TRANSFORMADOR DE POTENCIAL ÓPTICO COM DIVISOR CAPACITIVO PARA LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO DE 13,8 KV

Marceli Nunes Gonçalves

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Rio de Janeiro
Dezembro de 2015

TRANSFORMADOR DE POTENCIAL ÓPTICO COM DIVISOR CAPACITIVO PARA LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO DE 13,8 KV

Marceli Nunes Gonçalves

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

_____
Prof. Marcelo Martins Werneck, Ph.D.

_____
Drª. Regina Célia da Silva Barros Allil, D.Sc.

_____
Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr.Ing.

_____
Dr. Marco Antonio Macciola Rodrigues, D.Sc.

_____
Dr. Fábio Vieira Batista de Nazaré, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
DEZEMBRO DE 2015

Gonçalves, Marceli Nunes

Transformador de potencial óptico com divisor capacitivo para linhas de distribuição de 13,8 kV / Marceli Nunes Gonçalves – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XVIII, 196 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 188-196.

1. Transformador de instrumentação. 2. Transformador de potencial óptico. 3. Divisor capacitivo de potencial. 4. Rede de Bragg. 5. FBG. 6. Cerâmicas piezoelétricas. 7. Sensor de tensão. 8. Sensores ópticos. I. Werneck, Marcelo Martins. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

“O pessimista vê dificuldade em cada oportunidade,
o otimista vê oportunidade em cada dificuldade.”
Winston Churchill

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por ter me abençoado com disposição, saúde e o dom do conhecimento, possibilitando meus estudos no mestrado em Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ.

Agradeço a minha família que esteve ao meu lado durante minha trajetória longe de casa, tanto na graduação quanto no mestrado. Em especial minha mãe, Débora Nunes, e meus irmãos Wivian Nunes Gonçalves de Oliveira, Maria Alice Nunes Gonçalves dos Santos e Witor Edson Gonçalves de Oliveira.

Também agradeço aos meus tios e tias, a minha madrinha, meu padrinho e minha avó, que me apoiaram de forma incondicional em todas as minhas escolhas. Em especial, a minha tia, Drª. Carla Inês Soares Praxedes, por ter motivado a continuar a carreira acadêmica quando tive dúvidas.

Agradeço aos meus amigos de Volta Redondos, pela compreensão da minha ausência em momentos importantes e pela amizade verdadeira mesmo com a distância. Também sou grata aos amigos que construí ao longo da minha estadia no Rio de Janeiro, que estiveram ao meu lado no desafio que é tornar uma nova cidade um lar.

Também agradeço à equipe de colaboradores do Laboratório de Instrumentação & Fotônica que auxiliaram tecnicamente e emocionalmente na realização desse trabalho. E a todos os alunos do LIF, companheiros de pesquisa que possibilitaram a troca de conhecimento e desafios na jornada do mestrado. Em especial a Bessie de Assumpção Ribeiro e Rodrigo Emanoel Barros.

Não poderia de deixar de agradecer ao meu orientador, Marcelo Martins Werneck, que me permitiu fazer parte de sua equipe e me possibilitou o desenvolvimento de uma dissertação em que eu pudesse unir meus conhecimentos prévios em sistemas elétricos de potência com sua expertise em sensores à fibra óptica. Obrigada por acreditar na minha capacidade profissional.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

TRANSFORMADOR DE POTENCIAL ÓPTICO COM DIVISOR CAPACITIVO PARA LINHAS DE DISTRIBUIÇÃO DE 13,8 KV

Marceli Nunes Gonçalves

Dezembro/2015

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Programa: Engenharia Elétrica

O presente trabalho consiste no desenvolvimento de um transformador de potencial óptico (TPO) com divisor capacitivo de potencial (DCP) para linhas de distribuição de 13,8 kV. O transformador de potencial é composto por um conjunto de cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT (PbZrTi – Titanato Zirconato de Chumbo), as quais sofrem uma deformação mecânica quando um campo elétrico é aplicado. Uma rede de Bragg é utilizada para medir a deformação sofrida pelas cerâmicas.

Um filtro óptico sintonizável de Fabry-Perot é utilizado para a demodulação da rede de Bragg. O dimensionamento das peças do sensor PZT foi feito de forma a compensar a influência da variação de temperatura nas medidas da rede de Bragg, uma vez que a rede é sensível à deformação e temperatura.

A grande limitação para utilização de cerâmicas piezoelétricas na medição de tensão é o valor máximo do campo elétrico direto e reverso que pode ser aplicado a elas. Para contornar esse problema, é utilizado um DCP a fim de reduzir a tensão de 13,8 kV a níveis aceitáveis pelas cerâmicas.

O sensor final foi testado em um laboratório de alta tensão em que foi gerada a alimentação de 13,8 kV a partir de um transformador elevador. Os resultados experimentais obtidos são apresentados e comparados com os cálculos teóricos. O sistema proposto pode ser implementado para níveis mais elevados de tensão, desde que feito o correto dimensionamento do DCP.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

OPTICAL VOLTAGE TRANSFOMER WITH CAPACITIVE DIVIDER FOR DISTRIBUTION LINES OF 13.8 KV

Marceli Nunes Gonçalves

December/2015

Advisor: Marcelo Martins Werneck

Department: Electrical Engineering

This works presents the development of an Optical Voltage Transformer (OVT) with a Capacitive Voltage Divider (CVD) for 13.8 kV distribution lines. The Voltage Transformer consists of a stack of piezoelectric ceramics called PZT (PbZrTi – Lead Zirconate Titanate), which experiences a mechanical strain when an electrical field is applied to it. A Fiber Bragg Grating (FBG) is used in order to measure the resulting ceramic strain.

A Fabry-Perot tunable filter (FPTF) is used for analyzing the reflected FBG spectral signal. The project of the PZT sensor was made in order to compensate the temperature influences on the Fiber Bragg Grating, once the FBG measurements are sensitive to strain and temperature.

The biggest limitation of using piezoelectric ceramics in voltage measurements is the maximum direct and reverse electric field which can be applied to them. To work around this limitation, a CVD is used to reduce the 13.8 kV voltage to ceramic acceptable levels.

The final sensor was tested in a high voltage laboratory using a 13.8 kV transformer. The experimental results are presented and compared with previously theoretical calculations. The proposed system can be implemented for higher voltage levels, since is made the correct sizing of CVD.

ÍNDICE

1 INTRODUÇÃO 1
1.1 Motivação 1
1.2 Objetivo 4
1.3 Metodologia 4
1.4 Estrutura do Trabalho 5
2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 7
2.1 Redes de Bragg 7
2.1.1 Determinação das sensibilidades de uma FBG 9
2.1.2 Fabricação de redes de Bragg 9
2.1.3 Sensores baseados em rede de Bragg 10
2.1.4 Redes de Bragg no Sistema Elétrico de Potência 11
2.1.5 Compensação de temperatura em redes de Bragg 14
2.2 Interrogação de redes de Bragg 16
2.2.1 Demodulação com interferômetro 18
2.2.2 Demodulação por filtros sintonizáveis 19
2.3 Cerâmicas Piezoelétricas 25
2.3.1 Piezoeletricidade 25
2.3.2 Classificação dos materiais piezoelétricos 26
2.3.3 Principais propriedades dos materiais piezoelétricos 28
2.3.4 Efeito da temperatura nas propriedades piezoelétricas 33
2.3.5 Circuito equivalente elétrico 35
3 TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO 38
3.1 Classificação dos transformadores de instrumentação 38
3.2 Normas para transformadores de instrumentação 40
3.2.1 Normas IEC 40
3.2.2 Normas ABNT e ANSI 42
3.3 Transformador de Corrente 43
3.3.1 Transformador de Corrente Óptico 46
3.4 Transformador de Potencial 48
3.4.1 Transformador de Potencial Indutivo 49
3.4.2 Transformador de Potencial Capacitivo 52

3.4.3 Transformador de Potencial Óptico ... *58*
3.4.4 Estado da arte dos TPOs baseados em piezoeletricidade e redes de Bragg ... *60*
4 PROJETO DO TPO BASEADO EM FBG E PZT ... 64
4.1 Determinação das sensibilidades da FBG ... 64
4.1.1 Sensibilidade da FBG em relação à temperatura ... *64*
4.1.2 Sensibilidade em relação à deformação ... *68*
4.2 Medida do coeficiente de dilatação do PZT-4 ... 72
4.3 Projeto mecânico do TPO ... 77
4.3.1 Estado da arte dos protótipos mecânicos de TPOs ... *77*
4.3.2 Melhorias no arranjo mecânico do TPO ... *80*
4.3.3 Dimensionamento das peças do TPO ... *84*
4.4 Cálculos teóricos para medidas de tensão em CA com o TPO ... 92
4.4.1 Máxima tensão e deformação da pilha de PZTs ... *93*
4.4.2 Sensibilidade da FBG em função da tensão de entrada ... *96*
4.4.3 Relação de transformação do TPO ... *98*
5 PROJETO DO DIVISOR CAPACITIVO DE POTENCIAL ... 102
5.1 Escolha do tipo de cerâmica PZT ... 102
5.2 Circuito equivalente de uma cerâmica PZT-4 ... 103
5.3 Circuito equivalente da pilha de cerâmicas PZT-4 ... 105
5.4 Divisor capacitivo de potencial ... 108
5.4.1 Proposta 1 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT-4 ... *109*
5.4.2 Proposta 2 – Pilha de cerâmicas PZT-4 como parte do DCP ... *112*
5.5 Escolha dos capacitores do DCP ... 115
5.6 Simulações do DCP ... 118
5.6.1 Proposta 1 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT-4 ... *118*
5.6.2 Proposta 2 – Pilha de cerâmicas PZT-4 como parte do DCP ... *121*
6 MONTAGEM EXPERIMENTAL ... 124
6.1 Montagem do transformador de potencial óptico ... 124
6.2 Procedimento de fixação da FBG ... 126
6.3 Montagem do divisor capacitivo de potencial ... 130
6.4 Validação da relação do divisor capacitivo de potencial ... 132
6.5 Validação da compensação de temperatura ... 134
6.6 Materiais e métodos para medidas de alta tensão ... 135
6.6.1 OSA – Analisador de espectro óptico ... *136*

6.6.2 ASE – Amplificador com emissão espontânea 137
6.6.3 Circulador Óptico 138
6.6.4 Tensão de alimentação 138
6.6.5 Curva característica do filtro Fabry-Perot 140
6.6.6 Sintonia do filtro Fabry-Perot 142
6.6.7 Arranjo experimental para medidas de alta tensão 147
7 RESULTADOS E DISCUSSÕES 149
7.1 Compensação de temperatura na FBG 149
7.1.1 Hipótese 1 – Variação do coeficiente de dilatação dos materiais 153
7.1.2 Hipótese 2 – O parafuso 2 não consegue expandir por dentro do parafuso 1 154
7.1.3 Hipótese 3 – Variação do coeficiente de dilatação do PZT-4 157
7.1.4 Novo dimensionamento dos parafusos 1 e 2 159
7.2 Influência da temperatura na medida de tensão 160
7.2.1 Nova sensibilidade da FBG 160
7.2.2 Nova sintonia do filtro Fabry-Perot 161
7.3 Transformador de potencial óptico em 4 kV_{RMS} 164
7.4 Transformador de potencial óptico com divisor capacitivo em 13,8 kV 169
7.4.1 Validação da relação do divisor capacitivo de potencial 170
7.4.2 Medida de 13,8 kV pelo TPO 171
7.4.3 Análise da qualidade do sinal medido 173
7.4.4 Comprovação da influência da temperatura na medida de tensão 180
8 CONCLUSÃO 183
8.1 Conclusões 183
8.2 Trabalhos Futuros 185
8.2.1 Melhorias no arranjo mecânico do TPO 185
8.2.2 Compensação da influência da temperatura na demodulação do sinal óptico 185
8.2.3 Processamento do sinal de saída do TPO 186
8.2.4 Aumento da classe de tensão aplicada ao TPO 187
8.2.5 O uso do transformador de potencial para medição de qualidade de energia 187
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 188

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Comparativo de massa entre TCs ópticos e convencionais [2]. 2
Figura 1.2 – Comparativo de massa entre um TP óptico e convencional [2]. 2
Figura 2.1 – Representação de uma rede de Bragg inscrita em uma fibra óptica. 8
Figura 2.2 – Corte frontal de um hidrogerador com 6 sensores FBG para medição de temperatura [23]. 12
Figura 2.3 – Sistema de monitoração de cabos ACSR em linhas de transmissão com FBG [25]. 12
Figura 2.4 – Diagrama de um sistema de monitoramento de linhas de transmissão com múltiplas redes de Bragg, adaptado de [29]. 13
Figura 2.5 – Sensores FBG instalados em uma linha de transmissão, adaptado de [29]. 14
Figura 2.6 – Demodulação de uma FBG utilizando um OSA. 16
Figura 2.7 – Espectro óptico refletido por uma FBG visualizado no OSA. 17
Figura 2.8 – Demodulação de uma FBG com interferômetro de Mach-Zehnder [37]... 18
Figura 2.9 – Espectros da refletância de uma FBG e da transmitância de um filtro Fabry-Perot [39]. 20
Figura 2.10 – Demodulação de uma FBG utilizando filtro Fabry-Perot. 21
Figura 2.11 – Radiação incidente e transmitida em uma cavidade de Fabry-Perot..... 21
Figura 2.12 – Estrutura básica de um filtro de Fabry-Perot com elemento piezoelétrico. 22
Figura 2.13 – Demodulação de uma FBG utilizando uma FBG filtro. 23
Figura 2.14 – Proposta de interrogação de oito FBGs sensoras utilizando redes gêmeas [41]. 24
Figura 2.15 – Demodulação de uma FBG utilizando uma FBG filtro sintonizada mecanicamente [37]. 24
Figura 2.16 – Esquema da conversão de energia devido ao efeito piezoelétrico. 25
Figura 2.17 – Histerese ferroelétrica, adaptado de [44]. 26
Figura 2.18 – Classificação dos materiais piezoelétricos. 27
Figura 2.19 – Deslocamento (a) paralelo a P e (b) ortogonal a P de um material PZT [47]. 29
Figura 2.20 – Deformação de um disco de PZT tubular em função do campo elétrico aplicado [48]. 29
Figura 2.21 – Modos de vibração em cerâmicas piezoelétricas, adaptado de [47]. 32

Figura 2.22 – Propriedades piezoelétricas das cerâmicas *Sparkler*, adaptado de [49]... 33
Figura 2.23 – Medida da constante dielétrica para as cerâmicas (a) PZT-4, (b) PZT-5A e (c) PZT-5H entre -150ºC e 250ºC [50]. 34
Figura 2.24 – Medida do coeficiente de dissipação para as cerâmicas (a) PZT-4, (b) PZT-5A e (c) PZT-5H entre -150ºC e 250ºC [50]. 34
Figura 2.25 – Medida da polarização induzida em função do campo elétrico aplicado para cerâmica PZT-4 em (a) -150 ºC, (b) -75 ºC, (c) 0 ºC, (d) 25ºC e (e) 100ºC [50]. .. 35
Figura 2.26 – Circuito Equivalente de uma cerâmica piezoelétrica. 36
Figura 2.27 – Impedância de uma cerâmica piezoelétrica em função da frequência aplicada, adaptado de [43]. 36
Figura 3.1 – Ligação básica de um TC e um TP à rede elétrica. 39
Figura 3.2 – Simbologia do TC e TP. 39
Figura 3.3 – Cadeia de medição, adaptado de [56]. 41
Figura 3.4 – Representação do efeito Faraday [2]. 47
Figura 3.5 – MOCT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation [2]. 48
Figura 3.6 – TPI fabricado pela ABB [2]. 52
Figura 3.7 – Custo de TPIs e TPCs em função da tensão nominal [65]. 53
Figura 3.8 – Transformador de potencial capacitivo. 53
Figura 3.9 – Circuito equivalente Thévenin acoplado ao TPI. 55
Figura 3.10 – Reatância capacitiva e indutiva em função da frequência [66]. 55
Figura 3.11 – TPC comercializado pela Trafo [2]. 57
Figura 3.12 – Configuração básica de um cristal eletro-óptico produzindo o efeito Pockels. 59
Figura 3.13 – EOVT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation [2]. 59
Figura 3.14 – Diferentes métodos de dividir a tensão para um cristal eletro-óptico, adaptado de [56]. 60
Figura 3.15 – Sensor de alta tensão baseado em PZT e *strain gate* e seu sistema de medição, adaptado de [69]. 61
Figura 3.16 – *Set-up* experimental de um sensor de tensão baseado em PZT e FBG e seu sistema de interrogação, adaptado de [72]. 62
Figura 3.17 – *Set-up* experimental de um sensor híbrido de tensão e corrente baseado em PZT e FBG, adaptado de [73]. 62
Figura 4.1 – Diagrama do *set-up* para medição da sensibilidade quanto à temperatura. 65
Figura 4.2 – Comprimento de onda de Bragg x Temperatura. 66

Figura 4.3 – Experimento para determinação da sensibilidade térmica. 67
Figura 4.4 – Diagrama do *set-up* para medição da sensibilidade quanto à deformação. 68
Figura 4.5 – Comprimento de onda de Bragg x Deformação. 70
Figura 4.6 – Experimento para determinação da sensibilidade quanto à deformação. .. 71
Figura 4.7 – *Set-up* experimental para esticar e colar a FBG no PZT. 73
Figura 4.8 – Experimento para medição do coeficiente de dilatação do PZT-4. 74
Figura 4.9 – Comprimento de onda de Bragg X Temperatura crescente e decrescente. 75
Figura 4.10 – Arranjos mecânicos para sensor de tensão baseado em PZT e FBG [4].. 77
Figura 4.11 – Diagrama ilustrativo de um sensor de tensão baseado em FBG-PZT [5]. 78
Figura 4.12 – Parafuso interno para fixação da FBG [7]. 79
Figura 4.13 – Projeto do sensor FBG-PZT com parafuso para fixação da FBG [7]. 79
Figura 4.14 – Dimensões do anel PZT-4. 80
Figura 4.15 – Arranjo mecânico para acoplar um atuador PZT a uma FBG [77]. 81
Figura 4.16 – Vista superior do projeto mecânico do TPO. 81
Figura 4.17 – *Layout* do eletrodo de cobre e detalhe do parafuso e porca isolantes. 82
Figura 4.18 – Detalhamento da parte frontal do TPO. 84
Figura 4.19 – Comprimentos dos elementos do TPO. 86
Figura 4.20 – Limites da tensão alternada que pode ser aplicada a um anel PZT-4 de 8 mm. 94
Figura 4.21 – Responsividade X Comprimento de onda no fotodetector PDA10CS [77]. 99
Figura 5.1 – Circuito equivalente elétrico do PZT-4. 105
Figura 5.2 – Circuito equivalente da pilha de cerâmicas PZT-4. 107
Figura 5.3 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT. 109
Figura 5.4 – Circuito equivalente Thévenin acoplado a pilha de cerâmicas PZT. 109
Figura 5.5 – Pilha de cerâmicas PZT como parte do DCP. 113
Figura 5.6 – Detalhes construtivos de elementos capacitivos de um DCP [67]. 115
Figura 5.7 – Tecnologia empregada nos elementos capacitivos de um DCP [80]. 116
Figura 5.8 – Cotação de um elemento capacitivo do fabricante Inepar Capacitores.... 116
Figura 5.9 – Simulação da proposta 1 sem indutor. 119
Figura 5.10 – Tensões simuladas para proposta 1 sem indutor. 119
Figura 5.11 – Corrente total simulada para proposta 1 sem indutor. 120
Figura 5.12 - Simulação da proposta 1 com indutor. 120
Figura 5.13 – Tensões simuladas para proposta 1 com indutor. 121

