, Y. K. Na, L. Hansuek e P. Namkyoo, "Analysis and Experimental Demonstration of Simplex Coding Technique for SNR Enhancement of OTDR," em *Lightwave Technologies in Instrumentation and Measurement*, 2004.
- [30] S. Muhammad, H. Mehmood, A. Nasseem e A. Abbas, "Hybrid Coding Technique for Pulse Detection in an Optical Time Domain Reflectometer," *RADIOENGINEERING*,

vol. 21, nº 1, pp. 624 - 631, Abril 2012.

- [31] N. J. S. Martin Harwit, Hadamard Transform Optics, New York: Academic Press, 1979.
- [32] H. Y. P. K. J. P. N. P. Duckey Lee, "Optimization of SNR Improvement in the Noncoherent OTDR Based on Simplex Codes," *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, JANUARY 2006.
- [33] J. C. R. F. de Oliveira, "Projeto de EDFAs com Controle Automático de Ganho Totalmente Óptico para Aplicações em Redes WDM," Campinas, 2004.
- [34] G. P. Agrawal, Fiber-Optic Communication System, Rochester, 2002.
- [35] G. Bolognini, J. Park, M. Soto, N. Park e F. Di Pasquale, "Analysis of distributed temperature sensing based on Raman scattering using OTDR coding and discrete Raman amplification," 2006.
- [36] J. P. A. C. N. P. a. F. D. P. G. Bolognini, "Improved Performance in Raman-based Distributed Temperature Sensing with coded OTDR and Discrete Raman Amplification," em *Optical Society of America*, 2006.
- [37] J. C. R. F. Oliveira, J. B. Rosolem e A. C. Bordonalli, "All-Optical Gain Controlled EDFA: Design and System Impact," *Telecommunications and Networking*, vol. 3124, pp. 727-734, 2004.

**APÊNDICE A – MELHORIAS EM SISTEMAS DTS USANDO TRANSMISSÃO DE
CÓDIGOS CÍCLICOS E EDFAS COM CONTROLE DE GANHO**

Melhorias em sistemas DTS usando transmissão de códigos cíclicos e EDFAs com controle de ganho

F. R. Bassan*, J. P. V. Fracarolli, C. Florida, J. B. Rosolem
 Diretoria de Laboratórios e Infraestrutura de Redes
 CPqD – Centro de Pesquisas e Desenvolvimento em
 Telecomunicações
 Campinas, Brasil
 *fbassan@cpqd.com.br

F. Fruett
 Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
 UNICAMP – Universidade de Campinas
 Campinas, Brasil
 fabiano@dsif.fee.unicamp.br

Resumo— Nesse artigo apresentamos uma comparação entre dois métodos para aumentar a relação sinal ruído (SNR, Signal to Noise Ratio) de sinais retroespalhados em fibras ópticas. Um dos métodos consiste em fazer médias do sinal e o outro no uso do código Scode (Simplex Code) em conjunto com processamento digital de sinais (DSP, Digital Signal Processing). Esses métodos são utilizados em sistemas ópticos de sensoriamento distribuído de temperatura (DTS, Distributed Temperature Sensing) que utilizam o efeito do retroespalhamento Raman. Estas comparações são apresentadas através de simulações e de experimentos de laboratório em fibras monomodo com o uso de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs, Erbium Doped Fiber Amplifier) com e sem controle de ganho.

Keywords— DTS, DSP, Scode, SNR, Raman, Sensor Distribuído de Temperatura.

I. INTRODUÇÃO

Sistemas ópticos de sensoriamento distribuído de temperatura (DTS) vêm sendo utilizados em diferentes áreas de aplicação, tais como no monitoramento da temperatura de linhas de transmissão de energia [1] e na detecção de incêndio e vazamentos [1,2]. A passividade da fibra óptica também permite que esse tipo de sensoriamento possa ser aplicado em ambientes explosivos, nucleares e com alta interferência eletromagnética. Além disso, outra importante característica desse tipo de sistema é que a temperatura pode ser monitorada ao longo de dezenas quilômetros [3] utilizando apenas a fibra óptica como sensor.

Vários esforços vêm sendo realizados para aumentar a capacidade de sistemas DTS [4]-[5] e um ponto importante para esse desenvolvimento está relacionado ao aumento da SNR do sinal retroespalhado, uma vez que esse sinal possui baixíssima potência óptica e está imerso em ruído.

Nesse artigo exploramos uma técnica em que são usados pulsos codificados (Scode) e comparamos com a técnica convencional onde apenas um pulso é lançado na fibra óptica. Além disso, demonstramos também pela primeira vez que o uso de amplificadores a fibra dopada com érbio (EDFAs) com controle de ganho permitem o aumento do nível de sinal sem incorrer em distorções devido aos transientes em baixas

frequências [6]. A seção II descreve um sistema óptico DTS que utiliza o retroespalhamento Raman para determinar a temperatura ao longo da fibra óptica. A seção III descreve os dois métodos para medição do sinal retroespalhado. Essas técnicas são avaliadas na seção IV através de simulações e na seção V através de experimentos realizados em fibras monomodo, com o uso de amplificadores a fibra dopada com érbio com e sem controle de ganho. As conclusões são apresentadas na seção VI.

II. DTS-RAMAN

A medição da temperatura usando o efeito Raman é baseada na relação de intensidade de potência óptica (I_S e I_{AS}) presente, respectivamente, nos comprimentos de onda dos retroespalhamentos Stokes e Anti-Stokes (λ_{ST} e λ_{AS}) criados por um sinal de bombeio λ_{SB} . Essa relação de potências é dada por (1) [4]:

$$\frac{I_{AS}}{I_S} \propto \exp\left(\frac{h\Delta\nu}{kT}\right) \quad (1)$$

Sendo que h é a constante de Planck, k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta e $\Delta\nu$ é a distância entre as frequências dos campos Stokes e Anti-Stokes. A Fig. 1 apresenta um espectro qualitativo das componentes Stokes λ_{ST} e Anti-Stokes λ_{AS} geradas a partir de um sinal de alta intensidade de bombeio.