Figura 5.14 – Corrente total simulada para proposta 1 com indutor. 121
Figura 5.15 - Simulação da proposta 2. 122
Figura 5.16 – Tensões simuladas para proposta 2. 123
Figura 5.17 – Corrente total simulada para proposta 2. 123
Figura 6.1 – Ilustração do projeto mecânico do TPO. 124
Figura 6.2 – Fotografia do arranjo mecânico do TPO. 125
Figura 6.3 – Fotografia da placa base (a) móvel e (b) fixa do TPO. 126
Figura 6.4 – Componentes utilizados na fixação da FBG. 127
Figura 6.5 – Procedimento de fotopolimerização. 128
Figura 6.6 – Comprimento de onda de Bragg antes e após esticar a FBG. 129
Figura 6.7 – Arranjo mecânico do TPO com a FBG colada nos parafusos 1 e 2. 130
Figura 6.8 – Pilha de 17 capacitores que compõe C_1 do DCP. 131
Figura 6.9 – Isolador tipo bucha para 13,8 kV para acomodar C_1. 131
Figura 6.10 – Arranjo futuro do divisor de potencial com o TP óptico. 132
Figura 6.11 – Ensaio de validação da relação de divisão do DCP. 133
Figura 6.12 – Tensão de entrada e saída do DCP. 134
Figura 6.13 – Fotografia do interrogador SM125 do fabricante Micron Optics [75]... 135
Figura 6.14 – Diagrama do *set-up* experimental para compensação de temperatura. .. 135
Figura 6.15 – Fotografia do OSA MS9710C do fabricante *Anritsu* [82]. 136
Figura 6.16 – ASE do fabricante *Opto Link*. 137
Figura 6.17 – Espectro óptico da fonte de banda larga (ASE) visualizado no OSA. ... 137
Figura 6.18 – Circulador Óptico do fabricante *Opto Link*. 138
Figura 6.19 – Laboratório de alta tensão do LIF. 139
Figura 6.20 – Transformador elevador da sala de alta tensão do LIF. 140
Figura 6.21 – Filtro sintonizável Fabry-Perot do fabricante *Micron Optics* [85]..... 140
Figura 6.22 – Comprimento de onda do filtro X Tensão de sintonia do FFP-TF. 141
Figura 6.23 - Espectro óptico do filtro Fabry-Perot visualizado no OSA. 142
Figura 6.24 – Espectro óptico refletido da FBG visualizado no OSA. 142
Figura 6.25 – Diagrama do *set-up* para sintonização do FFP-TF. 143
Figura 6.26 – Espectros da refletância da FBG e da transmitância do FFP-TF. 144
Figura 6.27 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG e a transmitância do filtro Fabry-Perot, visualizado no OSA. 144
Figura 6.28 – Espectros da refletância da FBG para $\lambda_B \pm 1{,}36$ nm e da transmitância do FFP-TF. 146

Figura 6.29 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG em λ_B±1,36 nm e a transmitância do filtro Fabry-Perot. 146
Figura 6.30 – Diagrama do *set-up* experimental para medidas de alta tensão. 148
Figura 7.1 – Ensaio para validação da compensação de temperatura. 149
Figura 7.2 – TPO submerso em banho térmico. 150
Figura 7.3 – Comprimento de onda X Temperatura – Ensaio 1. 151
Figura 7.4 – Comprimento de onda X Temperatura – Ensaio 2. 156
Figura 7.5 – Espectros da refletância da FBG na nova posição e da transmitância do FFP-TF. 162
Figura 7.6 – Espectros da refletância da FBG para λ_{Bnovo}, λ_{Bnovo} ±1,36 nm e da transmitância do FFP-TF. 163
Figura 7.7 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG em λ_{Bnovo}, λ_{Bnovo} ±1,36 nm e a transmitância do filtro Fabry-Perot. 163
Figura 7.8 – Ensaio de alta tensão em 4 kV_{RMS}. 165
Figura 7.9 – Arranjo experimental para demodulação de λ_B. 165
Figura 7.10 – Tensão de saída X Tensão de entrada. 166
Figura 7.11 – Tensão de saída medida no osciloscópio para uma tensão de entrada igual a (a) 0,52 kV_{RMS}, (b) 1,04 kV_{RMS}, (c) 1,55 kV_{RMS}, (d) 2,00 kV_{RMS}, (e) 2,52 kV_{RMS}, (f) 3,06 kV_{RMS}, (g) 3,52 kV_{RMS} e (h) 4,08 kV_{RMS}. 168
Figura 7.12 – Ensaio de alta tensão em 13,8 kV_{RMS}. 169
Figura 7.13 – Tensão de entrada do divisor capacitivo (CH1) e tensão de entrada do TPO (CH2) medidas pelas pontas de prova de alta tensão. 171
Figura 7.14 – Tensão de saída do TPO (CH1) e tensão de entrada, medida pela ponta de prova de alta tensão (CH2). 172
Figura 7.15 – Diagrama de blocos do Simulink para análise da FFT e do THD. 174
Figura 7.16 – FFT da tensão tensão de entrada do TPO medida pela ponta de prova de alta tensão. 174
Figura 7.17 – FFT da tensão de saída do TPO. 175
Figura 7.18 – Deslocamento de fase entre o sinal de entrada do TPO, medido pela ponta de prova de alta tensão, e o sinal de saída do TPO. 178
Figura 7.19 – Tensão de saída do TPO (CH1) e tensão de entrada, medida pela ponta de prova de alta tensão (CH2), para uma temperatura igual a 30,6 °C. 181

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Tabela de equivalência entre a norma americana e o fabricante *Sparkler* [46]..... 27
Tabela 2.2 – Características dos materiais piezoelétricas de acordo com [45]. 28
Tabela 3.1 – Visão geral da nova série de normas IEC 61869, adaptado de [55]. 40
Tabela 3.2 – Classificação dos transformadores de instrumento de baixa potência..... 42
Tabela 3.3 – Aplicações gerais dos TCs conforme sua classe de exatidão, adaptado de [58]..... 44
Tabela 3.4 – Correntes primárias nominais e relações nominais de TCs [59]. 45
Tabela 3.5 – Cargas nominais de TCs com fator de potência 0,9 [59]..... 45
Tabela 3.6 - Cargas nominais de TCs com fator de potência 0,5 [59]. 46
Tabela 3.7 – Tensões primárias nominais e relações nominais de TPIs [64]. 50
Tabela 3.8 – Cargas nominais de TPIs a 60 Hz para 120 V [64]. 51
Tabela 3.9 – Cargas nominais de TPIs a 60 Hz para 69,3 V [64]. 51
Tabela 4.1 – Variação do comprimento de onda de Bragg devido à variação da temperatura. 65
Tabela 4.2 – Variação do comprimento de onda de Bragg devido a deformação da FBG..... 69
Tabela 4.3 – Coeficiente de dilatação térmica do PZT-4 [76]..... 72
Tabela 4.4 – Parâmetros dos materiais utilizados na construção do TPO. 85
Tabela 4.5 – Coeficiente de dilatação térmica de alguns materiais. 90
Tabela 4.6 – Dimensionamento dos comprimentos dos parafusos 1 e 2. 91
Tabela 4.7 – Parâmetros dos parafusos 1 e 2. 91
Tabela 4.8 – Parâmetros da cerâmica PZT-4 [49]. 93
Tabela 4.9 – Parâmetros da FBG. 97
Tabela 5.1 – Parâmetros elétricos de uma cerâmica PZT-4. 103
Tabela 5.2 – Capacitância de cada uma das cerâmicas da pilha. 106
Tabela 5.3 – Fator de dissipação e resistência paralela de cada uma das cerâmicas da pilha. 107
Tabela 5.4 – Valores utilizados na simulação da primeira proposta. 118
Tabela 5.5 – Valores utilizados na simulação da segunda proposta. 122
Tabela 6.1 – Valor medidos de C_1 e C_{PZT}. 133

Tabela 6.2 – Variação do comprimento de onda do filtro devido a tensão de sintonia do FFP-TF. 141
Tabela 7.1 – Variação do comprimento de onda devido a variação da temperatura – Ensaio 1. 150
Tabela 7.2 – Variação do comprimento de onda devido a variação da temperatura – Ensaio 2. 155
Tabela 7.3 – Novos parâmetros dos parafusos 1 e 2. 159
Tabela 7.4 – Novos parâmetros dos parafusos 1 e 2 para uma solução real. 159
Tabela 7.5 – Tensão de saída do TPO em função da tensão de entrada. 166
Tabela 7.6 – Análise das harmônicas e THD da tensão de entrada do TPO medida pela ponta de prova de alta tensão. 175
Tabela 7.7 – Análise das harmônicas e THD da tensão de saída do TPO. 176
Tabela 7.8 – Limites do erro de relação e deslocamento de fase para um LPVT [57]. 179
Tabela 7.9 – Tensão de saída do TPO em função de ΔT. 180
Tabela 7.10 – Análise das harmônicas e THD da tensão de saída do TPO. 181

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas

ACSR – *Aluminium Conductor Steel Reinforced*

ANSI – *American National Stands Institute*

ASE – *Amplified Spontaneous Emission*

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CFS – Circuito Supressor de Ferroressonância

DCP – Divisor Capacitivo de Potencial

EMI – *Electromagnetic Interference*

EOVT – *Eletro-Optical Voltage Transformer*

FBG – *Fiber Bragg Grating*

FFT – *Fast Fourier Transform*

FFP-TF – *Fiber Fabry-Perot Tunable Filter*

IEC – *International Electrotechnical Commission*

LIF – Laboratório de Instrumentação e Fotônica

LPIT – *Low Power Instrument Transformer*

MOCT – *Magneto-Optic Current Transducer*

OPD – *Optical Path Diference*

OSA – *Optical Spectrum Analyzer*

PZT – *Lead Zirconium Titanate*

RMS – *Root Mean Square*

RTC – Relação de Transformação do TC

RTP – Relação de Trabsformação do TP

SEP – Sistema Elétrico de Potência

TC – Transformador de Corrente

TCO – Transformador de Corrente Óptico

THD – *Total Harmonic Distortion*

TI – Transformador de Instrumentação

TP – Transformador de Potencial

TPC – Transformador de Potencial Capacitivo

TPI – Transformador de Potencial Indutivo

TPO – Transformador de Potencial Óptico

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e montagem de um transformador de potencial óptico com divisor capacitivo de potencial. O trabalho foi desenvolvido no Laboratório de Instrumentação e Fotônica (LIF), pertencente ao Programa de Engenharia Elétrica da COPPE/UFRJ.

Os transformadores de instrumentação (TIs) divididos em transformadores de corrente (TCs) e transformadores de potencial (TPs) têm papel fundamental no sistema elétrico de potência (SEP). Eles são utilizados para alimentar com a corrente ou tensão adequada os equipamentos de medição, proteção e controle do SEP.

Os TCs e TPs convencionais são feitos de núcleo ferromagnético e por isso apresentam algumas desvantagens, dentre as quais podemos citar: elevado peso e volume, ocupando um grande espaço nas subestações, elevado custo para construção das bobinas, saturação ferromagnética e suportabilidade baixa aos eventos transitórios.

Na contramão dessas desvantagens, as tensões de transmissão têm se tornado maiores devido à crescente demanda e às dificuldades para construção de novas linhas de transmissão. Portando, as distâncias de isolação dos transformadores de isolação devem aumentar, levando à necessidade do aumento no tamanho dos TPs e TCs [1].

Podemos acrescentar ainda o risco à segurança que tais equipamentos trazem aos operadores de subestações e às equipes de manutenção. Não é permitida a abertura do secundário de TCs convencionais, pois elevadas tensões se formam em seus terminais, podendo causar graves acidentes.

Outro grande risco para as equipes que trabalham nas subestações é quando ocorre uma falha catastrófica em um transformador de instrumentação convencional. Quando isso ocorre, a coluna do transformador (normalmente feita de cerâmica) pode despedaçar-se e lançar fragmentos a vários metros de distância, atingindo e danificando outros equipamentos da subestação ou até mesmo atingindo pessoas [2].

Muitos transformadores de instrumentação foram instalados em subestações pelo Brasil na década 70 e estão se aproximando do fim de sua vida útil no século atual. Isso tem resultado em uma crescente substituição ou reparo dos TIs convencionais mais antigos, para manter a segurança das subestações.

As desvantagens citadas aliadas às necessidades de troca dos TIs por novos e com maiores capacidades para atender a demanda das tensões de transmissão impulsionaram as pesquisas por novas tecnologias para medição de tensão ou corrente. Os transformadores de corrente ópticos (TCOs) e os transformadores de potencial ópticos (TPOs) emergiram no início dos anos 70 [3].

Os transformadores de instrumentação ópticos não oferecem risco à segurança dos operadores das subestações e possuem massa menor do que os TIs convencionais. Ainda assim, os TPs e TCs convencionais estão presentes nas linhas e subestações em maior escala, por utilizarem uma tecnologia bem aceita e conhecida dos operadores do sistema.

As Figura 1.1 e Figura 1.2 mostram um comparativo entre as massas dos TCs e TPs ópticos e convencionais, respectivamente.

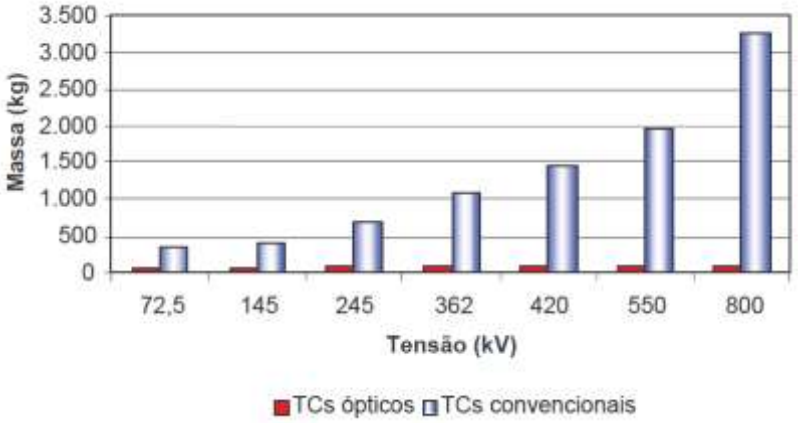


Figura 1.1 – Comparativo de massa entre TCs ópticos e convencionais [2].

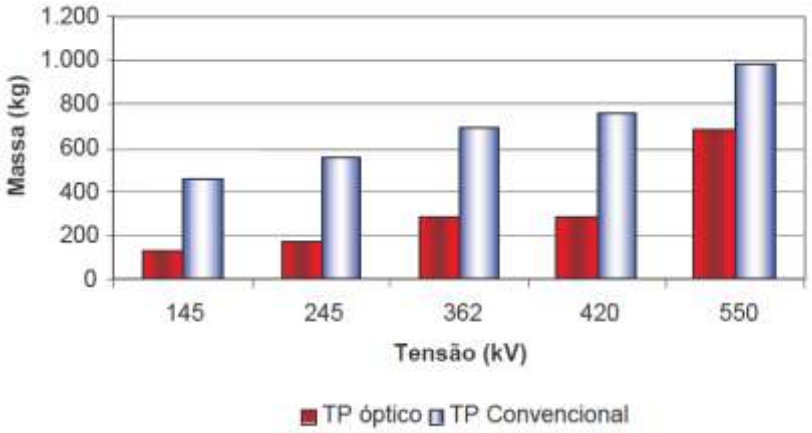


Figura 1.2 – Comparativo de massa entre um TP óptico e convencional [2].

Os TI ópticos se adequam bem aos medidores e relés de proteção com comunicações digitais em subestações modernas. No entanto, na maioria das aplicações ainda é

necessário o uso de um conversor que amplifique o sinal de saída do TC ou TP óptico, pois os instrumentos são fabricados para receberem uma corrente de 5 A e uma tensão de linha de 115 V (ou fase-terra de 115/√3 V), valores padronizados no Brasil.

Os TCOs comercializados atualmente funcionam com base no efeito Faraday, enquanto os TPOs baseiam-se no efeito Pockels. Novas tecnologias estão sendo estudas, mas ainda são poucos os relatos do emprego em subestações de fato. As normas que tratam dos TIs têm se modificado para se adaptarem as novas tecnologias.

O LIF tem trabalhado na concepção de transformadores de corrente e potencial ópticos para sistemas elétricos de potência ao longo dos últimos anos e vem aprimorando seus protótipos em relação à classe de exatidão, isto é, melhorando a qualidade do sinal medido.

Os TCs e TPs ópticos baseados em redes de Bragg têm sido o carro chefe da linha de pesquisa do laboratório [4]-[7]. A rede de Bragg em fibra óptica é um sensor capaz de medir essencialmente variações de temperatura e deformação. Todavia, diferentes arranjos podem ser concebidos para medir outros mensurandos, desde que esses interajam com a rede.

Os transformadores de corrente baseados em rede de Bragg têm como princípio de funcionamento a variação do campo magnético, que pode ser medida pela deformação da rede de Bragg montando uma correta *interface* entre eles. Já os transformadores de potencial baseados em rede de Bragg têm seu princípio de funcionamento baseado na relação entre o campo elétrico e a deformação da rede.

Uma forma de relacionar a variação do campo elétrico com a deformação de uma rede de Bragg é através do uso de elementos piezoelétricos, que sofrem mudanças em suas dimensões sob efeito de um campo elétrico. TPOs baseados em rede de Bragg e cerâmicas piezoelétricas vêm sendo desenvolvidos no LIF desde 2010.

Embora se tenha obtido resultados satisfatórios nos últimos protótipos, algumas limitações ainda não permitiram a aplicação desses TPOs em campo. Uma dessas limitações é a máxima tensão que esses transformadores conseguem medir. O grande limitador nesse caso são as cerâmicas, que tendem a perder suas propriedades piezoelétricas quando submetidas a um campo elétrico na ordem de 300-1kV/mm.

O outro limitador é a dificuldade na discriminação entre as variações de temperatura e deformações sofridas pela rede de Bragg. Um deslocamento no comprimento de onda de Bragg (λ_B) devido a temperatura pode comprometer a exatidão, a repetibilidade nas medidas e a resolução do sensor [7].

Técnicas para elevar a tensão aplicada aos TPOs baseados em piezoeletricidade e redes de Bragg têm sido estudados, bem como técnicas de compensação das variações de temperatura nas medidas de tensão. Eliminando esses dois grandes limitadores, o transformador de potencial óptico poderá ser aplicado para medição com a classe de exatidão mais baixa (0,1 ou 0,2).

1.2 Objetivo

Esse trabalho tem como objetivo projetar e construir um transformador de potencial óptico, baseado em cerâmicas piezoelétricas e redes de Bragg, capaz de medir tensões de distribuição da classe 13,8 kV. Além disso, deseja-se realizar as medições de tensão sem influência das variações de temperatura.

Para atingir esse objetivo principal foram traçados os seguintes sub-objetivos:

- Projetar e construir um divisor capacitivo de potencial (DCP) para reduzir a tensão de 13,8 kV para o nível aceitável pela cerâmica piezoelétrica empregada na construção do TP óptico;
- Projetar a estrutura mecânica do TP óptico de forma a compensar as variações de temperatura ambiente ou devido às propriedades elétricas do próprio transformador (dissipação de calor) na medição de tensão.

Após atingidos os objetivos supracitados, deseja-se validar o TP óptico construído em ensaios de alta tensão com 13,8 kV, a serem aplicados em laboratório, utilizando a sala de alta tensão do LIF projetada para tensões de até 23 kV. Espera-se que o transformador projetado enquadre-se em uma classe de exatidão entre 0,1 e 1 (classes de exatidão de medição).

1.3 Metodologia

Inicialmente foram realizados experimentos para determinação da sensibilidade quanto à temperatura e deformação das redes de Bragg empregadas no TP óptico. Também foi realizado um experimento para determinação do coeficiente de dilatação da cerâmica piezoelétrica utilizada na construção do transformador. Esse experimento utilizou uma rede de Bragg como sensor de deformação.

Em seguida, foi realizado o projeto mecânico do transformador de potencial óptico. As melhorias na estrutura mecânica foram baseadas nas necessidades obtidas a partir dos últimos protótipos de TPOs do LIF. O dimensionamento das peças do

transformador levou em conta a proposta de compensação das variações de temperatura de forma mecânica, a partir do coeficiente de dilatação dos materiais envolvidos.

Também foi realizado o projeto do divisor capacitivo de potencial, a partir do conhecimento da capacitância das cerâmicas utilizadas no projeto mecânico do TP óptico. Duas propostas de divisor foram comparadas e simuladas a fim de escolher a melhor solução para esse trabalho.

Após projetados o TPO e o divisor capacitivo, foram realizados ensaios para:

- Validação do método de compensação de temperatura,
- Medidas de tensão de 4 kV_{RMS} diretamente aplicada aos TPO,
- Medidas de tensão de 13,8 kV_{RMS} com uso do DCP.

1.4 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está organizado em oito capítulos dispostos da seguinte forma: no Capítulo 1 são descritos a motivação que impulsionou a realização dessa dissertação, contextualizando o espaço dos transformadores de potencial ópticos no sistema elétrico de potência. Também são apresentados o objetivo do trabalho e a metodologia para a realização do mesmo.

No Capítulo 2 são apresentados os fundamentos teóricos acerca de redes de Bragg e cerâmicas piezoelétricas, princípio de funcionamento do transformador de potencial óptico desenvolvido nesse trabalho. Nesse capítulo também é feita uma revisão bibliográfica sobre o uso de redes de Bragg como sensores para sistemas elétricos de potência, a relevância dos métodos e compensação de temperatura em medidas com redes de Bragg e a influência da temperatura nas propriedades das cerâmicas piezoelétricas.

No Capítulo 3 são apresentados os fundamentos teóricos acerca de transformadores de instrumentação, transformadores de corrente e transformadores de potencial. Também é apresentado um resumo das normas para transformadores de instrumentação e o estado da arte dos TCs ópticos, TPs de potencial ópticos e dos TPs ópticos baseados em redes de Bragg e piezoeletricidade.

O projeto do transformador de potencial óptico é apresentado no Capítulo 4. São incialmente descritos os experimentos para determinação das sensibilidades da FBG em relação à temperatura e à deformação, além do ensaio para determinar o coeficiente de dilatação de uma cerâmica piezoelétrica. Em seguida é apresentado o dimensionamento

das peças que compõe o TPO e por fim são apresentados os cálculos teóricos para medidas de alta tensão.

No Capítulo 5 é mostrado o projeto do divisor capacitivo de potencial, parte importante para atingir os objetivos traçados nesse trabalho, pois é por meio dele que é possível reduzir o nível de tensão que se deseja medir (13,8 kV) para o nível aceitável pelas cerâmicas piezoelétricas empregadas na construção do transformador.

Em seguida, no Capítulo 6 é apresentada a montagem experimental para realização dos ensaios. São descritos os procedimentos de montagem das peças do TPO e fixação da FBG ao conjunto. Os materiais e métodos empregados no ensaio de validação da compensação de temperatura e nas medidas de alta tensão são apresentados, juntamente com o arranjo experimental óptico para demodulação do sinal proveniente da rede de Bragg, empregando filtro sintonizável de Fabry-Perot.

Por fim, no Capítulo 7 são mostrados os resultados do ensaio de compensação de temperatura. Três hipóteses são apresentadas com intuito de justificar a discrepância entre o valor medido experimentalmente e o valor teórico. A influência da temperatura nas medidas de tensão é investigada.

Ainda nesse capítulo, os resultados dos ensaios do sensor em alta tensão, os quais são comparados com os valores teóricos e os obtidos em simulação, são apresentados. Uma análise da qualidade do sinal medido, através do cálculo da distorção do sinal e suas harmônicas é feita e comparada com os valores exigidos pelas normas para transformadores de instrumentação eletrônicos, onde se incluem os TPOs.

É realizada uma discussão a respeito do trabalho como um todo na conclusão do Capítulo 8, apresentando uma revisão dos procedimentos executados, as dificuldades de implementação encontradas, propostas de melhorias, trabalhos futuros e conclusões finais.

2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta os principais fundamentos teóricos acerca de redes de Bragg e cerâmicas piezoelétricas.

A teoria de redes de Bragg e cerâmicas piezoelétricas é fundamental para o entendimento do princípio de funcionamento do transformador de potencial óptico desenvolvido nesse trabalho, uma vez que o mesmo é construído a partir da combinação dos dois primeiros componentes.

O capítulo também aborda um estudo bibliográfico sobre o uso de redes de Bragg como sensores para sistemas elétricos de potência, a importância dos métodos de compensação de temperatura em medidas com redes de Bragg e as técnicas de interrogação mais utilizadas. Também é apresentada uma revisão bibliográfica sobre a influência da temperatura nas propriedades das cerâmicas piezoelétricas.

2.1 Redes de Bragg

As redes de Bragg (FBG – *Fiber Bragg Grating*) em fibra óptica são formadas pela modulação periódica do índice de refração do núcleo de fibra numa direção longitudinal. Quando um espectro de feixes de luz é enviado para uma FBG, os reflexos de cada segmento com variações no índice de refração interferem construtivamente apenas para um determinado comprimento de onda da luz.

A rede de Bragg opera como um filtro espectral que seleciona um determinado comprimento de onda de um sinal luminoso de banda larga, composto por diversos comprimentos de onda que tenham sido incididos na fibra, como pode ser visto na Figura 2.1. Esse comprimento de onda é chamado comprimento de onda de Bragg. O sinal de luz refletido satisfaz a condição de Bragg, dada por [8]:

$$\lambda_B = 2\, n_{eff}\, \Lambda \qquad 2.1$$

na qual, n_{eff} é o índice de refração efetivo do núcleo da fibra, Λ é o período de modulação do índice de refração, enquanto λ_B representa o comprimento de onda de Bragg do espectro refletido quando um sinal luminoso incide na FBG.

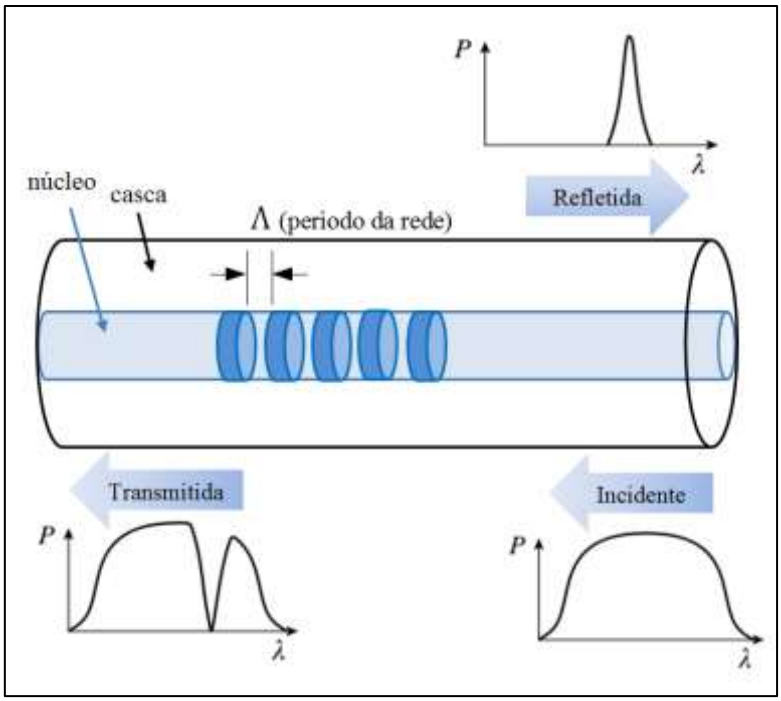


Figura 2.1 – Representação de uma rede de Bragg inscrita em uma fibra óptica.

Uma deformação longitudinal, devido a uma força externa, pode alterar tanto n_{eff} quanto Λ, por meio da deformação provocada na FBG, esticando-a ou comprimindo-a, e do efeito fotoelástico. Uma variação de temperatura também é capaz de alterar os dois parâmetros, devido ao efeito termo-óptico e à expansão térmica da sílica, material do qual é feito a fibra. A equação de Bragg (Equação 2.2) estabelece a relação entre o comprimento de onda de Bragg, a deformação e a temperatura aplicada a uma FBG [9].

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\varepsilon_{FBG} + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T \qquad 2.2$$

sendo:

$$\varepsilon_{FBG} = \frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} \qquad 2.3$$

na qual

ε_{FBG}: deformação longitudinal da rede;

L_{FBG}: comprimento da rede;

ΔL_{FBG}: deslocamento da rede;

ΔT: variação de temperatura;

$\rho_e = 0{,}22$: coeficiente foto-elástico;

$\eta = 8{,}6 \times 10^{-6}/°C$: coeficiente termo-óptico;

$\alpha_{FBG} = 0{,}55 \times 10^{-6}/°C$: coeficiente de expansão térmica da sílica.

2.1.1 Determinação das sensibilidades de uma FBG

Analisando a equação de Bragg (Equação 2.2), fica claro que tanto uma deformação (ε_{FBG}) quanto às variações de temperatura (ΔT) podem provocar variações no comprimento de onda de Bragg. Podemos determinar a sensibilidade de uma FBG em relação a cada um desses parâmetros de forma independente.

Considerando uma rede de Bragg sem sofrer o efeito da variação de temperatura, isto é, considerando $\Delta T = 0$, a Equação 2.2 se resume a:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\varepsilon_{FBG} \qquad 2.4$$

Substituindo o valor conhecido do coeficiente fotoelástico na Equação 2.4, para uma rede centrada no comprimento de onda igual a λ_B = 1550 nm, é possível obter a sensibilidade da FBG em relação à deformação:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\varepsilon_{FBG}} = 1{,}21\ \text{pm}/\mu\varepsilon \qquad 2.5$$

na qual: $1\ \mu\varepsilon$ (micro *strain*) é uma unidade de deformação relativa igual a $1\ \mu\text{m/m}$.

Analogamente, considerando uma rede de Bragg sem sofrer efeito de nenhuma deformação longitudinal, ou seja, $\varepsilon_{FBG} = 0$, a Equação 2.2 se resume agora a:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T \qquad 2.6$$

Substituindo na Equação 2.6 os valores conhecidos dos coeficientes termo-óptico e de expansão térmica da sílica, para uma mesma FBG centrada em 1550 nm, obtemos a sensibilidade da rede de Bragg em relação à temperatura:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 14{,}18\ \text{pm}/℃ \qquad 2.7$$

Em resumo, uma rede de Bragg varia 1,21 pm para cada deformação relativa de $1\ \mu\varepsilon$ devido ao mensurando, e varia 14,18 pm para cada variação de temperatura de 1ºC.

2.1.2 Fabricação de redes de Bragg

Existem dois principais métodos de gravação de rede de Bragg em fibra óptica: método interferométrico e método de máscara de fase. O método interferométrico foi o primeiro método de gravação de redes de Bragg em fibras fotossensíveis [5].

A técnica interferométrica mais comum é a técnica holográfica [4]. Tal técnica consiste na modulação espacial de intensidade da luz ultravioleta, através da

interferência de dois feixes coerentes. As franjas de interferência na fibra dopada produzem as modulações periódicas no índice de refração no núcleo da fibra.

Para essa técnica é necessária uma fonte ultravioleta com coerência temporal e espacial, para tornar possível a construção de um interferômetro. As características da FBG gravada com essa técnica estão fortemente relacionadas com as características da fonte de luz [4].

A suscetibilidade da montagem às vibrações mecânicas e às correntes de ar, podendo causar uma não periodicidade da rede de Bragg e um conseqüente alargamento da banda refletida. Essa pode ser considerada a principal desvantagem na utilização da técnica holográfica [9].

Além dessa desvantagem, tal técnica é dependente da coerência da fonte de luz ultravioleta usada no ato da gravação [9]. Devido a isso, o método da máscara de fase é o mais utilizado para inscrição de redes de Bragg. Esse método tem pouca dependência da coerência da fonte de luz, além ser de mais simples montagem e boa reprodutibilidade.

Este método emprega um elemento de difração óptica (a máscara de fase) para modular espacialmente o feixe ultravioleta de escrita e consiste numa série de depressões longitudinais na superfície de um substrato de sílica produzidas por fotolitografia [5].

2.1.3 Sensores baseados em rede de Bragg

Sensores baseados em rede de Bragg têm sido largamente utilizados em diferentes segmentos industriais. Setor elétrico, indústria de petróleo e gás, sistemas de telecomunicação, indústria química e biomedicina são alguns exemplos de áreas que empregam esse método de sensoriamento [10], [11], [12].

O uso de sensores a FBG tem se tornado popular devido a sua gama de vantagens, tais como: grande sensibilidade, alta refletividade, capacidade de multiplexação, atuação em longas distâncias etc.

Além disso, devido ao fato da informação do mensurando estar espectralmente codificada [8], tais sensores são elementos passivos e livres de ruídos, perdas de potência e interferências eletromagnéticas, grande atrativo para monitoração em sistemas elétricos de potência [13], [14]. Tais características também são atrativas para o emprego de FBGs em ambientes corrosivos e em outras condições agressivas para sensores convencionais.

É importante lembrar que as redes de Bragg possuem baixo custo e são de fácil acesso, comparado aos sensores elétricos convencionais e, até mesmo, a outros sensores ópticos. Em geral são sensores leves, pequenos (~1 cm, usualmente), de estrutura simples e de fácil instalação [15].

A variação do comprimento de onda de Bragg é uma função linear ao longo de grandes intervalos, facilitando a utilização da FBG em diversos tipos de sensores e facilitando a interpretação dos resultados. Essencialmente, uma rede de Bragg é um sensor de deformação e temperatura, entretanto, projetando adequadas *interfaces* entre o mensurando e a FBG, diferentes parâmetros podem ser medidos, desde que resultem em uma variação de um dos parâmetros citados.

No entanto, em aplicações nas quais a deformação é o parâmetro a ser investigado, os efeitos da temperatura podem afetar o processo de medição, sendo importante a aplicação de técnicas de compensação de temperatura.

2.1.4 Redes de Bragg no Sistema Elétrico de Potência

A fibra óptica é ideal para ser usada como sensor passivo, ou seja, um sensor que não requer energia elétrica na região sensora. O fato da fibra óptica ser fabricada com materiais dielétricos, como a sílica e plásticos, possibilita que os sensores a fibra óptica sejam empregados em ambientes perigosos em que as utilizações de sensores elétricos convencionais não são adequadas.

Os sensores a fibra óptica são especialmente indicados para operarem em ambientes que requerem isolação elétrica, tendo em vista que, em geral, os sensores ópticos são imunes aos efeitos da interferência eletromagnética (EMI) encontrados em ambientes eletricamente ruidosos, tornando-se altamente vantajosos para as aplicações nos sistemas de sensoriamento utilizados pelas empresas de energia elétrica [16].

Em especial, os sensores ópticos baseados em rede de Bragg, os quais apresentam as vantagens citadas anteriormente, têm atraído atenção do SEP. Devido a sua sensibilidade em relação à temperatura, FBGs têm sido largamente utilizadas para medidas de temperatura em sistemas elétricos.

Em 1997 foi proposto um sensor baseado em FBG para medição de temperatura em linhas de transmissão de alta tensão [17]. Desde então, diversos sensores a FBG vêm sendo utilizados para medição de temperatura, não apenas de linhas de transmissão [18], [19], como também para monitoração da temperatura de transformadores [20], [21], motores e geradores [22], [23] das plantas elétricas. A Figura 2.2 mostra o desenho do

corte de um hidrogerador com seis sensores FBG instalados em seu interior para medição de temperatura.

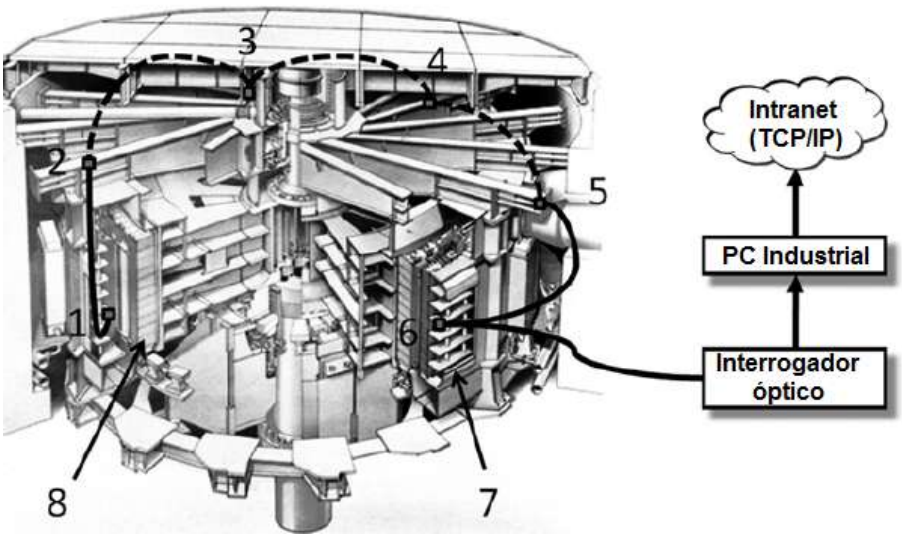


Figura 2.2 – Corte frontal de um hidrogerador com 6 sensores FBG para medição de temperatura [23].

Sensores baseados em FBG para medição de deformação também têm ganhado seu espaço no setor elétrico, ainda que em menor escala. Propostas como medição de deformação em máquinas elétricas [24] e monitoração da tensão de cabos ACSR (*Aluminium Conductor Steel Reinforced* – Cabo de alumínio com alma de aço) [25] (Figura 2.3) baseiam-se nesse tipo de sensoriamento. Essas aplicações ainda são escassas, pois exigem técnicas de compensação de temperatura durante o processo de medição.

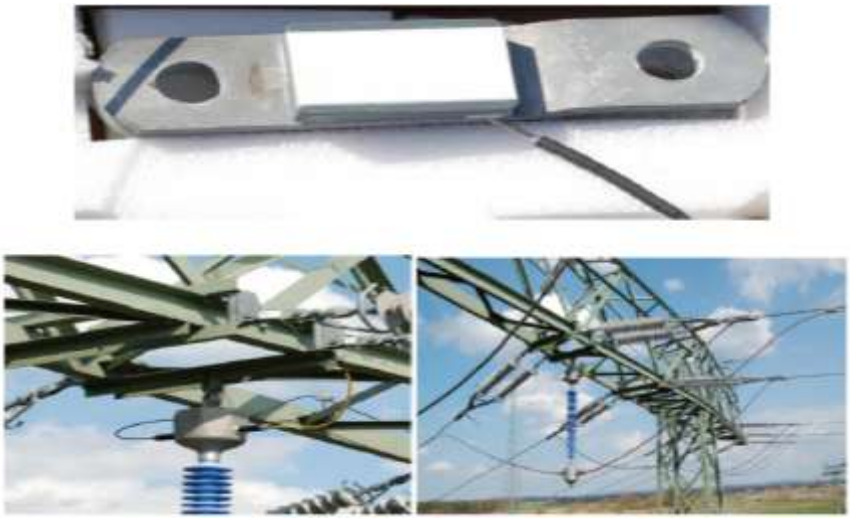


Figura 2.3 – Sistema de monitoração de cabos ACSR em linhas de transmissão com FBG [25].

Apesar de uma FBG ser diretamente sensível apenas à deformação e à temperatura, propostas têm surgido combinando redes de Bragg com diferentes *interfaces* para medição de outros parâmetros. Em [26] é sugerida uma monitoração do envelhecimento do óleo de transformadores, através da relação entre comprimento de onda de Bragg e o índice de refração efetivo do núcleo da fibra (Equação 2.1).

Uma outra preocupação do sistema elétrico é a vida útil de para-raios e isoladores para a confiabilidade da operação do sistema de potência. Com a degradação do equipamento, há um aumento na corrente de fuga, sobretudo na componente resistiva, além de um aumento de sua temperatura [27].