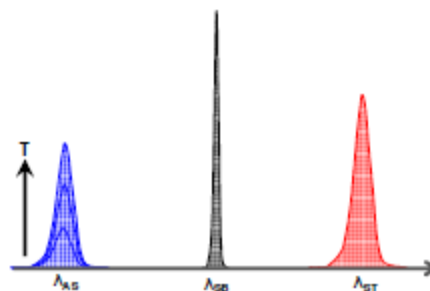


Fig. 1. Imagem representativa das componentes espectrais do retroespalhamento Raman.

Para aproveitar a característica de distribuição de eventos espacialmente proporcionada pelos retroespalhamentos na fibra óptica, o sinal de bombeio λ_{SB} é geralmente modulado por pulsos rápidos usando a técnica OTDR (Optical Time Domain Reflectometry), técnica esta muito conhecida pelo seu uso na caracterização de atenuação de enlaces de fibra óptica, neste caso medindo-se o retroespalhamento Rayleigh. A Fig. 2 ilustra um diagrama de blocos de um sistema DTS convencional.

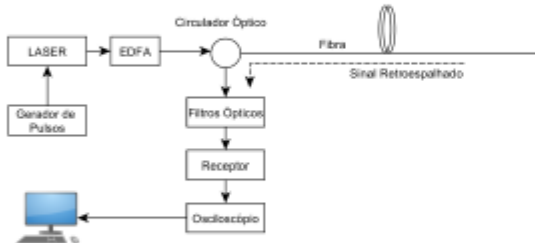


Fig. 2. Diagrama de blocos de um sistema DTS convencional.

Nesse diagrama, o bloco gerador de pulsos é responsável pela modulação de um laser semiconductor em 1550 nm cujo sinal de saída é amplificado por um EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier). Já amplificado, esse sinal é acoplado a uma fibra óptica (sensor) por um circulador óptico. O sinal retroespalhado passa por um conjunto de filtros ópticos para que somente a região do espectro correspondente aos retroespalhamentos Raman Stokes e Anti-Stokes sejam enviados aos receptores ópticos, onde são convertidos para o domínio elétrico. Os sinais, agora no domínio elétrico, são enviados a uma placa de aquisição de dados de um osciloscópio digital onde as amostras dos retroespalhamentos são salvas. Após a amostragem, os dados são enviados a um computador para serem processados.

Uma vez que se desejam sistemas com alta resolução espacial, tipicamente da ordem de metros, a largura do pulso transmitido deve ser estreito, da ordem de 10^{-9} segundos. Mas o nível do sinal retroespalhado é diretamente proporcional à largura do pulso de tal forma que aumentar a resolução espacial implica na detecção de sinais de baixíssima intensidade, que estão misturados com uma série de ruídos do sistema de recepção.

O retroespalhamento Anti-Stokes é mais sensível à temperatura e também o mais difícil de ser detectado devido à baixíssima potência óptica e a quantidade de ruído presente no sinal. Normalmente, o nível da potência do retroespalhamento Anti-Stokes gerado pelo efeito Raman é cerca de 30 dB inferior ao retroespalhamento Rayleigh (usado em OTDRs convencionais).

Devido a esses fatores, o uso de técnicas para o aumento da SNR torna-se indispensável para a recuperação desse sinal e consequente informação de temperatura nos sistemas DTS.

III. TÉCNICAS PARA AUMENTAR A SNR

Na abordagem tradicional (método das médias), um pulso de curta duração é lançado na fibra óptica a uma frequência que depende do comprimento da fibra sensora. Os sinais retroespalhados são amostrados, armazenados e finalmente é realizada a média aritmética do conjunto de amostras obtendo o perfil do retroespalhamento.

Utilizando a técnica de pulsos codificados, é lançada na fibra óptica uma sequência de pulsos derivada da matriz de Hadamard chamada Scode. Os sinais retroespalhados são amostrados e armazenados e os dados colhidos são processados digitalmente utilizando a transformada de Hadamard [6].

Considerando que o ruído presente no retroespalhamento não está correlacionado ao sinal e possui média zero, temos que a aplicação do método das médias reduz a amplitude do ruído em um fator conforme mostrada em (2) [7].

$$\frac{1}{\sqrt{M}} \quad (2)$$

O ganho da relação sinal ruído (SNR) da codificação Scode comparado com o método das médias é dado por (3) [7]-[9].

$$\frac{L+1}{2\sqrt{L}} \quad (3)$$

Na Equação (2) M representa a quantidade de médias do sinal e, na Equação (3), L representa o comprimento (quantidade de bits) do Scode utilizado.

A Fig. 3 mostra o ganho em SNR referente ao uso da técnica Scode, comparado com a metodologia tradicional [9].

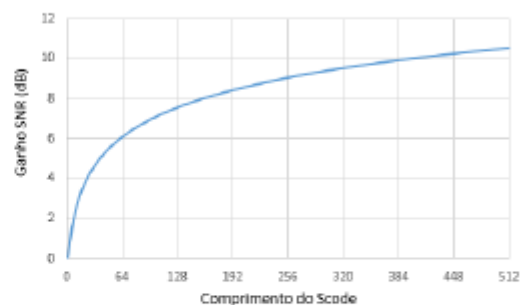


Fig. 3. Ganho em SNR (dB) em relação ao comprimento do Scode.

IV. SIMULAÇÃO

No intuito de comparar os métodos de aumento de SNR em sinais retroespalhados e compreensão da técnica Scode foi realizada uma simulação usando o software Matlab.

A seguir, os algoritmos usados para realizar a simulação, assim como os resultados obtidos serão mostrados e discutidos.