A contaminação de isoladores de alta tensão, causada principalmente pela poluição, muitas vezes afeta negativamente o desempenho do seu dielétrico e reduz a confiabilidade das linhas de transmissão. Adicionalmente, a corrente de fuga, ou *flashover*, de isoladores poluídos pode causar uma longa interrupção na linha. Em [28], uma FBG é revestida com poliamida, tornando-a sensível a densidade de depósito em equivalente de sal ou ESDD (*Equivalent Salt Deposit Density*), parâmetro utilizado para medição da poluição em isoladores.

Com o advento das chamadas redes inteligentes ou *smart grids*, sensores baseados em FBG têm despertado ainda mais o interesse do setor elétrico. Uma vantagem para aplicações nesse tipo de sistemas é o número de sensores que podem ser gravados ao longo de uma mesma fibra óptica. Para uma mesma fibra, pode-se monitorar simultaneamente diferentes parâmetros da linha de transmissão ou distribuição [29], conforme mostra o diagrama da Figura 2.4.

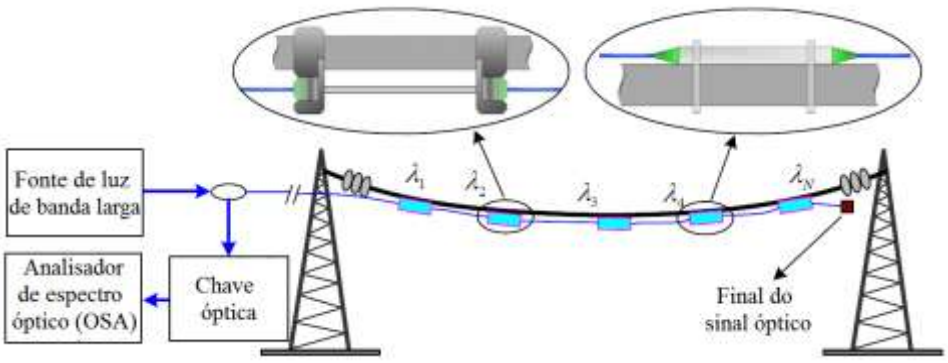


Figura 2.4 – Diagrama de um sistema de monitoramento de linhas de transmissão com múltiplas redes de Bragg, adaptado de [29].

A Figura 2.5 mostra uma fotografia de sensores baseados em FBG instalados em uma linha de transmissão para medição de deformação e temperatura simultaneamente.

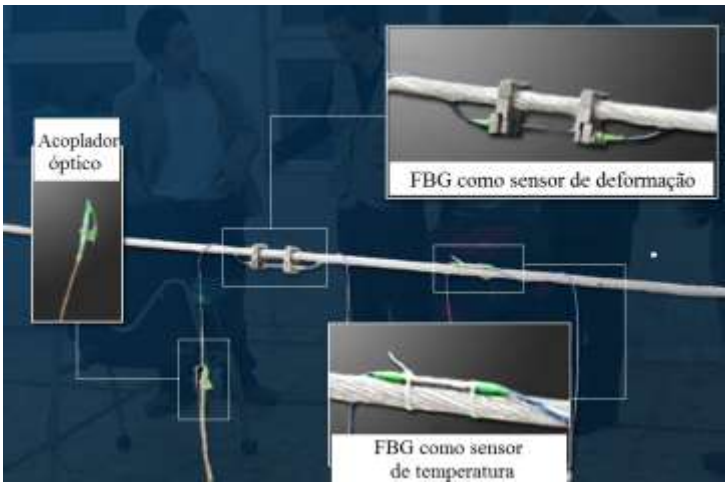


Figura 2.5 – Sensores FBG instalados em uma linha de transmissão, adaptado de [29].

A crescente preocupação do setor elétrico com as questões de qualidade de energia também tem se tornado um atrativo para o uso de sensores ópticos no SEP. Um sensor baseado em FBG para medição de potência ativa e reativa é proposto em [30]. Também pensando na qualidade da energia entregue à rede elétrica, novas propostas de transformadores de potencial ópticos e transformadores de corrente ópticos têm ganhado visibilidade. Os diferentes modelos de TPOs e TCOs existentes atualmente no mercado e as novas propostas para esse segmento serão apresentadas em detalhes adiante.

Por fim, os sensores baseados em rede de Bragg, quando integrados a fibras ópticas para transmissão do sinal, podem prover o transporte de informação a grandes distâncias, com atenuações da ordem de 0,2 dB/km. Essa vantagem, aliada à alta imunidade a EMI, os torna atrativos para monitoração remota [31].

2.1.5 Compensação de temperatura em redes de Bragg

Como dito anteriormente, em aplicações nas quais se utiliza um sensor baseado em rede de Bragg a fim de medir apenas sua deformação, os impactos da variação de temperatura, seja devido à variação da temperatura ambiente ou provocada pelo próprio mensurando, acabam por afetar o processo de medição. Conforme mostrado na equação de Bragg (Equação 2.2), a temperatura também interfere no deslocamento do comprimento de onda de Bragg e, consequentemente, pode mascarar o valor que desejamos medir devido à deformação da rede.

É sabido que em aplicações práticas, fora do ambiente de temperatura controlada dos ensaios de laboratório, dificilmente a temperatura ambiente se mantém estável. Ademais, um sensor projetado para uma aplicação de campo, como é o caso dos sensores baseados em rede de Bragg voltados para o SEP, sofre tanto das variações de

temperatura ambiente (frio, calor, chuva, umidade, etc) quanto das variações de temperatura provocadas pelo meio em que está inserido, isto é, alta tensão ou alta corrente e, consequentemente, alta dissipação de potência.

Diante desse fato, técnicas de compensação de temperatura devem ser empregadas a fim de que o sensor baseado em rede de Bragg seja o mais preciso possível. A forma mais simples de compensação de temperatura pode ser feita a partir da caracterização prévia do sensor quanto à temperatura.

Determinada a sensibilidade térmica do sensor ($\Delta\lambda_B \backslash \Delta T$), em um ensaio sem nenhuma deformação longitudinal, pode-se utilizar o valor determinado para compensar o segundo termo da equação de Bragg (Equação 2.2). Nesse caso, o deslocamento de λ_B devido somente à deformação será o deslocamento total menos o deslocamento devido à temperatura medido previamente (Equação 2.8).

$$\Delta\lambda_B = (1 - \rho_e)\lambda_B\, \varepsilon_{FBG} + (\eta + \alpha_{FBG})\lambda_B\, \Delta T$$

$$\Delta\lambda_B = \frac{\Delta\lambda_B}{\varepsilon_{FBG}}\varepsilon_{FBG} + \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T}\Delta T$$

$$\Delta\lambda_{B\,(total)} = \Delta\lambda_{B\,(deformação)} + \Delta\lambda_{B\,(temperatura)}$$

$$\Delta\lambda_{B\,(deformação)} = \Delta\lambda_{B\,(total)} - \Delta\lambda_{B\,(temperatura)} \qquad 2.8$$

No entanto, na prática, as condições às quais o sensor pode ser submetido, podem diferir consideravelmente dos ensaios realizados, e o modelo levantado previamente pode não ser válido. Uma forma de contornar esse problema é utilizar uma segunda FBG inscrita na mesma fibra óptica e submetida às mesmas variações térmicas que a FBG sensora. Agora com o valor real da sensibilidade térmica durante a aplicação em campo, realiza-se o mesmo procedimento de subtrair o deslocamento indevido na equação de Bragg.

Em [32] é apresentado o desenvolvimento teórico desse método de compensação térmica. É possível obter a compensação desejada calculando a variação do comprimento de onda de Bragg ($\Delta\lambda_B$) para cada uma das FBGs e eliminando o efeito da temperatura dos resultados.

Essa abordagem, usando duas FBGs no ponto de sensoriamento, é válida quando o local do interesse é um ambiente de alta tensão, onde não é possível medir eletricamente a temperatura, ou locais sujeitos à interferência eletromagnética [7].

Em [7] é apresentada uma ampla revisão bibliográfica das propostas de compensação de temperatura em redes de Bragg empregadas atualmente. Ainda, duas novas propostas são sugeridas a fim de compensar um sensor óptico-elétrico para

medidas de alta tensão. A primeira proposta sugere uma compensação passiva do sensor, combinando, nos elementos de sua construção, materiais com diferentes coeficientes de dilatação térmica e variando seus comprimentos. A segunda proposta contempla a construção de um filtro óptico sintonizável baseado em redes de Bragg e controlado por temperatura.

2.2 Interrogação de redes de Bragg

Técnicas de interrogação ou demodulação são utilizadas para leitura das variações no comprimento de onda de Bragg refletido de uma FBG, quando submetida a um dado mensurando.

Diferentes técnicas de demodulação são, usualmente, comparadas utilizando os seguintes parâmetros: capacidade de multiplexação, tempo de resposta, estabilidade, acurácia e custo por canal. Em muitos casos, estas técnicas se baseiam em um ou mais parâmetros [33].

A escolha do método de demodulação depende essencialmente da aplicação a que se destina o sensor a FBG. Para essa escolha também deve-se levar em consideração a faixa de frequência em que o sistema irá operar, a faixa dinâmica do comprimento de onda de Bragg, isto é, a faixa de deformação ou temperatura que se deseja medir, além do espaço, peso e custo.

A utilização de um analisador de espectro ótico (OSA – *Optical Spectrum Analyzer*) é uma forma imediata para observar diretamente o desvio do comprimento de onda de Bragg ($\Delta\lambda_B$). Esse esquema pode ser facilmente implementado como mostra o diagrama da Figura 2.6. As ligações ópticas são representadas em azul (FO: fibra óptica).

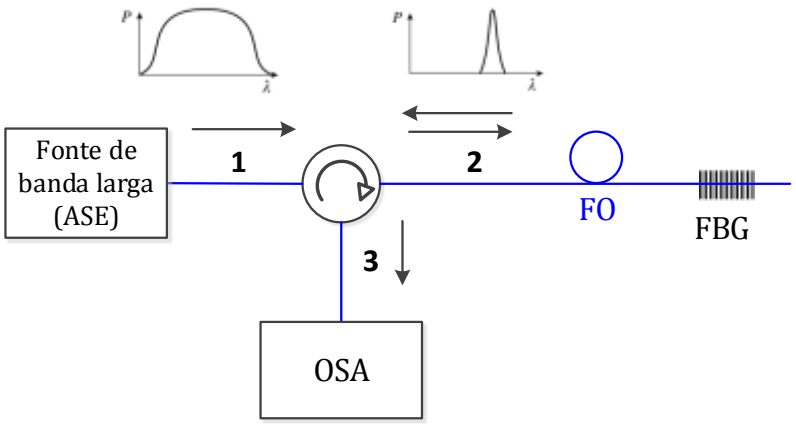


Figura 2.6 – Demodulação de uma FBG utilizando um OSA.

Utiliza-se uma fonte de luz de banda larga com emissão espontânea (ASE – *Amplified Spontaneous Emission*) em conjunto com um circulador óptico. O sinal da fonte incide na FBG através da porta 1 do circulador, o sinal refletido no comprimento de onda de Bragg retorna ao circulador pela porta 2 e é enviado para porta 3, onde se encontra o OSA.

A Figura 2.7 apresenta um espectro óptico refletido por uma rede de Bragg fabricada no LIF, visualizado através do OSA do fabricante *Anritsu*, modelo MS9710C.

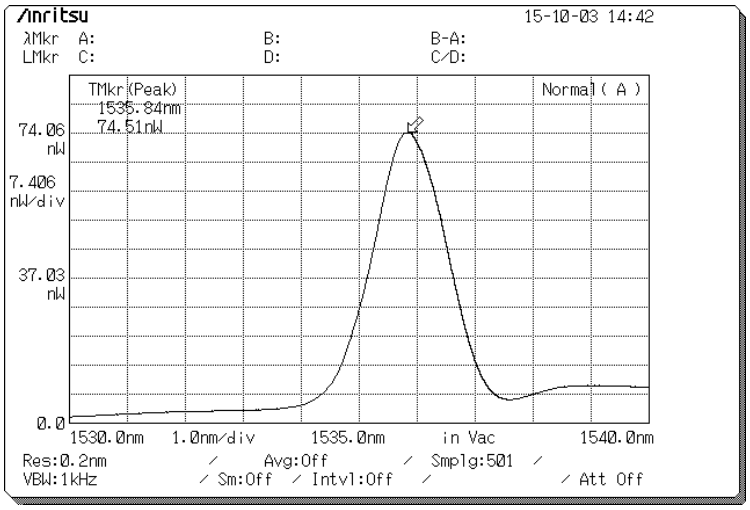


Figura 2.7 – Espectro óptico refletido por uma FBG visualizado no OSA.

O OSA é um equipamento de resolução mediana (em torno de 20pm, dependendo do fabricante) e de custo elevado, inviabilizando seu uso na maioria das aplicações em que se deseja implementar um sensor baseado em rede de Bragg de baixo custo. Caso o sistema opere com dezenas de sensores dentro de uma ampla faixa de comprimentos de onda, o OSA pode não possuir resolução suficiente para avaliar com precisão todas as redes interrogadas em uma única medida.

Somado a isso, o OSA possui um tempo de resposta lento, tipicamente uma varredura por minuto numa faixa de 100 nm, o que acaba por limitar sua utilização a medidas estáticas. Portanto, esta técnica deve ser considerada em situações onde as medidas não são realizadas continuamente, de forma que o equipamento possa ser também utilizado em outras aplicações que possam repartir o custo elevado [34].

Uma grande variedade de técnicas de interrogação tem sido demonstrada, no entanto nem todas possuem potencial prático para o desenvolvimento de sistemas comerciais. Em relação à fonte óptica, existem duas abordagens básicas na interrogação de redes de Bragg.

A primeira consiste em iluminar a FBG com uma fonte de banda larga (que inclua o comprimento de onda de Bragg da FBG) e utilizar filtros na detecção do sinal refletido. Já a segunda baseia-se na utilização de uma fonte óptica sintonizável (dentro da faixa de operação da FBG) e, a partir da detecção do sinal refletido, podemos associá-lo ao comprimento de onda da fonte sintonizável [35].

Assim, podemos classificar os métodos de interrogação como demodulação utilizando fonte de banda larga, onde se incluem a demodulação interferométrica e demodulação por filtros sintonizáveis, e demodulação utilizando fontes sintonizáveis.

A seguir serão descritas as técnicas de demodulação com uso de interferômetros e por filtros sintonizáveis, com destaque para essa última que foi a técnica utilizada nesse trabalho.

2.2.1 Demodulação com interferômetro

A Figura 2.8 mostra o esquema para demodulação de uma rede de Bragg utilizando um interferômetro de Mach-Zehnder [36]. Nessa configuração, a FBG é iluminada por uma fonte de banda larga e o comprimento de onda de Bragg pode ser determinado pela análise da fase do sinal refletido.

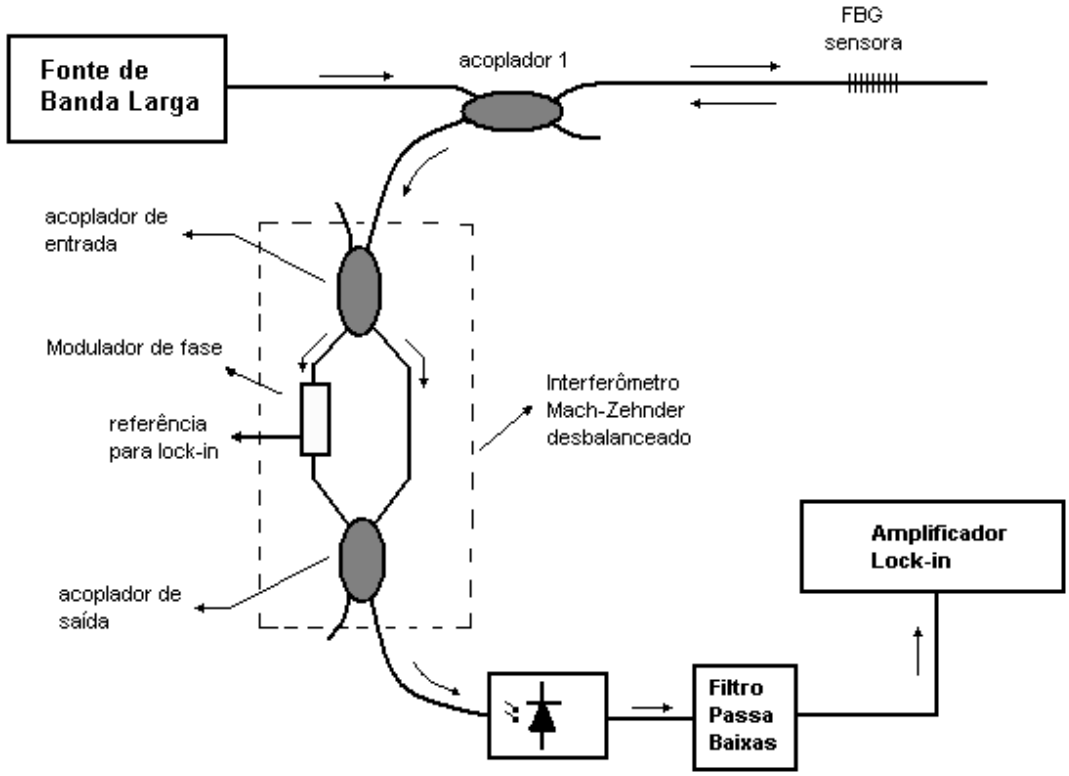


Figura 2.8 – Demodulação de uma FBG com interferômetro de Mach-Zehnder [37].

Uma fonte de banda larga é utilizada para incidir o sinal na FBG, por meio do acoplador 1, a banda refletida pela FBG é direcionada para o acoplador de entrada do interferômetro e este divide o sinal em duas componentes ópticas de mesma frequência central, tomando cada uma o percurso por um dos braços.

O interferômetro é desbalanceado, isto é, o comprimento dos dois braços é diferente. A diferença de comprimento entre os braços provoca interferência, com diferença de fase fixa, no acoplador de saída se o modulador de fase estiver desligado. Essa superposição de ondas é aplicada a um fotodetector.

Quando o sistema elétrico de modulação de fase é ligado, gera-se uma pequena alteração dinâmica na diferença de caminho óptico (OPD – *Optical Path Diference*), resultando em uma baixa modulação na diferença de fase detectada. Quando ocorre um deslocamento no comprimento de onda da FBG, seja devido à deformação ou à temperatura, ocorre alteração proporcional na tensão de saída do amplificador *lock-in*.

Em resumo, a intensidade do sinal de saída depende da diferença de fase entre os sinais que se propagam nos dois braços do interferômetro, que por sua vez depende da diferença do caminho óptico, de um desvio de fase de *offset* e do comprimento de onda do sinal de entrada.

O interferômetro de Michelson possui uma configuração similar ao do interferômetro de Mach-Zehnder, a diferença é que nesse método, também chamado de modo refletivo, é utilizada uma reflexão proveniente do final da fibra óptica espelhada. Esse dispositivo, se comparado ao anterior, tem a vantagem de eliminar o uso de um acoplador [33].

2.2.2 Demodulação por filtros sintonizáveis

Uma alternativa de menor custo ao OSA e com maior sensibilidade em relação aos métodos interferométricos é utilizar filtros espectrais sintonizáveis. Tais filtros podem ser do tipo Fabry-Perot ou até mesmo uma rede de Bragg.

A ideia central da demodulação por filtros sintonizáveis consiste em rastrear o sinal refletido pela FBG sensora por uma varredura do espectro do filtro dentro da faixa de operação do sensor. O sinal de saída é a convolução do espectro de reflexão da FBG sensora com o espectro de um filtro sintonizável.

Operando em varredura, o número máximo de sensores que o sistema pode interrogar depende da largura espectral da fonte, da faixa de sintonia do filtro, da

separação espectral entre os sensores (tipicamente 3 nm) e da forma como as redes são multiplexadas [35].

a) Filtro Fabry-Perot

Em [38] foi proposto o uso de um filtro Fabry-Perot (FFP-TF – *Fiber Fabry-Perot Tunable Filter*) em duas configurações: na primeira o sistema opera em malha fechada e é aplicado a um único sensor, enquanto na segunda o filtro é utilizado para demodular um conjunto de sensores, sintonizando-o numa faixa larga capaz de interrogar mais de uma FBG.

A Figura 2.9 mostra o gráfico da refletância de uma rede de Bragg centrada em 1538,48 nm e a transmitância de um filtro Fabry-Perot com comprimento de onda de 1540,16 nm. A convolução dos dois espectros é direcionada a um fotodetector e, em seguida, o sinal pode ser amplificado, filtrado, e visualizado em um osciloscópio ou computador, dependendo da aplicação, conforme mostra o diagrama da Figura 2.10.

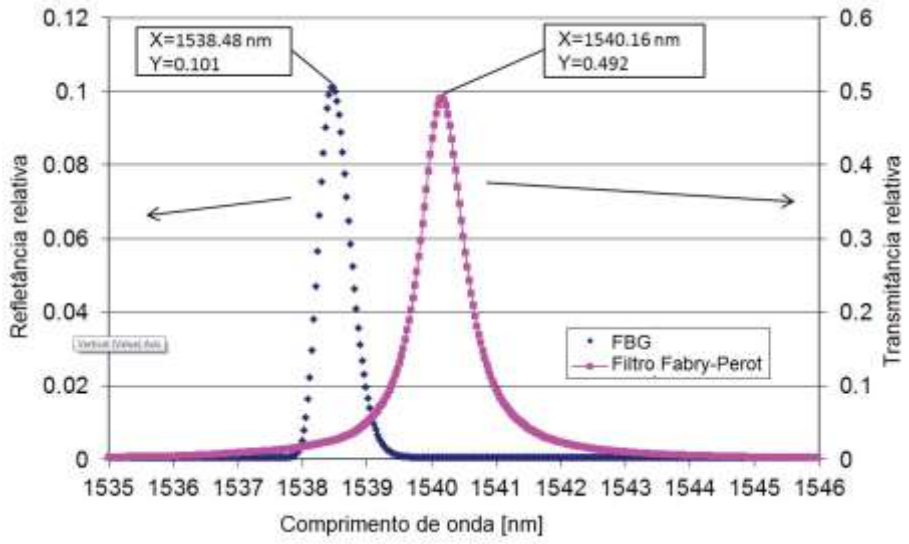


Figura 2.9 – Espectros da refletância de uma FBG e da transmitância de um filtro Fabry-Perot [39].

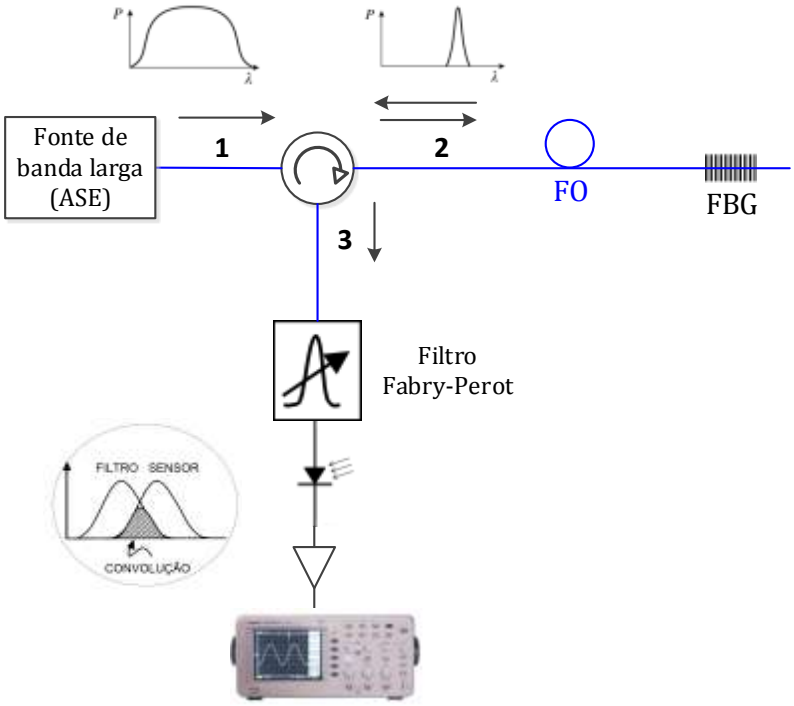


Figura 2.10 – Demodulação de uma FBG utilizando filtro Fabry-Perot.

O filtro de Fabry-Perot é por vezes chamado de cavidade ressonante de Fabry-Perot, isto porque ele é constituído por espelhos paralelos semi-refletores. A radiação luminosa incidente numa das faces entra na cavidade onde sofre múltiplas reflexões e é transmitida através do segundo espelho, conforme ilustra a Figura 2.11.

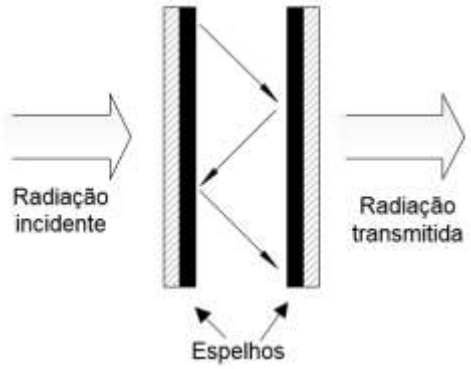


Figura 2.11 – Radiação incidente e transmitida em uma cavidade de Fabry-Perot.

A sintonia do filtro é obtida pela alteração da separação entre os espelhos, na ordem de alguns nm, utilizando um elemento piezoelétrico, que muda o espaçamento da cavidade quando ocorre mudança na tensão aplicada em seus terminais. A Figura 2.12 ilustra a estrutura básica de um filtro Fabry-Perot.

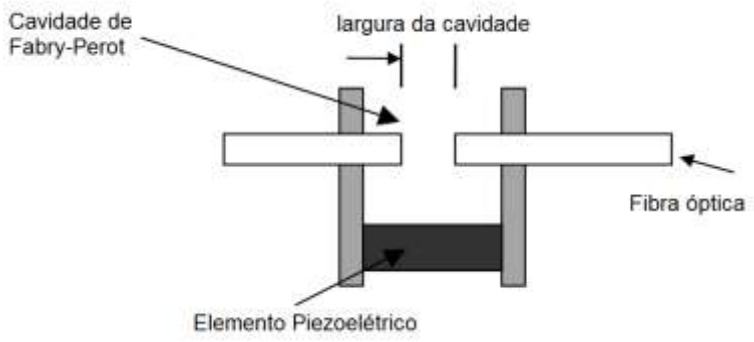


Figura 2.12 – Estrutura básica de um filtro de Fabry-Perot com elemento piezoelétrico.

A técnica de demodulação com filtro Fabry-Perot é uma tecnologia já bem estabelecida de alta resolução e precisão, porém ainda apresenta custo moderado.

Alguns algoritmos têm sido propostos para melhorar a precisão e a estabilidade dos sistemas de interrogação com filtros sintonizáveis. Um algoritmo para o cálculo do ponto de interseção ótimo entre a FBG sensora e um filtro Fabry-Perot é demonstrado em [39]. Nesse trabalho, deseja-se demodular o sinal proveniente de um sensor baseado em rede de Bragg para medidas de alta tensão em CA.

Em [40], um circuito programável do tipo FPGA (*Field Programmable Gate Arrays*) é utilizado para gerar sinal de sintonia para o filtro Fabry-Perot e realizar a leitura do sinal espectral refletido pelas FBGs. A grande vantagem desse método é que o circuito FPGA também pode ser utilizado para detectar o pico do espectro refletido pelas FBGs e se comunicar com um computador externo opcional, caracterizando um sistema de interrogação completo.

A principal vantagem na utilização de filtros sintonizáveis é a possibilidade de aplicação em medidas dinâmicas. A faixa de frequência é limitada pela resposta do fotodetector e dos circuitos eletrônicos de amplificação utilizados, podendo chegar a algumas centenas de kHz [34].

b) FBG filtro ou redes gêmeas

Uma alternativa de baixo custo ao uso do filtro Fabry-Perot é a utilização da técnica conhecida como redes gêmeas. Nesse esquema utiliza-se uma FBG filtro casada com a FBG sensora, no lugar do filtro Fabry-Perot. O princípio de demodulação baseia-se na convolução do espectro de reflexão da FBG sensora com o espectro da FBG filtro.

O sinal refletido pode ser coletado por um fotodetector e posteriormente amplificado, seguindo a mesma metodologia da interrogação por filtro Fabry-Perot, como mostra o esquema da Figura 2.13.

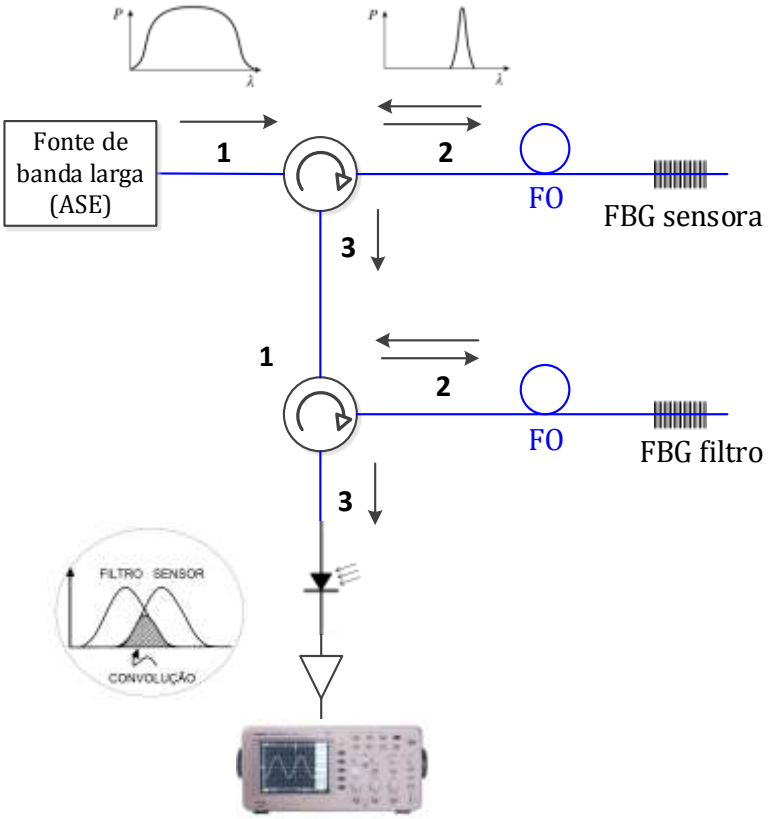


Figura 2.13 – Demodulação de uma FBG utilizando uma FBG filtro.

Nesse método, é necessário o uso de um segundo circulador óptico para que o sinal refletido da FBG sensora incida sobre a FBG filtro e a convolução dos dois sinais possa ser direcionada ao fotodetector. Ainda assim, essa técnica apresenta menor custo comparada às técnicas citadas anteriormente.

A potência do sinal óptico resultante da convolução das redes gêmeas é máxima quando os espectros de reflexão da FBG sensora e FBG filtro forem idênticos e superimpostos e mínima quando não se interceptarem. Uma variação contínua da rede sensora produz uma interseção de área variável (mas não necessariamente linear) entre esses dois extremos.

Conforme a variação do comprimento de onda de Bragg da FBG sensora, devido a uma deformação ou temperatura, seu espectro de reflexão se desloca, fazendo com que a intensidade do sinal refletido na FBG filtro varie.

Em [41] são apresentadas três propostas de montagens de sistemas que interrogam oito FBGs sensoras, utilizando a técnica de demodulação por redes gêmeas. A Figura 2.14 é uma ilustração da terceira proposta. No desenho, os fotodetectores são chamados de FDiA e FDiB. Do mesmo modo foi utilizada a nomenclatura FBGiA para as FBGs sensoras e FBGiB para as FBGs filtro, sendo i = 1 até 8.

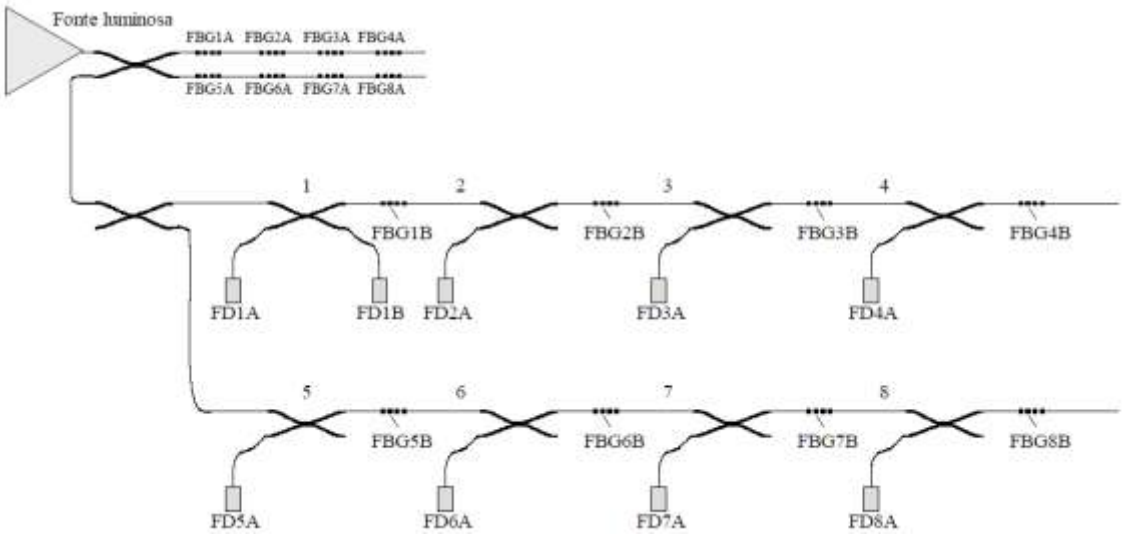


Figura 2.14 – Proposta de interrogação de oito FBGs sensoras utilizando redes gêmeas [41].

Assim como na demodulação por filtro Fabry-Perot, propostas têm surgido para melhorar a precisão e a estabilidade dos sistemas de interrogação baseados em redes gêmeas. É possível sintonizar mecanicamente a FBG filtro através de um atuador piezoelétrico, conforme mostra o diagrama da Figura 2.15.

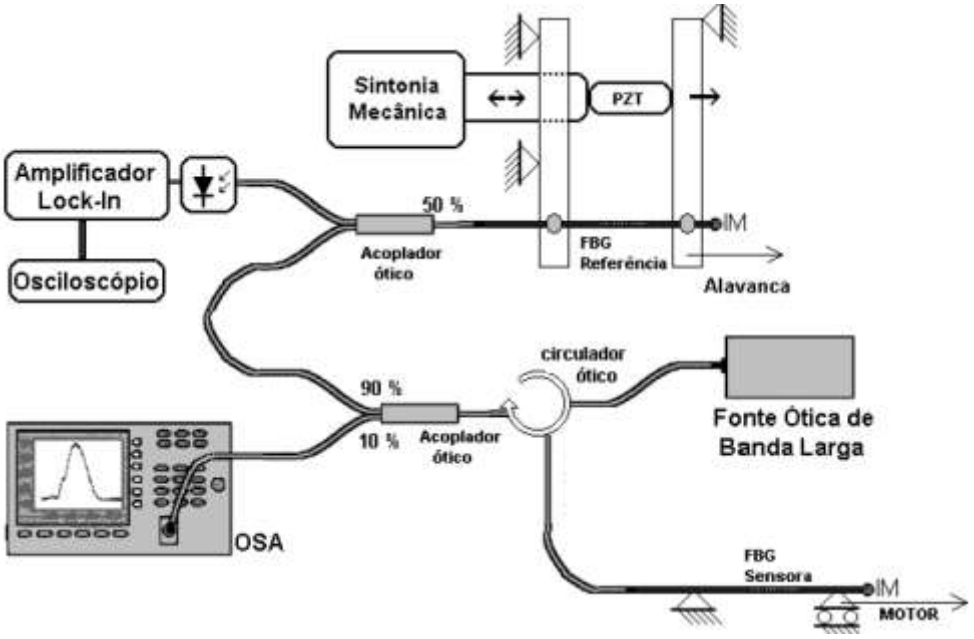


Figura 2.15 – Demodulação de uma FBG utilizando uma FBG filtro sintonizada mecanicamente [37].

A resposta dinâmica desse tipo de sistema é limitada pela resposta mecânica do atuador piezoelétrico que deforma a rede, nesse exemplo 100 Hz. Assim não é possível a detecção de vibrações com frequências superiores [37].

Outra forma de sintonizar a FBG filtro é demonstrada em [42], através de variações térmicas provocadas no filtro, deslocando seu comprimento de onda de Bragg

para o ponto de demodulação ótimo. Nesse esquema, a FBG filtro é fixada sobre uma estrutura de alumínio, a fim de aumentar sua sensibilidade térmica, e as variações de temperatura são provocadas por um módulo termoelétrico controlado por um Processador de Sinais Digitais (DSP).

2.3 Cerâmicas Piezoelétricas

2.3.1 Piezoeletricidade

Certos cristais possuem a capacidade de gerar cargas elétricas quando estão submetidos à aplicação de uma força mecânica. Essa propriedade é conhecida como piezoeletricidade e esse fenômeno é chamado de efeito piezoelétrico direto.

Analogamente, um cristal piezoelétrico sofre uma deformação quando um campo elétrico é aplicado, o qual chamamos de efeito piezoelétrico reverso.

O efeito piezoelétrico foi descoberto, em 1880, pelos físicos franceses Pierre Curie e Jacques Curie. Já o efeito piezoelétrico inverso foi sugerido por Gabriel Lippmann em 1881 e, posteriormente, comprovado pelos Curie.

De uma forma geral, o efeito piezoelétrico pode ser definido como a conversão de uma energia mecânica em elétrica (efeito piezoelétrico direto) ou a conversão de uma energia elétrica em mecânica (efeito piezoelétrico reverso). O esquema da Figura 2.16 representa essa conversão.

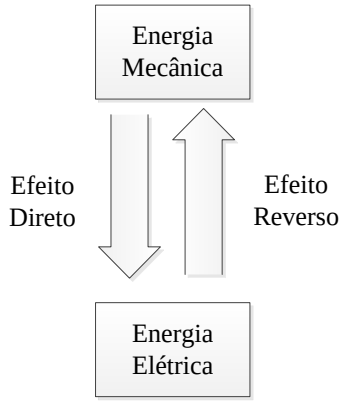


Figura 2.16 – Esquema da conversão de energia devido ao efeito piezoelétrico.

A capacidade de converter energia mecânica em elétrica e vice-versa permite que os materiais piezoelétricos sejam utilizados tanto como atuadores quanto como sensores.

As primeiras aplicações de materiais piezoelétricos foram realizadas utilizando cristais, em especial o quartzo. No entanto, desde o descobrimento de que as cerâmicas de Titanato de Bário ($BaTiO_3$) podiam ser polarizadas e apresentar o efeito

piezoelétrico, materiais cerâmicos são os mais utilizados como elementos piezoelétricos [43].

Atualmente, existem cerâmicas piezoelétricas compostas de diversos materiais. As cerâmicas de Titanato Zirconato de Chumbo, conhecidas como PZT (PbZrTi) são as predominantes no mercado.

As piezocerâmicas em seu estado não polarizado são isotrópicas. Para sua utilização como elemento piezoelétrico precisam ser polarizadas através da aplicação temporária de um forte campo elétrico CC entre os eletrodos, a fim de alinhar os domínios do material na direção do campo.

2.3.2 Classificação dos materiais piezoelétricos

Quando aplicamos um campo elétrico alternado em uma cerâmica piezoelétrica e medimos a polarização induzida em função do campo, observamos o fenômeno da histerese ferroelétrica, conforme apresentado na Figura 2.17. A área interna desta curva corresponde à energia dissipada na forma de calor, devido às perdas mecânicas e dielétricas [44].