A. Método das Médias

O primeiro método a ser observado foi o das médias. A Fig. 4 mostra o algoritmo utilizado para realizar os estudos desse método de redução de ruído.

1 - Criar matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	$a_{1x10000}$
	a_{2x1}	a_{2x2}	$a_{2x10000}$

	a_{nx1}	a_{nx2}	$a_{nx10000}$
2 - Inserir o sinal em todas as linhas da matriz	0000_1			
	0000_2			

	0000_n			
3 - Adicionar ruído ao sinal	0000_1			
	0000_2			

	0000_n			
4 - Calcular a média das linhas				

Fig. 4. Algoritmo utilizado para o estudo do método das médias

O primeiro passo foi criar uma matriz de zeros contendo n vetores (linhas) com 10000 pontos (colunas) [7]. Em seguida, um sinal com amplitude de uma unidade foi inserido em todas as linhas da matriz começando na coluna 1000 e terminando na coluna 1030. Esse é o sinal a ser recuperado.

O próximo passo foi adicionar ruído ao sinal. Logo, cada elemento dessa matriz foi somado a um número aleatório com amplitude variando entre 0 e 10 unidades e, por fim, foi calculada a média entre as n linhas da matriz.

A fim de verificar a diminuição do ruído e recuperação do sinal para diferentes quantidades de médias, foram usadas matrizes contendo 63, 127 e 255 linhas. A Fig. 5 mostra o resultado das simulações.

Na Fig. 5 pode ser verificado que o ruído é maior quando a quantidade de médias é menor e conforme a quantidade de médias aumenta o ruído diminui, ou seja, a quantidade de médias é proporcional ao aumento da relação sinal ruído.

B. Método Scode

Nessa seção será abordada a simulação do método de redução de ruído usando o código Scode. Esses códigos são derivados da matriz normalizada de Hadamard que contém $N \times N$ elementos com valores de -1 e 1.

Os códigos Scode são obtidos retirando a primeira linha e a primeira coluna da matriz de Hadamard e substituindo os valores de -1 para 1 e 1 para 0. Cada linha do Scode corresponde a uma linha da matriz de Hadamard após essas modificações [7]-[8].

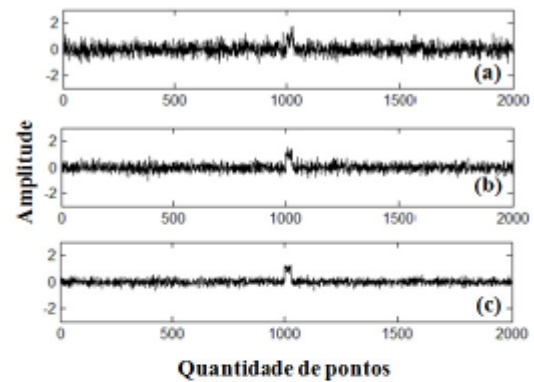


Fig. 5. Resultados da simulação para (a) 63 médias, (b) 127 médias e (c) 255 médias. (Limitado em 2000 para melhor visualização).

A Fig. 6 mostra o algoritmo usado para verificar o comportamento da codificação na redução de ruído.

1 - Criar matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	$a_{1x10000}$
	a_{2x1}	a_{2x2}	$a_{2x10000}$

	a_{nx1}	a_{nx2}	$a_{nx10000}$
2 - Inserir o Scode em todas as linhas da matriz	0000_1			
	0000_2			

	0000_n			
3 - Adicionar ruído ao sinal	0000_1			
	0000_2			

	0000_n			
4 - Multiplicar Scode ⁻¹ pela matriz Scode+Ruído	$(Scode^{-1} \cdot (Scode + Ruído))$			
5 - Deslocamento das linhas da matriz	a_{1x1}	a_{1x2}	$a_{1x10000}$
	a_{2x1}	a_{2x2}	a_{2x10}

	$a_{nx(n-1)}$	$a_{nx(n-1)}$	$a_{nx(n-1)}$
6 - Média das linhas da matriz deslocada				

Fig. 6. Algoritmo utilizado para o estudo do uso da codificação Scode.

Assim como no método anterior, o primeiro passo foi criar uma matriz de zeros contendo n vetores (linhas) com 10000 pontos (colunas), em seguida foi inserido em cada linha da matriz, iniciando na coluna 1000, uma linha de código Scode. A amplitude do Scode, assim como no método anterior, foi de uma unidade.

O terceiro passo foi adicionar ruído ao sinal. As características do ruído são idênticas às usadas no método anterior, ou seja, cada elemento da matriz foi somado a um número aleatório com amplitude variando de -5 a 5.

A quarta operação foi multiplicar a matriz Scode somada ao Ruído pela matriz inversa de Scode (S^{-1}) [7]. Em seguida foi realizado um deslocamento nas linhas da matriz resultante, esse deslocamento é iniciado na segunda linha da matriz resultante e finalizado na última linha e é feito deslocando cada elemento para a esquerda de acordo com (4).

$$(n-1)Lp \quad (4)$$

Sendo que n é o número da linha e Lp é a largura do pulso. Nessa simulação a largura do pulso contemplava 30 colunas de uma linha. Essa largura de pulso é idêntica à usada no método anterior. Após o deslocamento é realizada a média entre as n linhas da matriz.

A simulação foi feita usando Scode de 63, 127 e 255 linhas para verificar a atenuação do ruído para alguns comprimentos de código. Os resultados são apresentados na Fig. 7.

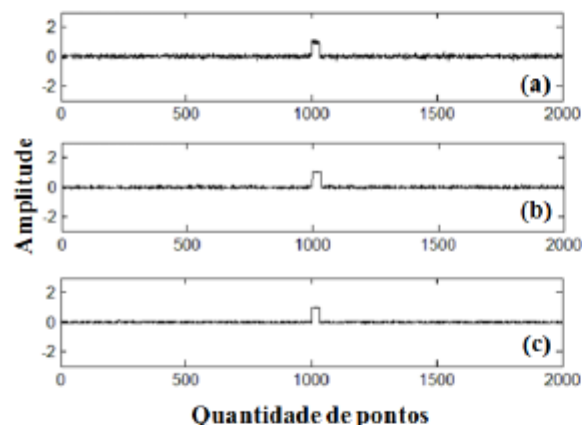


Fig. 7. Resultados da simulação usando Scode para (a) 63 bits de código, (b) 127 bits de código e (c) 255 bits de código. (Limitado em 2000 para melhor visualização).

Na Fig. 7 podemos observar que a SNR é maior quando foi usado o Scode de maior comprimento. Comparando os resultados das duas simulações (Fig. 5 e Fig. 7) podemos verificar que o uso da codificação Scode supera o método das médias com relação ao aumento da SNR do sinal.

A próxima seção mostra o estudo desses dois métodos em um aparato experimental. O objetivo é observar o comportamento da SNR de um sinal retroespalhado Raman Anti-Stokes.

V. EXPERIMENTOS

Com o objetivo de avaliar os métodos de redução de ruído em uma situação prática o experimento mostrado no diagrama de blocos a seguir foi montado.

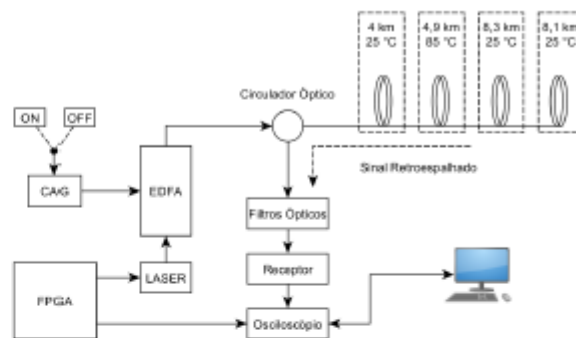


Fig. 8. Diagrama da montagem experimental para verificação do desempenho das técnicas de medição do retroespalhamento.

Na montagem experimental usamos um FPGA (Field Programmable Gate Array) para gerar tanto os pulsos unitários quanto a codificação para modular um laser. Além disso, esse dispositivo é responsável por enviar o sinal para iniciar a aquisição de dados no osciloscópio. Foi utilizado um laser semiconductor tipo Fabry-Perot (FP) com potência óptica da ordem de 20 mW e a largura de pulso usada foi de 100 ns em todas as abordagens. O sinal do laser é amplificado pelo EDFA e acoplado à fibra óptica por meio de um circulador óptico. Esse componente funciona como um elemento óptico direcional, ou seja, o sinal óptico é conduzido na direção do laser para a fibra óptica e na direção da fibra óptica para os filtros ópticos. Nas outras direções o sinal é bloqueado. O retroespalhamento óptico passa por um conjunto de filtros ópticos e somente a parte do espectro referente ao retroespalhamento Raman Anti-Stokes é entregue ao Receptor composto por um APD (Avalanche Photodiode), TIA (Transimpedance Amplifier) e estágios de amplificação adequados para detectar o sinal de interesse. No receptor, o sinal óptico é convertido para o domínio elétrico e enviado ao osciloscópio para ser amostrado e armazenado. Nesse experimento usamos um enlace de fibra óptica monomodo de 25,3 km distribuídas conforme mostrado na Fig. 8. Uma parte do enlace (4,9 km) foi exposta a uma temperatura de 85°C dando origem a um nível maior no efeito Raman Anti-Stokes.

O amplificador óptico EDFA foi utilizado na saída do laser para aumentar significativamente a potência do laser. No entanto conforme descrito em [3]-[5] EDFAs degradam a resposta temporal em sistemas pulsados de baixa frequência de repetição, que é o caso de sistemas DTS que operam em distâncias acima de 10 km. Para evitar este inconveniente pela primeira vez demonstramos o uso de um EDFA com controle de ganho óptico [6] que permite o aumento do nível de sinal sem incorrer em distorções devido aos transientes em baixas frequências. O controle automático de ganho (CAG) do EDFA foi inserido na intenção de comparar a influência desse componente com e sem controle de ganho, nos sinais retroespalhados.

Após a aquisição de todos os sinais, os dados são processados em um computador pelos mesmos algoritmos usados nas simulações. Para a aquisição de sinais o osciloscópio foi configurado para amostrar e salvar o sinal

retroespalhado durante uma janela de 500 us. A aquisição foi iniciada por um comando vindo do FPGA.

No método das médias o processo de lançamento e aquisição de sinais descritos anteriormente foi repetido 6300 vezes. Isso significa que o traço resultante possui a média de 6300 traços. Usando o Scode, na intenção de manter a mesma quantidade de traços amostrados, cada linha de código foi lançada e amostrada 100 vezes. Nesse experimento usamos uma matriz Scode com 63 linhas, portanto, resultando no mesmo número de traços do método das médias. Cada linha era composta por 63 bits (1 ou 0) e, considerando a largura do pulso de 100 ns, temos que o laser foi modulado a uma frequência de 5 MHz. O intervalo usado entre o lançamento tanto de pulsos como de linhas de código foi de 1 segundo, resultando em um tempo de aquisição de dados de cerca de 105 minutos. O tempo de processamento pode ser desprezado frente ao tempo de aquisição de dados.

As seções a seguir tratam da análise experimental dos casos possíveis de uso para as variações considerando EDFA com e sem controle automático de ganho e os métodos de aumento de SNR.

A. Comparação experimental usando EDFA sem controle automático de ganho

Nessa seção serão avaliados os métodos de aumento de SNR pela média e com o uso do Scode usando EDFA como CAG desativado (sem controle automático de ganho). A Fig. 9(a) mostra a forma de onda do retroespalhamento Raman anti-Stokes usando um único pulso temporal e a Fig. 9(b) mostra a forma de onda do retroespalhamento Raman anti-Stokes usando o Scode.