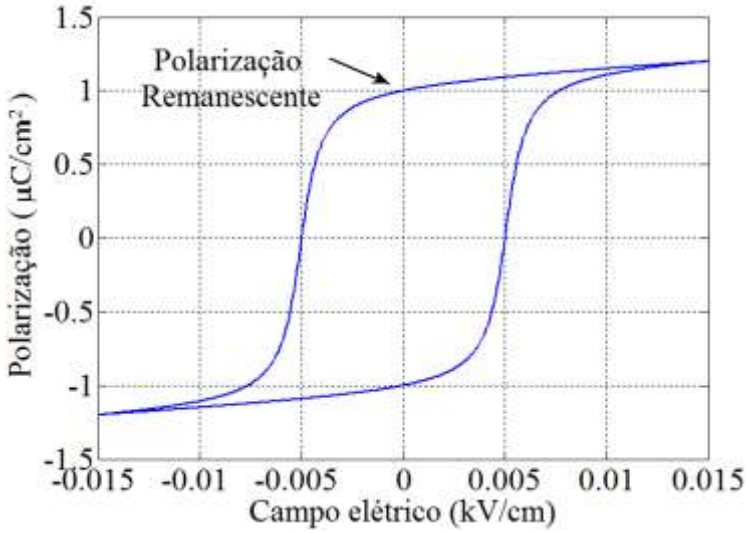


Figura 2.17 – Histerese ferroelétrica, adaptado de [44].

Os materiais piezoelétricos são classificados de acordo com o tamanho da área da curva de histerese. Os materiais do tipo *Hard* são os que apresentam uma curva de histerese com área menor, já os materiais do tipo *Soft* são os que apresentam uma curva de histerese com maior área. Os materiais *Hard* também são denominados materiais de alta potência e os *Soft* de materiais de alta sensibilidade [44].

A norma MIL-STD-1376B [45] da marinha americana subdivide os materiais *Hard* e *Soft* em subgrupos, por meio de intervalos de propriedades e de acordo com as principais aplicações. A Figura 2.18 mostra como é feita essa subdivisão.

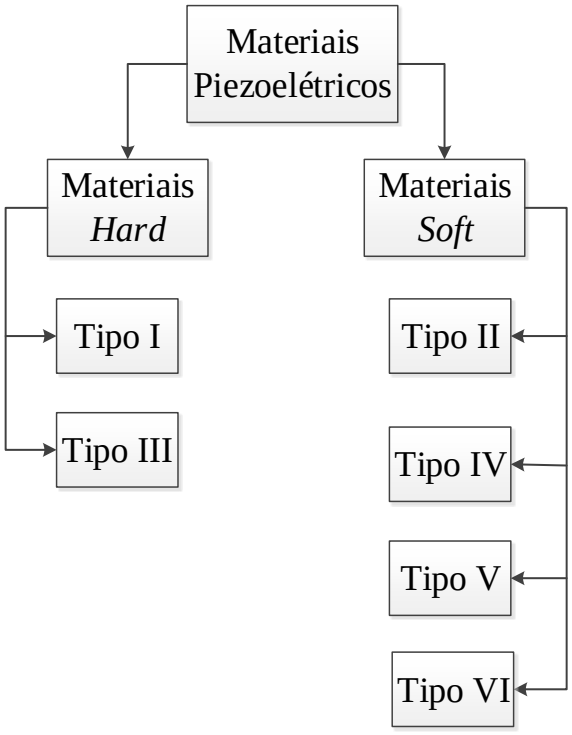


Figura 2.18 – Classificação dos materiais piezoelétricos.

Embora a norma da marinha americana classifique os materiais piezoelétricos em tipos I a VI de acordo com suas características, muitos fabricantes preferem adotar sua própria nomenclatura. A Tabela 2.1 mostra a equivalência de nomenclatura entre a norma MIL-STD-1376B e o fabricante *Sparkler Ceramics*, o qual foi o fornecedor das cerâmicas utilizadas nessa dissertação.

Tabela 2.1 – Tabela de equivalência entre a norma americana e o fabricante *Sparkler* [46].

STD-1376B	***Sparkler Ceramics***
Tipo I	SP-4
Tipo III	SP-8
Tipo II	SP-5A
Tipo V	SP-5J
Tipo VI	SP-5H

A Tabela 2.2 mostra as características de cada tipo de material piezoelétrico, bem como o valor de algumas de suas principais constantes, de acordo com a norma da marinha americana. As constantes apresentadas são: temperatura de Curie (T_C), fator de

dissipação elétrica ($\tan\delta$) e constante de carga piezoelétrica (d_{33}). A importância de cada uma delas será destacada destacada no próximo tópico (2.3.3) desse Capítulo.

Tabela 2.2 – Características dos materiais piezoelétricas de acordo com [45].

Materiais *Hard*		
Tipo I	Recomendado para aplicações acústicas de média e alta potência.	$T_c = 325℃$ $\tan\delta \leq 0{,}006$ $d_{33} = 290 \pm 15\%\ pm/V$
Tipo III	Similar ao tipo I, mas melhorada para aplicações em alta potência devido às suas menores perdas.	$T_c = 325℃$ $\tan\delta \leq 0{,}004$ $d_{33} = 215 \pm 15\%\ pm/V$
Materiais *Soft*		
Tipo II	Modificada para produzir maior sensibilidade, mas que não é adequada para altas potências devido ao aquecimento no dielétrico.	$T_c = 350℃$ $\tan\delta \leq 0{,}020$ $d_{33} = 390 \pm 15\%\ pm/V$
Tipo IV	Composta por Titanato de Bário é utilizada para aplicações de média potência	$T_c = 115℃$ $\tan\delta \leq 0{,}010$ $d_{33} = 140 \pm 15\%\ pm/V$
Tipo V	Uma composição intermediária para os tipos II e VI.	$T_c = 240℃$ $\tan\delta \leq 0{,}025$ $d_{33} = 495 \pm 15\%\ pm/V$
Tipo VI	Semelhante ao tipo II com maior sensibilidade carga e dielétrico constante.	$T_c = 180℃$ $\tan\delta \leq 0{,}025$ $d_{33} = 575 \pm 15\%\ pm/V$

2.3.3 Principais propriedades dos materiais piezoelétricos

Para identificar as direções em um elemento piezoelétrico são utilizados três eixos (1, 2 e 3), equivalentes aos eixos do plano cartesiano (x, y e z). As propriedades dos materiais ao longo dos eixos 1 e 2 são idênticas entre si, mas diferentes daquelas ao longo do eixo 3. Deste modo, para manter a simplicidade, são feitas referências apenas aos eixos 3 e 1.

O eixo 3 é sempre paralelo à direção de polarização. O eixo de polarização é induzido durante o processo de fabricação pela aplicação de um elevado campo CC.

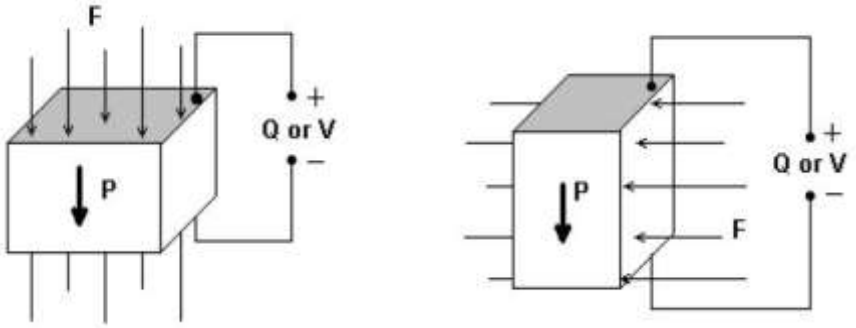
a) Constante de carga piezoelétrica (d_{ij})

Informa qual é a proporção entre a variação dimensional ($\Delta L/L$) do material piezoelétrico (em m/m) e o campo elétrico aplicado (em V/m) ou entre a densidade de cargas elétrica (em C/m^2) e a força aplicada no material (em N/m^2).

$$d_{ij} = \left[\frac{\text{metro/metro}}{\text{Volt/metro}}\right] = \left[\frac{\text{metro}}{\text{Volt}}\right]$$
$$d_{ij} = \left[\frac{\text{Coulomb/metro}^2}{\text{Newton/metro}^2}\right] = \left[\frac{\text{Coulomb}}{\text{Newton}}\right] \quad 2.9$$

O índice i representa a direção do campo elétrico/força aplicada e o índice j a direção em que está sendo medida a deformação/carga elétrica.

A constante d_{33} descreve a deformação paralela ao vetor de polarização da cerâmica (espessura) e d_{31} descreve a deformação ortogonal ao vetor de polarização (largura), conforme mostra a Figura 2.19 (a) e (b), respectivamente.



(a) (b)

Figura 2.19 – Deslocamento (a) paralelo a P e (b) ortogonal a P de um material PZT [47].

Em um PZT de forma geométrica tubular de parede fina ou anel com eletrodos depositados nas paredes interna e externa, como o da Figura 2.20, a constante d_{31} representa uma deformação da largura da cerâmica, enquanto d_{33} representa uma deformação em sua espessura.

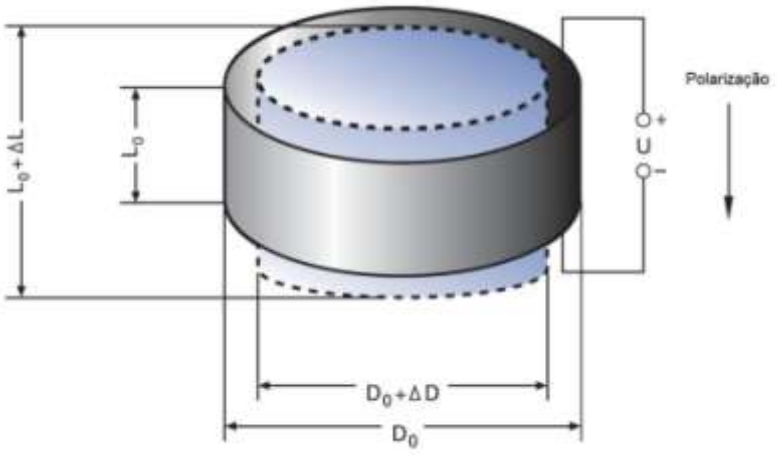


Figura 2.20 – Deformação de um disco de PZT tubular em função do campo elétrico aplicado [48].

A variação no comprimento do PZT pode ser escrita a partir da Equação 2.10 [48]:

$$\Delta L = S\, L_o = E\, d_{ij}\, L_o \qquad 2.10$$

na qual

S: deformação da cerâmica (variação relativa do comprimento igual a $\Delta L/L_o$, adimensional);

L_o: comprimento da cerâmica [m];

ΔL: variação do comprimento da cerâmica [m];

E: campo elétrico [V/m];

d_{ij}: constante de carga piezoelétrica [m/V].

Para uma cerâmica com formato em anel, com eletrodos depositados em suas faces, podemos reescrever a Equação 2.10 substituindo d_{ij} pela constante de carga piezoelétrica referente à deformação da espessura (d_{33}):

$$\Delta L = E\, d_{33} L_o \qquad 2.11$$

Sendo o campo elétrico igual a:

$$E = \frac{U}{L_o} \qquad 2.12$$

na qual U é a tensão aplicada entre os eletrodos do PZT, em volts. Assim, a variação na espessura da cerâmica pode ser reduzida a forma da Equação 2.13.

$$\Delta L = \frac{U}{L_o}\, d_{33} L_o$$

$$\Delta L = U\, d_{33} \qquad 2.13$$

b) Constante de tensão piezoelétrica (g_{ij})

Informa qual é a proporção entre o campo gerado (em V/m) e a força aplicada (em N/m^2) para uma cerâmica com comprimento de 1 metro.

$$g_{ij} = \left[\frac{\text{Volt/metro}}{\text{Newton/metro}^2}\right] = \left[\frac{\text{Volt} - \text{metro}}{\text{Newtons}}\right] \qquad 2.14$$

O índice i representa a direção do campo elétrico gerado e o índice j a direção da força aplicada.

A constante g_{33} descreve um campo elétrico gerado na mesma direção em que força mecânica foi aplicada, ou seja, ao longo do eixo de polarização. A constante g_{31} descreve um campo elétrico gerado no eixo de polarização para uma força aplicada ortogonalmente.

c) Coeficiente de acoplamento ($\mathbf{k_{ij}}$)

Descreve a conversão de energia elétrica em mecânica na cerâmica e vice-versa, ou seja, podem ser interpretado como a eficiência do material. Como esse coeficiente descreve a relação entre energias, ele é adimensional.

Seus valores variam de 0,02 (equivalente a 2% de eficiência) a 0,75 (equivalente a 75% de eficiência), para cerâmicas piezoelétricas de PZT [44].

d) Constante dielétrica relativa ($\mathbf{K_T^3}$)

Expressa a constante dielétrica relativa (ε_R) do material em relação à constante dielétrica do vácuo na direção três. Multiplicando seu valor pela constante dielétrica do vácuo ($\varepsilon_0 = 8{,}85 \text{ x } 10^{-12}$ F/m), origina-se a constante dielétrica absoluta ($\varepsilon = \varepsilon_R \varepsilon_o$).

O sobrescrito T aplica-se à condição mecanicamente livre. Portanto K_T^3, expressa a constante dielétrica relativa medida na direção polar sob condições mecanicamente livres. Geralmente é medido a 1 kHz, bem abaixo da ressonância mecânica do material.

e) Temperatura de Curie ($\mathbf{T_c}$)

É a temperatura na qual a estrutura cristalina do material piezoelétrico muda para o estado não piezoelétrico. É também a temperatura na qual o dielétrico se rompe.

Cada tipo de cerâmica tem sua temperatura de Curie característica e deve ser operada sempre com temperatura abaixo do ponto de Curie.

f) Fator de qualidade mecânico ($\mathbf{Q_m}$)

É uma medida das perdas mecânicas (amortecimento) do material. Define a qualidade da cerâmica como um oscilador de harmônico. No circuito equivalente elétrico, que será detalhado adiante, representa a ressonância de vibração mecânica.

g) Fator de dissipação elétrica ($\mathbf{\tan \delta}$)

É uma medida das perdas dielétricas do material, expressa como a tangente do ângulo de perda ou a relação entre reatância capacitiva e resistência do capacitor paralelo no circuito equivalente elétrico da cerâmica.

h) Modos de vibração

As diferentes formas das cerâmicas piezoelétricas são capazes de produzir diferentes modos de vibração. Os modos de vibração dependem das propriedades do material, da

orientação de polarização e da direção do campo elétrico que está sendo aplicada aos eletrodos. Os vários modos de vibração em diferentes formatos de cerâmicas PZT são mostrados na Figura 2.21.

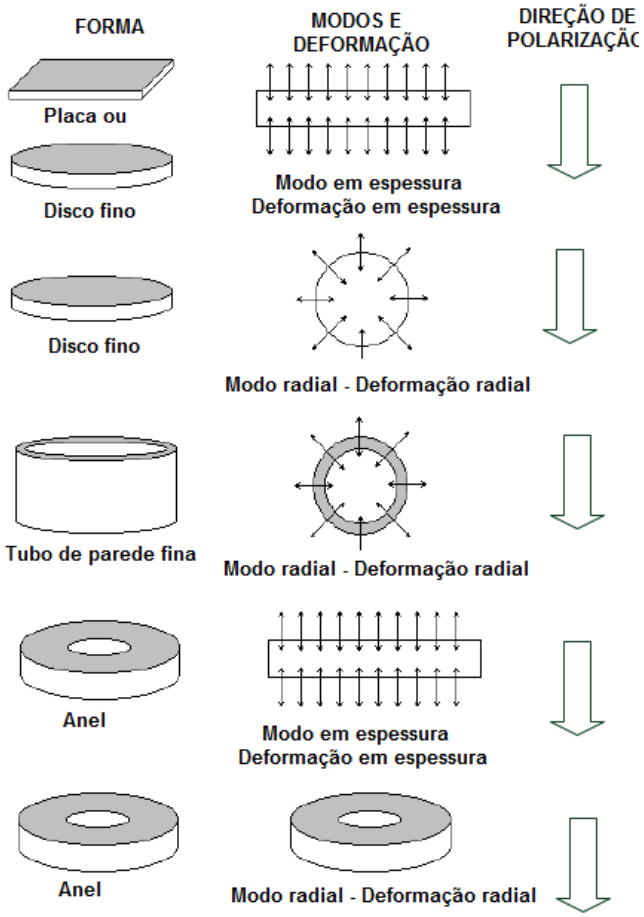


Figura 2.21 – Modos de vibração em cerâmicas piezoelétricas, adaptado de [47].

A Figura 2.22 mostra as principais propriedades das cerâmicas PZT do fabricante *Sparkler Ceramics*. As cerâmicas do tipo SP-4 deste fabricante foram as utilizadas na construção do protótipo desse trabalho.

DADOS	PZT - Titanato Zirconato de Chumbo				
	SP-4	SP-8	SP-5A	SP-5J	SP-5H
Coeficientes de acoplamento piezoelétrico					
k_p	0.60	0.50	0.61	0.60	0.63
k_{33}	0.68	0.63	0.70	0.71	0.73
Constantes piezoelétricas de carga					
d_{33} (x 10^{-12} C/N)	300	215	400	460	550
d_{31} (x 10^{-12} C/N)	-11.5	- 9.5	- 170	- 210	- 265
Constantes piezoelétricas de tensão					
g_{33} (x 10^{-3} Vm/N)	26	25	25	22	19
g_{31} (x 10^{-3} Vm/N)	- 11	- 11	- 11	- 9	- 9
Constante dielétrica relativa K^T_3 (baixo sinal)	1250	1000	1750	2450	3100
Fator de dissipação tan δ (baixo sinal)	0.004	0.004	0.020	0.020	0.020
Densidade ρ (kg/m^3)	7600	7600	7650	7500	7500
Temperatura de Curie T_c (ºC)	325	330	360	260	190
Fator de qualidade mecânico Q_m	500	1000	75	70	65

Figura 2.22 – Propriedades piezoelétricas das cerâmicas *Sparkler*, adaptado de [49].

2.3.4 Efeito da temperatura nas propriedades piezoelétricas

As propriedades piezoelétricas possuem uma alta dependência com a temperatura. As propriedades mostradas na Tabela 2.2 e na Figura 2.22 são determinadas a partir da temperatura ambiente. Alguns trabalhos têm se proposto a entender como temperatura e ciclos térmicos afetam o desempenho e propriedades das cerâmicas PZT, a fim de manter a precisão e acurácia em atuadores piezoelétricos [50], [51].

Em [50] foram medidas as propriedades de três materiais piezoelétricos (PZT-4, PZT-5A e PZT-5H) entre -150ºC e 250ºC. A constante dielétrica relativa (K^3_T) e fator de

dissipação (tan δ) foram medidos sob frequências de 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz, utilizando um medidor de precisão HP 4284A LCR. As Figura 2.23 e Figura 2.24 mostram os resultados dessas medidas.

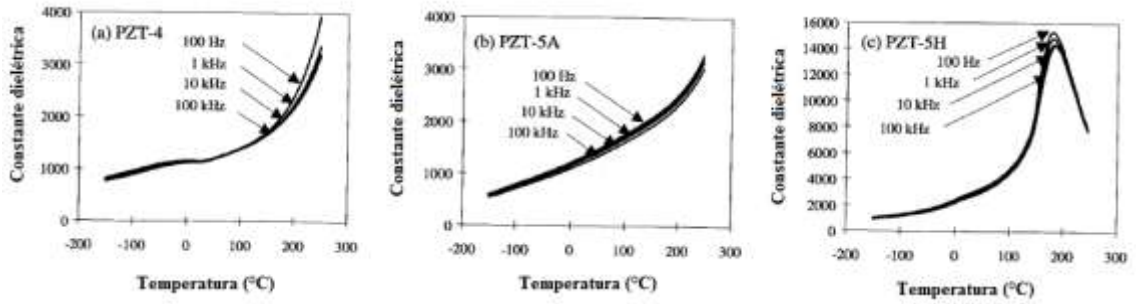


Figura 2.23 – Medida da constante dielétrica para as cerâmicas (a) PZT-4, (b) PZT-5A e (c) PZT-5H entre -150ºC e 250ºC [50].