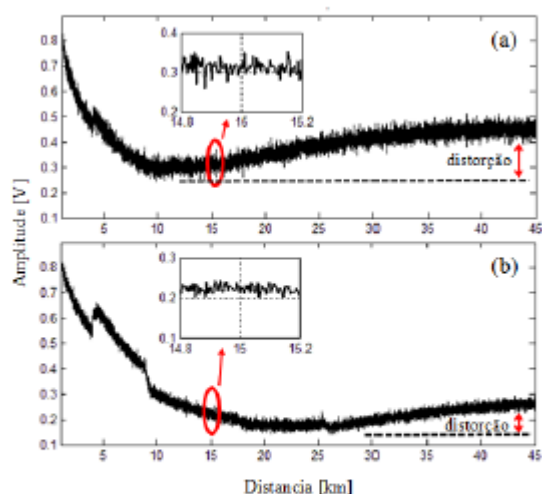


Fig. 9. Resultado experimental da comparação entre os métodos de médias (a) e Scode (b), usando EDFA sem controle de ganho.

Analisando qualitativamente as Figs. 9(a) e (b) podemos notar que o traço processado pelo método usando Scode

possui maior SNR que o traço de um apenas um pulso. Além disso, verificamos uma distorção em ambos os traços causada pelos transientes em baixas frequências da emissão espontânea amplificada (ASE) do EDFA.

Para uma análise quantitativa foram inseridos detalhes na Fig. 9 (a) e (b), a fim de verificar a amplitude do ruído. No método das médias (Fig. 9 (a)) temos que a amplitude do ruído é de 0,1 V enquanto que na Fig. 9 (b) essa amplitude é de 0,05 V, duas vezes menor.

B. Comparação experimental usando EDFA com controle automático de ganho

Nesse caso o CAG do EDFA foi ativado e novamente os métodos de aumento de SNR foram analisados. As Figs. 10(a) e (b) mostram os perfis de retroespalhamento Raman anti-Stokes.

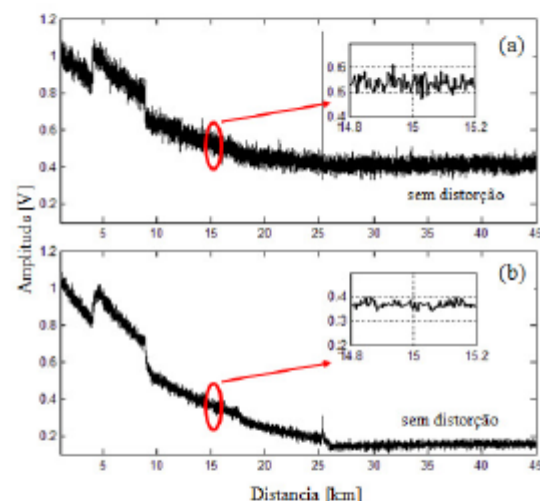


Fig. 10. Resultado experimental da comparação para os métodos de médias (a) e Scode (b), usando EDFA com controle de ganho.

Mais uma vez em uma análise qualitativa verificamos uma melhor SNR quando o método Scode é utilizado (Fig. 10(b)). Também podemos notar que, devido a implementação do controle automático de ganho, não ocorre distorção no sinal retroespalhado devido aos transientes em baixas frequências da ASE do EDFA.

Resultados quantitativos podem ser vistos nos detalhes da Fig. 10 (a) e (b), nesse caso temos que a amplitude do ruído é, novamente, cerca de duas vezes menor quando usamos o método Scode.

VI. CONCLUSÃO

Nesse artigo apresentamos algumas técnicas para a melhoria na detecção e processamento de sinais retroespalhados através do uso da codificação Scode e EDFA com controle automático de ganho. As simulações e os testes experimentais apresentaram bons resultados iniciais,

indicando que o uso de codificação e decodificação em conjunto com EDFAs podem ser empregados para que características como alcance e resolução de sistemas baseados em sinais retroespalhados como, por exemplo, DTS e OTDRs sejam aprimoradas.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] Signorini, A., Nannipieri, T. and Di Pasquale, F., "High Performance Distributed Optical Fiber Sensors based on Raman Scattering", FIO, 2012.
- [2] Smolen, J.J.; van der Spek, A. Distributed Temperature Sensing: A DTS Primer for Oil and Gas Production; Shell International Exploration and Production: The Hague, The Netherlands, pp. C3-C4, 2003.
- [3] Bolognini, G., Park, J., Chiuchiarelli, A., Park, N., and Di Pasquale, F., "Improved Performance in Raman-Based Distributed Temperature Sensing with Coded OTDR and Discrete Raman Amplification," in Optical Fiber Sensors, paper ThE45, 2006.
- [4] Signorini, A., Faralli, S., Soto, M. A., Sacchi, G., Baronti, F., Barsacchi, R., Lazzeri, A. et al, "40 km Long-Range Raman-Based Distributed Temperature Sensor with Meter-Scale Spatial Resolution," in Optical Fiber Communication Conference, paper OWL2, 2010.
- [5] Bolognini, G., Park, J., Kim, P., Lee, D., Di Pasquale, F., and Park, N., "Performance Enhancement of Raman-Based Distributed Temperature Sensors Using Simplex Codes," in Optical Fiber Communication Conference and Exposition and The National Fiber Optic Engineers Conference, paper OTuL1, 2006.
- [6] Oliveira, J. C. R. F., Rosolem, J. B. and Bordonall, A. C., "A multilevel gain all-optical gain-controlled EDFA with suppressed relaxation oscillations", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, 48, pp. 1222-1225, (2006).
- [7] Zhong, M., and Xie, Y., "The Application of Hadamard Matrixes in the SNR Enhancement of Optical Time-Domain Reflectometry (OTDR)" *Enformatika*, Vol. 18, p37, 2006.
- [8] Lee, D., Yoon, H., Kim, N. Y., Lee, H. and Park, N., "Analysis and experimental demonstration of simplex coding technique for SNR enhancement of OTDR", *Proceedings of the Lightwave Technologies in Instrumentation and Measurement Conference*, pp.118-122, 2004.
- [9] Park, Namkyoo; Lee, Jeonghwan; Park, Jonghan; Shim, Jae Gwang; Yoon, Hosung; Kim, Jin Hee et al., "Coded optical time domain reflectometry : principle and applications", *Passive Components and Fiber-based Devices IV.*, *Proceedings of the SPIE*, Volume 6781, 678129, 2007.

APÊNDICE B – RAMAN-BASED DISTRIBUTED TEMPERATURE SENSOR USING SIMPLEX CODE AND GAIN CONTROLLED EDFA

Raman-based Distributed Temperature Sensor using Simplex Code and Gain Controlled EDFA

F. R. Bassan^a, R.S. Penze^a, A. A. Leonardi^a, J. P. V. Fracarolli^a, C. Florida^a, J. B. Rosolem^a, F. Fruett^b

^a CPqD Foundation, R. Ricardo Benetton Martins, s/n, 13086-902, Campinas, SP, Brazil;

^b University of Campinas, Av. Albert Einstein, 400, 13083-852, Campinas, SP, Brazil

ABSTRACT

In this work we present a comparison between simplex coded and optical amplified simplex coded Raman based Distributed Temperature Sensing (DTS). An increase in performance is demonstrated using erbium doped fiber amplifier (EDFA) with proper gain control scheme that allows a DTS operates with simplex code. Using 63-bit simplex code and gain controlled EDFA we demonstrated the temperature resolution and dynamic range improvement in 16 °C @ 10 km and 4 dB, respectively.

Keywords: DTS, Simplex Code, Gain Controlled EDFA, AGC.

1. INTRODUCTION

Fiber-based Distributed Temperature Sensor (DTS) have been used in different areas, most common application includes power cable temperature monitoring, fire detection and pipeline leakage detection systems^{1,2}. The optical fiber passivity allows using DTS systems in explosive atmospheres, nuclear power plants and environments with high electromagnetic interference (EMI)³.

Raman-based DTS techniques are based mainly on Optical Time Domain Reflectometry (OTDR), and the temperature measurement is implemented by the ratio of Stokes and anti-Stokes (AS) backscattering signals⁴. Several efforts have been made to increase the Raman-based DTS system performance^{5,6} in the past years. Almost all of these developments aim to increase the signal-to-noise ratio (SNR) of the anti-Stokes backscattering signal, once this signal has some drawbacks, such as very low optical power and poor SNR.

Erbium Doped Fiber Amplifiers (EDFA) have been widely used to improve the range in optical telecommunications networks⁷, but for coded OTDR application other amplification technique such as lumped Raman amplifier (LRA) have been used due to the waveform distortion caused by the slow transient effect of EDFA⁶. Although LRA proved be a suitable solution to improve the DTS performance, this amplifier is more expensive than EDFAs, which are a common technology nowadays.

In this work, we explore simplex code amplified by a gain controlled EDFA in order to improve the anti-Stokes backscattering SNR. We also demonstrate for the first time to our knowledge that EDFA with gain control enables increasing the backscattering SNR without distortion due to low frequency transients.

2. RAMAN BASED DTS AND GAIN CONTROLLED EDFA

The temperature estimation on Raman based DTS is performed by monitoring the backscattering intensity of Stokes (I_{ST}) and anti-Stokes (I_{AS}) caused by a high intensity pulsed laser. This ratio can be approximately expressed as $(I_{AS}/I_{ST}) \propto \exp(h\Delta\nu/kT)$, where h is the Planck constant, k the Boltzmann constant, T the absolute temperature, and $\Delta\nu$ the separation between Raman anti-Stokes and Stokes light frequencies⁴.

The anti-Stokes is more sensitive to the temperature variation than the Stokes backscattering but it is difficult to be detected due to its very low optical power and consequent poor SNR. Typically, the anti-Stokes backscattering optical power is around 30 dB below the Rayleigh backscattering used in conventional OTDR equipment. Thus, to improve Raman-based DTS performance some techniques^{5,6} have been used in order to increase the backscattering traces SNR.

*fbassan@cpqd.com.br; phone 55 19 3705-4548; www.cpqd.com.br

Coding techniques provide significant SNR improvements. The code gain is defined as the ratio of SNR obtained with coded OTDR to the SNR obtained with conventional OTDR using the same number of measured traces. For simplex coding the code gain (G_{code}) can be quantified as $G_{code} = (L+1)/(2\sqrt{L})$, where L is the code length⁶.

Performance enhancement of coded DTS was previously demonstrated using simplex code and a co-pumped lumped Raman amplifier⁶. Although LRA proved to be a good approach, this amplifier uses a long dispersion shift fiber (DSF) and a high power fiber Raman laser which increase the size, cost and power consumption of the amplifier. On the other hand, EDFAs are widely used in optical telecommunication networks, few meters of erbium doped fiber and low power pump laser (200 mW) can be used to achieve the desired optical gain. Thus, EDFAs present low size, cost and power consumption when compared with LRAs.

Unfortunately, EDFAs present waveform distortion caused by the slow transient effect in typical burst signals such as simplex coded OTDR signals. These effects can be mitigated by a gain control scheme implemented in the EDFA. This method will be described in the next section.