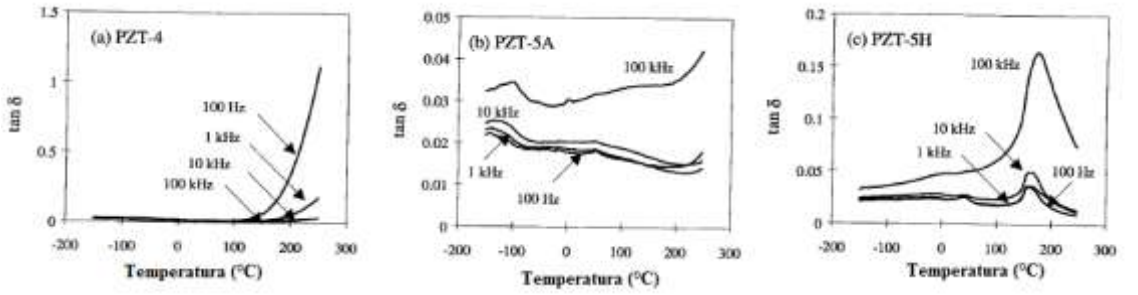


Figura 2.24 – Medida do coeficiente de dissipação para as cerâmicas (a) PZT-4, (b) PZT-5A e (c) PZT-5H entre -150ºC e 250ºC [50].

É fácil ver que a constante dielétrica das cerâmicas do tipo PZT-4 e PZT-5A aumentou de forma constante em função da temperatura, sem atingir a temperatura de Curie, ponto este em que o material perde suas propriedades piezoelétricas. Já a cerâmica PZT-5H atingiu a temperatura de Curie dentro do intervalo aplicado. É possível ver que a temperatura de Curie foi igual a 180ºC para todas as frequências, a partir desse ponto a constante dielétrica do material começou a decair.

O fator de dissipação de cada uma das cerâmicas também tem forte dependência da temperatura, além da relação com a frequência aplicada. Para o PZT-4 os valores da tan δ foram aproximadamente 0,005 em toda faixa de temperatura quando medido a 10 e 100 kHz. Em 100 Hz e 1 kHz, porém, o fator de dissipação começou a aumentar a partir de 125 e 150 ° C, respectivamente.

Para o PZT-5A, o fator de dissipação também variou constantemente com a temperatura nas frequências de 100 Hz, 1 kHz, e 10 kHz. No entanto, a 100 kHz a perda dielétrica foi significativa em toda faixa de temperatura. Ao contrário dos dois materiais

discutidos anteriormente, o PZT-5H apresentou valores de $\tan\delta$ máximos na temperatura Curie para todas as frequências. Para as cerâmicas PZT-5A e 5H, o fator de dissipação também tendeu a aumentar em função da frequência aplicada.

As medidas da polarização ferroelétrica induzida em função do campo elétrico (curva P x E) de cada cerâmica foram feitas a 1 Hz utilizando um circuito Sawyer-Tower. A Figura 2.25 mostra os resultados obtidos para a cerâmica PZT-4 em temperaturas entre -150 ºC e 100 ºC.

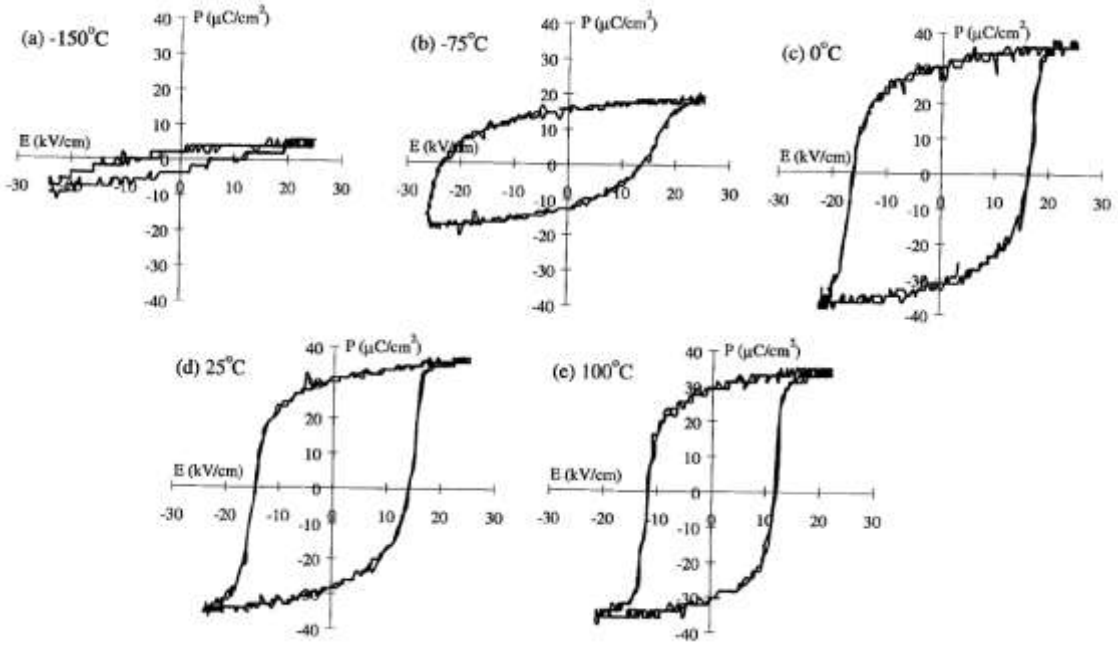


Figura 2.25 – Medida da polarização induzida em função do campo elétrico aplicado para cerâmica PZT-4 em (a) -150 ºC, (b) -75 ºC, (c) 0 ºC, (d) 25ºC e (e) 100ºC [50].

A cerâmica PZT-4 apresentou uma polarização induzida muito baixa em -150ºC. Esse valor tendeu a aumentar com o crescimento da temperatura, apresentando laços de histerese bastante assimétricos até -50ºC. No entanto, para medidas próximas da temperatura ambiente, os laços de histerese foram típicos de cerâmicas desse tipo (material *hard* tipo I, segundo a norma da marinha americana) e apresentaram simetria em torno dos eixos para todas as medidas acima de 0ºC.

2.3.5 Circuito equivalente elétrico

O modelo tradicionalmente utilizado para caracterizar o comportamento de uma cerâmica piezoelétrica é representado na Figura 2.26, também conhecido como circuito equivalente de Maison [52].

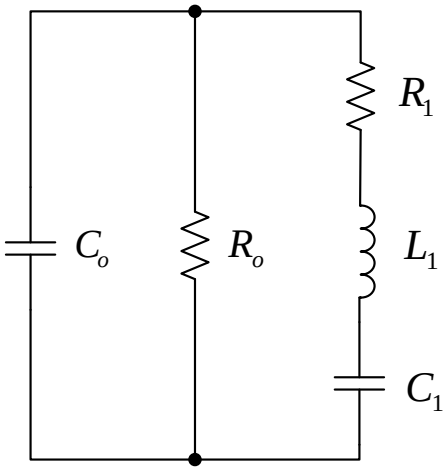


Figura 2.26 – Circuito Equivalente de uma cerâmica piezoelétrica.

O equivalente elétrico é composto por um circuito RLC série, que representa as ressonâncias mecânicas do ressonador piezoelétrico em paralelo com uma capacitância C_o e o resistor R_o, que representam o capacitor formado pelo material e seus eletrodos.

Ao aplicar uma tensão alternada no material piezoelétrico, este começará a oscilar com uma frequência característica. Com o aumento da frequência da fonte, chega-se a frequência de ressonância do circuito (f_R), na qual somente o ramo RLC ressona. Nessa frequência, L_1 e C_1 entram em ressonância se anulando, e o modelo da Figura 2.26 fica reduzido ao capacitor representado por C_o e R_o em paralelo com a resistência R_1. Essa situação caracteriza a mínima impedância do circuito, como pode ser visto na Figura 2.27.

Ao aumentar ainda mais a frequência da fonte, pode-se chegar a frequência de antirressonância (f_A), na qual L_1 e C_1 ressonam com o capacitor C_o, caracterizando o ponto de máxima impedância do circuito, também apresentado na Figura 2.27.

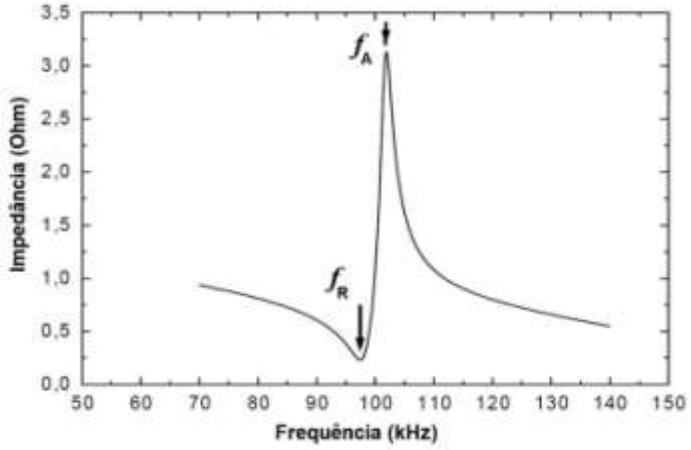


Figura 2.27 – Impedância de uma cerâmica piezoelétrica em função da frequência aplicada, adaptado de [43].

Para frequências afastadas das frequências de ressonância e antirressonância, a impedância é igual a C_o em paralelo com R_o, isto é, o modelo se resume ao modelo equivalente paralelo de um capacitor.

Os demais parâmetros do modelo podem ser descobertos a partir das Equações 2.15 e 2.16, se soubermos os pontos de ressonância [52].

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \qquad 2.15$$

$$f_A = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_o}{C_1 + C_o}}} \qquad 2.16$$

O método de ressonância utilizado para caracterizar materiais piezoelétricos e descobrir os pontos de ressonância apresentados, assim como as equações e unidades envolvidas, encontram-se discutidos em detalhes na norma IEEE Std 177-1978 (Definições e métodos de medição para ressonadores piezoelétricos) [53].

Sabendo que a cerâmica piezoelétrica fora das frequências de ressonâncias se resume a um capacitor, podemos relacionar a constante de tensão piezoelétrica (g_{ij}) com a constante de carga piezoelétrica (d_{ij}) através da constante dielétrica, tal como a tensão V em um capacitor está relacionada com a carga Q através da capacitância C, conforme mostra a Equação 2.17

$$Q = C\,V$$

$$d_{31} = K_T^3\,\varepsilon_o\,g_{31}$$

$$d_{33} = K_T^3\,\varepsilon_o\,g_{33} \qquad 2.17$$

3 TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

Este capítulo apresenta os principais conceitos teóricos acerca de transformadores de instrumentação, onde se incluem os transformadores de corrente e transformadores de potencial.

Também é apresentado um estudo bibliográfico das atuais normas para transformadores de instrumentação e o estado da arte dos transformadores de corrente e potencial ópticos e dos sensores compostos por cerâmicas piezoelétricas e redes de Bragg para medidas de tensão em sistemas elétricos.

3.1 Classificação dos transformadores de instrumentação

Os transformadores de instrumentação são transformadores dedicados a converter tensões e correntes muito elevadas para valores reduzidos e adequados para alimentar diretamente instrumentos de medição, proteção e controle. As três finalidades básicas dos transformadores de instrumentação são [54]:

i. Medição: para propósitos de faturamento e transação de energia;
ii. Controle e proteção: para proteção do sistema, fornecendo informações das condições do sistema para os relés de proteção;
iii. Levantamento e monitoramento da carga: para gerenciamento econômico de cargas industriais.

Os transformadores de medição também servem para assegurar que tensões perigosamente altas, típicas de instalações de médias ou altas tensões, sejam mantidas a distância dos instrumentos de medição e dos operadores.

Quando utilizados para proteção do SEP, os relés de proteção respondem a partir das condições do sistema elétrico, através das entradas de tensões e correntes, fornecidas pelos transformadores para instrumentos.

Além das utilidades básicas mencionadas, um transformador de instrumentação deve isolar o circuito primário do secundário, retratando as condições reais de um sistema elétrico com a fidelidade necessária e transformando o módulo da grandeza a ser medida sem alterar sua natureza (forma de onda, defasagem).

Originalmente, os TIs são divididos em transformadores de corrente e transformadores de potencial. A Figura 3.1 mostra a ligação dos transformadores de instrumentação à rede elétrica, para o caso monofásico.

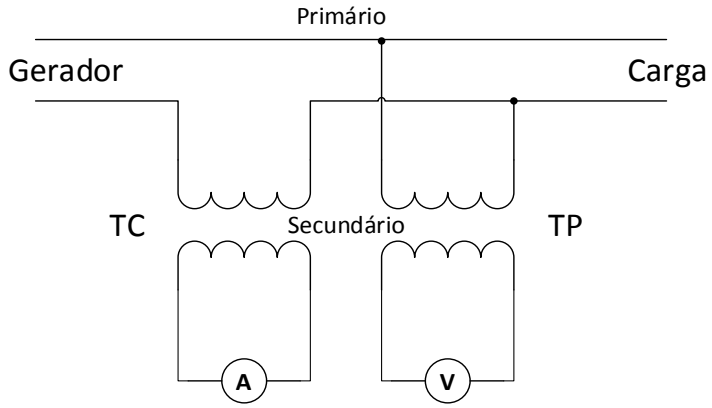


Figura 3.1 – Ligação básica de um TC e um TP à rede elétrica.

O TC é projetado para ter o enrolamento primário conectado em série com o circuito de alimentação de potência. Seu enrolamento é feito de poucas espiras de fio grosso, pois eles são utilizados para suprir aparelhos que apresentam baixa impedância, como, por exemplo, bobinas de corrente dos amperímetros, relés, medidores de energia, de potência etc.

Já o TP é projetado para ter o enrolamento primário conectado em paralelo com o circuito de alimentação de potência. Ele opera praticamente sem carga, pois são utilizados para suprir aparelhos que apresentam elevada impedância, isto é, exigem baixa corrente. Tais equipamentos podem ser bobinas de tensão dos voltímetros, relés de tensão, medidores etc.

Para simplificar e evitar desenhar o núcleo magnético e os enrolamentos primários do TC e do TP, adota-se convencionalmente os símbolos da Figura 3.2.

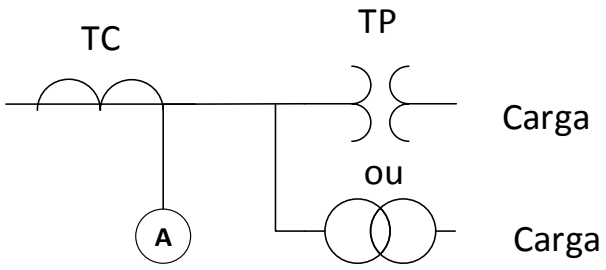


Figura 3.2 – Simbologia do TC e TP.

É importante ressaltar que o uso de TCs e TPs no sistema elétrico ajuda a padronizar a fabricação dos instrumentos alimentados pelos mesmos.

3.2 Normas para transformadores de instrumentação

3.2.1 Normas IEC

Além dos TCs e TPs, novas nomenclaturas têm ganhado espaço com o advento dos sensores de corrente e tensão de baixa potência desenvolvidos para o SEP. A série de normas IEC 61869, publicada originalmente em 2007 e com atualização mais recente em 2013, trata dos transformadores de instrumentação e substitui todo o conjunto de normas autônomas da série IEC 60044, introduzindo algumas inovações técnicas.

Tabela 3.1 – Visão geral da nova série de normas IEC 61869, adaptado de [55].

FAMÍLIA DE NORMAS		NORMA ATUAL	TÍTULO	NORMA ANTERIOR
61869-1 REQUISITOS GERAIS PARA TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO		61869-2	REQUISITOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE CORRENTE	60044-1
		61869-3	REQUISITOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE POTENCIAL INDUTIVOS	60044-2
		61869-4	REQUISITOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES COMBINADOS	60044-3
		61869-5	REQUISISTOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE POTENCIAL CAPACITIVOS	60044-5
	61869-6 REQUISITOS GERAIS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICOS E SENSORES AUTÔNOMOS DE BAIXA POTÊNCIA	61869-7	REQUISISTOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE POTENCIAL ELETRÔNICOS	60044-7
		61869-8	REQUISITOS ADICONAIS PARA TRANSFORMADORES DE CORRENTE ELETRÔNICOS	60044-8
		61869-9	INTERFACE DIGITAL PARA TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO	
		61869-10	REQUISITOS ADICIONAIS PARA SENSORES DE CORRENTE AUTÔNOMOS DE BAIXA POTÊNCIA	
		61869-11	REQUISISTOS ADICIONAIS PARA SENSORES DE TENSÃO AUTÔNOMOS DE BAIXA POTÊNCIA	60044-7
		61869-12	REQUISITOS ADICIONAIS PARA TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICOS COMBINADOS OU SENSORES AUTÔNOMOS COMBINADOS	
		61869-13	UNIDADE DE MEDIÇÃO AUTÔNOMA	

A Tabela 3.1 mostra a equivalência entre a série IEC 61869 e as normas antigas do conjunto IEC 60044. As normas IEC 61869-1 a 5 não sofreram alterações significativas em relação a antiga série. Por outro lado, todo o conjunto de normas IEC 61869-6 a 13, que englobam os transformadores de instrumentação eletrônicos e os sensores autônomos de baixa potência, foi atualizado.

Preocupados com a questão da qualidade da energia entregue ao SEP, a norma IEC 61869-103 [56] trata do uso de transformadores de instrumentação para medidas de qualidade de energia. Para quantificar e determinar o impacto de transformadores de instrumentação nas incertezas sobre as medidas globais de qualidade de energia, é necessário considerar simultaneamente o comportamento elétrico do transformador de instrumentação, sob uma perturbação, e o método de medição, uma vez que ambos constituem a cadeia de medição, conforme mostra o esquema da Figura 3.3.

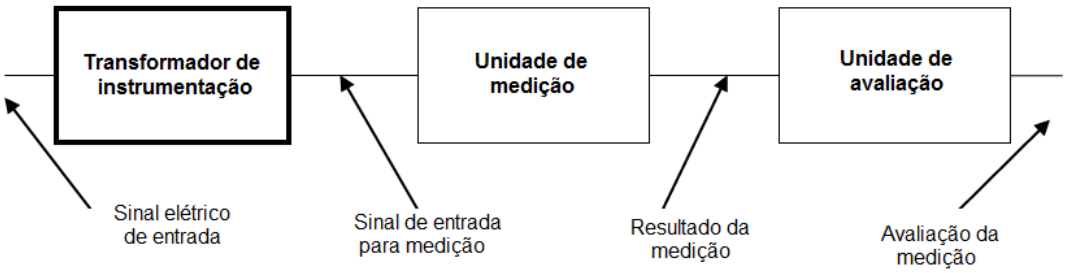


Figura 3.3 – Cadeia de medição, adaptado de [56].

Os parâmetros de qualidade de energia considerados na IEC 61869-103 são: frequência de alimentação, magnitude da corrente e tensão de alimentação, *flicker*, afundamentos e picos de tensão, interrupções de tensão, transientes de tensão, desequilíbrio da tensão de alimentação, harmônicos e interharmônicos da corrente e tensão, sinalização na rede (*mains signalling*) e rápidas alterações na tensão.

Em 2013, a norma IEC 61869-6 [57] foi renomeada de "Requisitos gerais adicionais para transformadores de instrumentação eletrônicos e sensores autônomos de baixa potência" para "Requisitos gerais adicionais para transformadores de instrumentação de baixa potência", introduzindo uma nova nomenclatura que engloba os dois anteriores.