3. EXPERIMENTAL SETUP

Figure 1 shows the experimental setup block diagram used to explore the DTS system based on simplex code and EDFA amplification. A field programmable gate array (FPGA) was used to modulate a Fabry Perot laser diode at 1536 nm (80 mW, 10 nm FWHM) according to the simplex code pattern and 100ns pulse width. The light pulses, amplified by a gain controlled EDFA, were injected into the fiber link through an optical circulator, the backscattered signals were filtered by a band pass filter (1445 - 1475 nm), used to avoid amplified stimulated emission (ASE) in the Raman anti-Stokes backscattering, and then coupled to the receiver. The receiver block was composed by an InGaAs avalanche photodiode (APD), a transimpedance amplifier (TIA) and electrical amplifier stages. After the receiver we used a Analog to Digital Converter (ADC) (200 MHz; 50 MS/s) embedded in a oscilloscope, the traces acquired were stored in a PC by a self-developed LabView Virtual Instrument (VI) and, processed using a Matlab script. The optical sensing link was composed by four spools of standard single mode fiber (SSMF) with lengths 3.9 km, 4.9 km, 19.8 km and 3.8 km. Spool #2 and spool #4 were exposed to a high temperature (80° C) and the others spools were left at room temperature (25° C).

Figure 2 shows the all-optical EDFA automatic gain control (AGC) block diagram, which was mounted using two identical add/drop centered at 1554.6 nm. The technique is based on a feedback loop where part of the amplified spontaneous emission (ASE), is dropped by the Add/Drop #2, passes through optical attenuator and is coupled back into its input by Add/Drop #1. The dropped channel is amplified by the EDFA and once again dropped by the Add/Drop #2 for a new feedback cycle. After several cycles, this control channel acquires enough power becoming a laser in the loop and compete with the Fabry Perot laser for the EDFA gain. As a result, assuming an appropriate loop attenuation level, the control channel power responds in accordance to the power fluctuations of the simplex code pattern, maintaining the EDFA gain practically constant at 1536 nm.

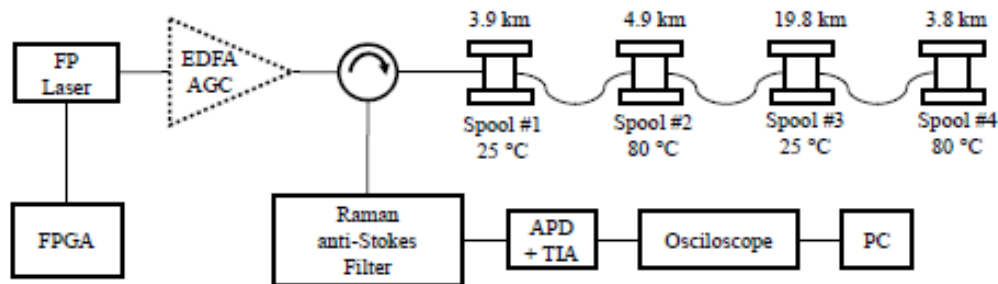


Figure 1: Experimental set-up block diagram

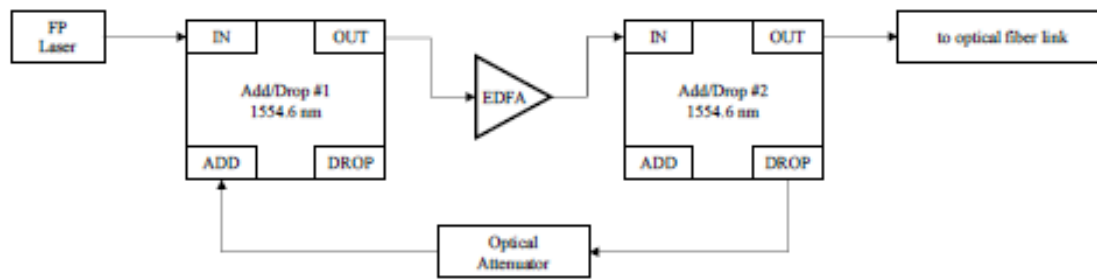


Figure 2: All-optical gain controlled EDFA block diagram

4. RESULTS

Figure 3 (a) reports the optical spectrum measured at the end of the optical link. Fabry Perot laser peaks can be observed at the 1530 nm region, the control channel (1554.6 nm) created by the add/drops is attenuated because this channel is dropped before the optical link.

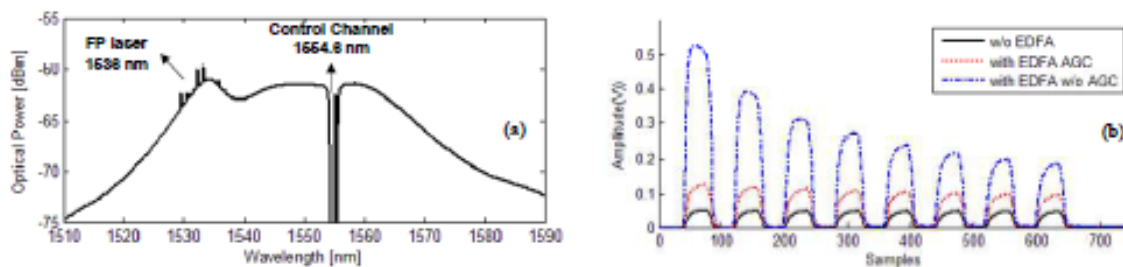


Figure 3: (a) Optical spectrum measured at the end of optical link and (b) EDFA gain control effect for a 15-bit simplex code word

Figure 3 (b) shows the results of the amplified coded pulsed laser in three conditions (without EDFA, with EDFA with AGC and EDFA without AGC) measured at the end of the fiber-sensing link using a 15-bit burst signal. The EDFA distortion is evident when the EDFA without AGC is implemented to amplify the simplex code burst signal, this distortion is strongly reduced when the AGC is employed. The attenuation on the control channel was adjusted to decrease the EDFA distortion and maintain the signal gain. In order to achieve the result shown in the Figure 3 (b) a 3 dB attenuation was applied to the control channel.

Figure 4 (a) shows the flatness gain in the bit sequence versus feedback loop attenuation. The flatness gain was measured as the gain variation on the amplitude of the first and the last simplex code bit 1 using a 15-bit simplex code word. As can be seen in the Figure 4 (a) flatness gain is better when the attenuation is low, but it implies that more optical power is used to control the EDFA gain.

In order to verify the SNR improvement provided by the gain controlled EDFA, the temperature estimation was performed using simplex coded OTDR and simplex coded OTDR with EDFA. Figure 4 (b) shows the traces of anti-Stokes backscattering after the decoding processes, in this case spools #1 and #3 (3.9 km and 19.8 km, respectively) were kept at room temperature and the spools #2 and #4 (4.9 km and 3.8 km, respectively) were heated at 80°C using a temperature controlled chamber. The enhancement in the dynamic range obtained was around 4 dB measured at the background noise.

In this experiment we acquired anti-Stokes traces using 100 ns pulse width, 63-bit simplex code and a total number of 63000 acquired traces (63x1000) being 1000 time averaging a single code word. Each trace spent 100 ms to be acquired, mainly limited by the processing time. Total processing time can be greatly reduced by the use of embedded processing instead of an oscilloscope as an ADC and a VI to trace averaging.

Figure 4 (c) shows the root-mean-square (RMS) temperature resolution versus distance for two approaches (simplex code and simplex code with EDFA), the enhancement in the temperature resolution when the second technique is used is clear. Using simplex code a 10°C temperature resolution is achieved for distances smaller than 4 km, the same resolution when the amplification is used can be obtained at 10km.

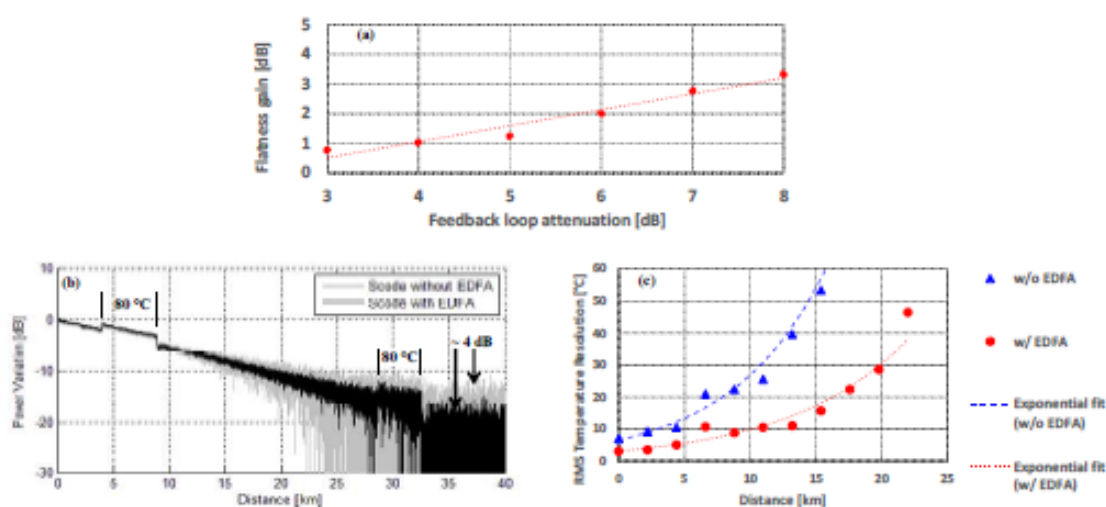


Figure 4: (a) Flatness gain and feedback loop attenuation (b) 63-bit simplex code anti-Stokes traces and (c) RMS temperature resolution.

5. CONCLUSION

We have demonstrated the performance enhancement on Raman-based DTS using 63-bit simplex code and an all-optical gain controlled EDFA implemented using commercial add/drops and an optical attenuator. Experiments showed an improvement around 4 dB in the dynamic range and 16 °C @ 10 km in the temperature resolution when compared with the system without amplification.

REFERENCES

- [1] Signorini, A., Nannipieri, T., and Di Pasquale, F., "High Performance Distributed Optical Fiber Sensors based on Raman Scattering," *Frontiers in Optics - Fiber Optics Sensing II (FM4H)*, FM4H.4 (2010).
- [2] Smolen, J.J. and van der Spek, A. [Distributed Temperature Sensing: A DTS Primer for Oil and Gas Production] Shell International Exploration and Production, 46-58 (2003).
- [3] Sang, A. K., Gifford D. K., Dickerson B. D., Fielder B. F., Froggatt M.E., "One Centimeter Spatial Resolution Temperature Measurements in a Nuclear Reactor Using Rayleigh Scatter in Optical Fiber," *IEEE Sensors Journal* 8, 1375 - 1380 (2008).
- [4] Signorini, A., Faralli, S., Soto, M. A., Sacchi, G., Baronti, F., Barsacchi, R., Lazzeri, A. et al, "40 km Long-Range Raman-Based Distributed Temperature Sensor with Meter-Scale Spatial Resolution," *Optical Fiber Communication Conference - Fiber Optic Sensors (OWL)*, OWL.2 (2010).
- [5] Bolognini, G., Park, J., Kim, P., Lee, D., Di Pasquale, F., and Park, N., "Performance Enhancement of Raman-Based Distributed Temperature Sensors Using Simplex Codes," *Optical Fiber Communication Conference - Optical Sensors (OTuL)*, OTuL.1 (2006).
- [6] Bolognini, G., Park J., Soto, M. A., Park, N. and Di Pasquale F., "Analysis of distributed temperature sensing based on Raman scattering using OTDR coding and discrete Raman amplification," *Measurement Science and Technology* 18, (2007).
- [7] Oliveira, J. C. R. F., Rosolem, J. B., Bordonalli A. C. "All-Optical Gain Controlled EDFA: Design and System Impact," *Telecommunications and Networking - ICT, Lecture Notes in Computer Science Volume 3124*, 727-734 (2004).