Os transformadores de instrumentação, antes divididos apenas em TCs e TPs, passam a ter uma nova subdivisão chamada de transformadores de instrumentação de baixa potência (LPIT – *Low Power Instrument Transformer*), ainda sem transcrição para o português.

Segundo [57], um LPIT pode ser descrito como um arranjo composto por um ou mais sensores de corrente ou de tensão, os quais podem ser conectados a sistemas de transmissão e conversores secundários, destinados a transmitir um sinal de informação digital ou analógica de baixa potência para instrumentos, medidores, dispositivos de proteção ou controle ou aparelhos semelhantes de medição.

Os LPITs podem ser utilizados para medição, proteção ou multipropósito e são classificados conforme a Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Classificação dos transformadores de instrumento de baixa potência.

<table>
<tr><th colspan="2">Transformadores de instrumentação de baixa potência (LPIT)</th></tr>
<tr><td rowspan="2">Transformador de corrente de baixa potência (LPCT)</td><td>Transformador de corrente eletrônico (ECT)
Exemplo: Transformador de corrente óptico (OCT).
Norma: IEC 61869-8.</td></tr>
<tr><td>Sensor de corrente autônomo de baixa potência (LPCS)
Exemplo: TCs de núcleo de ferro e bobinas de Rogowski.
Norma IEC 61869-10.</td></tr>
<tr><td rowspan="2">Transformador de potencial de baixa potência (LPVT)</td><td>Transformador de potencial eletrônico (EVT)
Exemplo: Transformador de potencial óptico (OVT).
Norma: IEC 61869-7.</td></tr>
<tr><td>Sensor de tensão autônomo de baixa potência (LPVS)
Norma IEC 61869-11.</td></tr>
<tr><td colspan="2">Transformador de instrumentação eletrônico combinado
(Norma IEC 61869-12)</td></tr>
<tr><td colspan="2">Sensor autônomo combinado (Norma IEC 61869-12)</td></tr>
</table>

3.2.2 Normas ABNT e ANSI

As normas técnicas brasileiras, ditadas pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas), são baseadas nas normas IEC mencionadas anteriormente. Entre as principais normas brasileiras podemos citar:

- NBR 6546: Transformadores para Instrumentos – Terminologia;
- NBR 6820: Transformador de potencial indutivo – Método de Ensaio;
- NBR 6821: Transformador de corrente – Método de Ensaio;
- NBR 6855: Transformador de potencial indutivo – Especificação;
- NBR 6856: Transformador de corrente – Especificação;
- NBR 8125: Transformadores para Instrumentos – Medição de Descargas Parciais.

É preciso ter cuidado, pois a ANSI (*American National Stands Institute*) possui uma padronização diferente em relação à classe de exatidão dos TCs e TPs. As normas da ANSI a serem consideradas para equivalência com as da ABNT são:

- IEEE C57.13-2008 – IEEE *Standard Requirements for Instrument Transformers*;
- IEEE C37.110-2007 – IEEE *Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes*;
- IEEE 1159-2009 – IEEE *Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*.

3.3 Transformador de Corrente

O transformador de corrente é um transformador de instrumentação cujo enrolamento primário é ligado em série com o circuito elétrico principal e seu secundário ligado aos equipamentos de medição ou proteção. A corrente secundária depende da relação de transformação do equipamento (relação do número de espiras do equipamento), devendo ser sempre proporcional à corrente primária com sua posição fasorial substancialmente mantida.

O TC não deve produzir uma queda de tensão relevante e seu consumo de energia é, em geral, insignificante. Desse modo, o enrolamento primário do TC é normalmente constituído por poucas espiras (duas ou três, por exemplo), podendo ser até mesmo o próprio condutor ao qual o TC está ligado [58], garantindo que a sua reatância seja menor possível. Além disso, as espiras devem ser constituídas por fios grossos, para que a resistência elétrica seja bem pequena.

Por outro lado, o enrolamento secundário possui um número elevado de espiras e é projetado para uma corrente nominal padronizada de 5 A no Brasil, sendo a corrente primária nominal estabelecida de acordo com a ordem de grandeza do circuito em que o TC está ligado. Existem alguns casos especiais de proteção em que pode haver corrente nominal no secundário de 2,5 A ou 1 A. Na Europa a corrente secundária dos TCs é normalizada para 1 A.

A relação de transformação do TC (RTC) é dada pela Equação 3.1, enquanto a relação entre a corrente secundária e a primária é apresentada na Equação 3.2.

$$\mathrm{RTC} = \frac{\mathrm{N_S}}{\mathrm{N_P}} \qquad 3.1$$

$$I_S = \frac{I_P}{RTC} \qquad 3.2$$

nas quais

N_S: número de espiras no enrolamento secundário;

N_P: número de espiras no enrolamento primário;

I_S: corrente no enrolamento secundário;

I_P: corrente no enrolamento primário.

Na prática, as relações de transformação não são exatas. Esses erros de relação estão vinculados com as características construtivas dos TCs (materiais eletromagnéticos) e variam de acordo com a corrente primária e com o tipo de carga conectadas ao seu secundário (relés, amperímetros etc) [58]. Os TCs utilizados para medição são mais exatos que os TCs utilizados na proteção, como pode ser visto na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Aplicações gerais dos TCs conforme sua classe de exatidão, adaptado de [58].

Classe de exatidão	**Aplicação**
Melhor que 0,3	▪ TC padrão. ▪ Medições em laboratório. ▪ Medições especiais.
0,3	▪ Medição de energia elétrica para faturamento ao consumidor. ▪ Medições em laboratório.
0,6 ou 1,2	▪ Medição de energia elétrica sem finalidade de faturamento. ▪ Alimentação de instrumentos de medição: amperímetros, wattímetros, medidores estáticos, fasímetros, etc. ▪ Alimentação de relés de proteção.
3	▪ Alimentação de relés de proteção. ▪ Aplicações diversas. Não deve ser usado para medição de energia ou potência.

Além das diferenças de exatidão entre os TCs de medição e proteção, os TCs de medição costumam saturar mais rapidamente (cerca de 150% da corrente nominal), enquanto os TCs de proteção não devem saturar facilmente (cerca de 20 a 25 vezes da

corrente nominal). É importante lembrar que os TCs e os instrumentos destinados a serem ligados ao mesmo devem apresentar a mesma classe de exatidão.

A Tabela 3.4 mostra as correntes e relações nominais dos TCs, segundo a NBR 6856. Conforme dito anteriormente, a corrente nominal padronizada no Brasil é igual a 5 A, dessa forma, a relação nominal dos TCs é sempre dada em x:1. Por exemplo, uma RTC igual a 10:1 representa uma corrente primária nominal igual a 50 A e uma corrente nominal secundária de 5 A.

Tabela 3.4 – Correntes primárias nominais e relações nominais de TCs [59].

Corrente primária nominal	**Relação nominal**	**Corrente primária nominal**	**Relação nominal**	**Corrente primária nominal**	**Relação nominal**
5	1:1	100	20:1	1000	200:1
10	2:1	150	30:1	1200	240:1
15	3:1	200	40:1	1500	300:1
20	4:1	250	50:1	2000	400:1
25	5:1	300	60:1	2500	500:1
30	6:1	400	80:1	3000	600:1
40	8:1	500	100:1	4000	800:1
50	10:1	600	120:1	5000	1000:1
60	12:1	800	160:1	6000	1200:1
75	15:1			80000	1600:1

As Tabela 3.5 e Tabela 3.6 mostram os valores das cargas nominais de TCs com fator de potência igual a 0,9 e 0,5, respectivamente. A designação das cargas é feita a partir do valor da sua potência aparente.

Tabela 3.5 – Cargas nominais de TCs com fator de potência 0,9 [59].

Designação	Potência Aparente (VA)	Resistência (Ω)	Reatância Indutiva (Ω)	Impedância (Ω)	Tensão a 20 x 5 A (V)
Fator de potência fp = 0,90					
C 2,5	2,5	0.09	0,044	0,1	10
C 5,0	5,0	0,18	0,087	0,2	20
C 12,5	12,5	0,45	0,218	0,5	50
C 22,5	22,5	0,81	0,392	0,9	90
C 45	45	1,62	0,785	1,8	180
C 90	90	3,24	1,569	3,6	360

Tabela 3.6 - Cargas nominais de TCs com fator de potência 0,5 [59].

Designação	Potência Aparente (VA)	Resistência (Ω)	Reatância Indutiva (Ω)	Impedância (Ω)	Tensão a 20 x 5 A (V)
Fator de potência fp = 0,50					
C 25	25	0,5	0,866	1,0	100
C 50	50	1,0	1,732	2,0	200
C 100	100	2,0	3,464	4,0	400
C 200	200	4,0	6,928	8,0	800

3.3.1 Transformador de Corrente Óptico

O funcionamento dos transformadores de corrente convencionais, normalmente utilizados nos sistemas de transmissão de energia elétrica, é baseado na transformação eletromagnética da corrente, através do acoplamento indutivo dos enrolamentos que são montados sobre o núcleo ferromagnético.

Os transformadores de corrente convencionais apresentam alguns problemas em certas situações durante sua aplicação. Entre esses problemas podemos destacar questões relativas à linearidade, resposta harmônica, resposta transitória, saturação, segurança, exatidão, etc [60].

Nos últimos anos, as empresas do setor elétrico têm avaliado o uso de transformadores de corrente ópticos no lugar dos convencionais. Estes dispositivos estão provando seu valor, especialmente em aplicações que exigem uma medição mais precisa e com um intervalo dinâmico maior. Os TCOs também se adequam bem aos relés de proteção e medidores com comunicações digitais em subestações modernas.

Os TCOs têm tamanho e peso menores que os TCs convencionais, pois não possuem núcleo ferromagnético. Além disso, apresentam a vantagem de serem mais seguros para os operadores das subestações. As sobretensões que podem aparecer no secundário de um transformador de corrente convencional, quando este é aberto, podem danificar os equipamentos e apresentam um risco para o pessoal de manutenção que estiver trabalhando com o TC [60].

Os transformadores de corrente ópticos estão sendo desenvolvidos desde o início dos anos 1970 e passaram a ser aplicados comercialmente nos anos 1990 [60]. Mediante à invenção de laser e ao desenvolvimento da comunicação a fibra, mais atenção foi atraída para os TCOs. O primeiro TCO foi desenvolvido no EUA através da introdução de fibra óptica para a comunicação [2].

O princípio de funcionamento dos TCOs é baseado no efeito do campo elétrico ou magnético sobre feixes de luz. Transformadores de corrente ópticos baseados em redes de Bragg têm sido investigados nos últimos anos e têm apresentado grande potencial frente as demais tecnologias [61], [62], [63]. Contudo, os TCOs fabricados atualmente e com aplicações comerciais funcionam com base no efeito Faraday.

Para que se manifeste o efeito Faraday é necessário que o sensor, constituído por um material magneto-óptico, esteja submetido a um campo magnético. Quando um feixe de luz linearmente polarizado se propaga pelo sensor numa direção paralela ao campo, ocorre uma rotação do plano de polarização da luz proporcional à intensidade do campo magnético aplicado [2].

A Figura 3.4 apresenta o conceito do efeito Faraday. Tanto a luz incidente quanto a luz transmitida são linearmente polarizadas, θ_F é o ângulo de rotação do plano de polarização e L é o comprimento de interação da luz com o campo magnético no meio magneto-óptico.

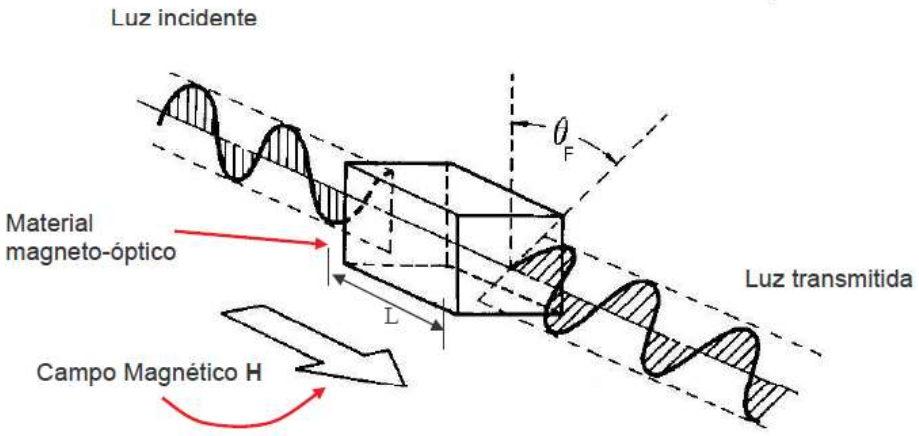


Figura 3.4 – Representação do efeito Faraday [2].

Os TCOs construídos com material magneto-óptico são chamados de MOCT (*Magneto-Optic Current Transducer*). A Figura 3.5 mostra o corte de um MOCT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation, fabricante de soluções ópticas paras a indústria de energia elétrica já conceituado no mercado.

Figura 3.5 – MOCT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation [2].

3.4 Transformador de Potencial

O transformador de potencial é um transformador de instrumentação cujo enrolamento primário é ligado em derivação com o circuito elétrico principal e reproduz, no seu circuito secundário, uma tensão proporcional à do seu circuito primário com níveis compatíveis aos instrumentos de medição e proteção e com sua posição fasorial substancialmente mantida.

Como os transformadores de potencial são empregados para alimentar instrumentos de alta impedância, a corrente secundária é extremamente baixa. Além disso, eles devem ter um erro mínimo na relação de transformação.

Os TPs são projetados para uma tensão secundária de linha padronizada no Brasil de 115 V ou uma tensão fase-terra de 115/√3 V, sendo a tensão primária nominal estabelecida de acordo com a ordem de grandeza da tensão do circuito em que o TP está ligado [58].

O enrolamento primário pode estar conectado diretamente ao circuito de potência, entre duas fases ou fase-terra. A relação de transformação do TP é dada pela Equação 3.3, enquanto a relação entre a tensão nominal primária e secundária é apresentada na Equação 3.4.

$$\mathrm{RTP} = \frac{\mathrm{N_P}}{\mathrm{N_S}} \qquad 3.3$$

$$\mathrm{E_P} = \mathrm{RTP\ x\ E_s} \qquad 3.4$$

nas quais

$\mathrm{N_S}$: número de espiras no enrolamento secundário;

$\mathrm{N_P}$: número de espiras no enrolamento primário;

$\mathrm{E_S}$: tensão no enrolamento secundário;

$\mathrm{E_P}$: tensão no enrolamento primário.

Assim como os TCs, estes equipamentos também apresentam erros de relação que estão vinculados com as características construtivas dos TPs (materiais eletromagnéticos) e com o tipo de carga conectada ao seu circuito secundário (relés, voltímetros etc) [58].

Os TPs seguem a mesma classe de exatidão dos TCs, apresentada na Tabela 3.3. Analogamente aos TCs, os TPs para medição são mais exatos que os utilizados na proteção.

Com relação às suas características construtivas os transformadores de potencial podem ser divididos em transformadores de potencial indutivos (TPIs) e transformadores de potencial capacitivos (TPCs), que serão detalhados a seguir.

3.4.1 Transformador de Potencial Indutivo

O TPI é um transformador de potencial constituído de uma ou mais unidades eletromagnéticas, cuja relação de transformação é definida primordialmente pela relação

de espiras de seus enrolamentos. De acordo com a ligação para os quais são projetados, os TPIs classificam-se em três grupos [64]:

i. Grupo 1: TPIs projetados para ligação entre fases;
ii. Grupo 2: TPIs projetados para ligações entre fases e neutro de sistemas diretamente aterrados;
iii. Grupo 3: TPIs projetados para ligações entre fases e neutro de sistemas onde não se garanta a eficácia do aterramento.

A Tabela 3.7 apresenta as tensões e relações nominais dos TPIs, segundo a NBR 6856. Para os TPIs do grupo 1, a tensão secundária nominal padronizada no Brasil é igual a 115 V, enquanto para os TPIs dos grupos 2 e 3, a tensão secundária nominal pode ser dada em 115/3 V, 115/√3 V ou 115 V.

Tabela 3.7 – Tensões primárias nominais e relações nominais de TPIs [64].

Grupo 1 Ligação Fase para Fase	**Grupos 2 e 3 - Ligação de Fase para Neutro**				
Tensão Primária Nominal (V)	**Relação Nominal**	**Tensão Primária Nominal (V)**	**Relação nominal**		
			Aprox. 115/3	**115/√3**	**Aprox. 115**
115	1:1				
230	2:1				
402,5	3,5:1				
460	4:1				
2300	20:1	2300/√3	36:1	20:1	12:1
3450	30:1	3450/√3	52,5:1	30:1	17,5:1
4025	35:1	4025/√3	60:1	35:1	20:1
4600	40:1	4600 /√3	72:1	40:1	24:1
6900	60:1	6900/√3	105:1	60:1	35:1
8050	70:1	8050/√3	120:1	70:1	40:1
11500	100:1	11500/√3	180:1	100:1	60:1
13800	120:1	13800/√3	210:1	120:1	70:1
23000	200:1	23000/√3	360:1	200:1	120:1
34500	300:1	34500/√3	525:1	300:1	175:1
46000	400:1	46000/√3	720:1	400:1	240:1
69000	600:1	69000/√3	1050:1	600:1	350:1
		138000/√3	2100:1	1200:1	700:1
		230000/√3	3600:1	2000:1	1200:1

A relação nominal dos TPIs é sempre dada em x:1. Por exemplo, para um TPI do grupo 1, uma RTC igual a 20:1 representa uma tensão primária nominal igual a 2300 V para

uma tensão secundária nominal de 115 V. Se esse for um TPI do grupo 2 ou 3, a tensão primária é de 2300/√3 V para uma tensão secundária nominal de 115/√3 V.

Pode existir mais de um secundário ou derivações (*tap's*) em um único secundário, a fim de se obter diferentes valores de tensão, algumas vezes necessários para padronização de relés ou para medição [58].

O TP com um enrolamento secundário é o caso mais normal para transformadores de potencial de média e baixa tensão, e é amplamente utilizado na indústria em geral. Os TPs com dois enrolamentos secundários possuem dois secundários em um núcleo magnético comum e possuem enrolamentos com ou sem *tap's*. Nesse caso, cada secundário é afetado pelas condições de carga do outro.

As Tabela 3.8 e Tabela 3.9 mostram os valores das cargas nominais de TPIs a 60 Hz para 120 V e 69,3 V, respectivamente. As características a 60 Hz e 120 V são válidas para tensões secundárias entre 100 e 130 V (TPIs do grupo 1) e as características a 60 Hz e 69,3 V são válidas para tensões entre 58 e 75 V (TPIs dos grupos 2 e 3).

Tabela 3.8 – Cargas nominais de TPIs a 60 Hz para 120 V [64].

Características a 60 Hz e 120 V					
Designação	**Potência Aparente (VA)**	**Fator de potência**	**Resistência (Ω)**	**Reatância Indutiva (Ω)**	**Impedância (Ω)**
P 12,5	12,5	0,10	115,2	1146,2	1152
P 25	25	0,70	403,2	411,3	576
P 35	3,5	0,20	82,5	402,7	411
P 75	75	0,85	163,2	101,1	192
P 200	200	0,85	61,2	37,9	72
P 400	400	0,85	30,6	19,0	36

Tabela 3.9 – Cargas nominais de TPIs a 60 Hz para 69,3 V [64].

Características a 60 Hz e 69,3 V					
Designação	**Potência aparente (VA)**	**Fator de potência**	**Resistência (Ω)**	**Reatância Indutiva (Ω)**	**Impedância (Ω)**
P 12,5	12,5	0,10	38,4	382,0	384
P 25	25	0,70	134,4	137,1	192
P 35	3,5	0,20	27,4	134,4	137
P 75	75	0,85	54,4	33,7	64
P 200	200	0,85	20,4	12,6	24
P 400	400	0,85	10,2	6,3	12

Na Figura 3.6 é apresentado um TPI fabricado pela ABB e seus principais componentes.

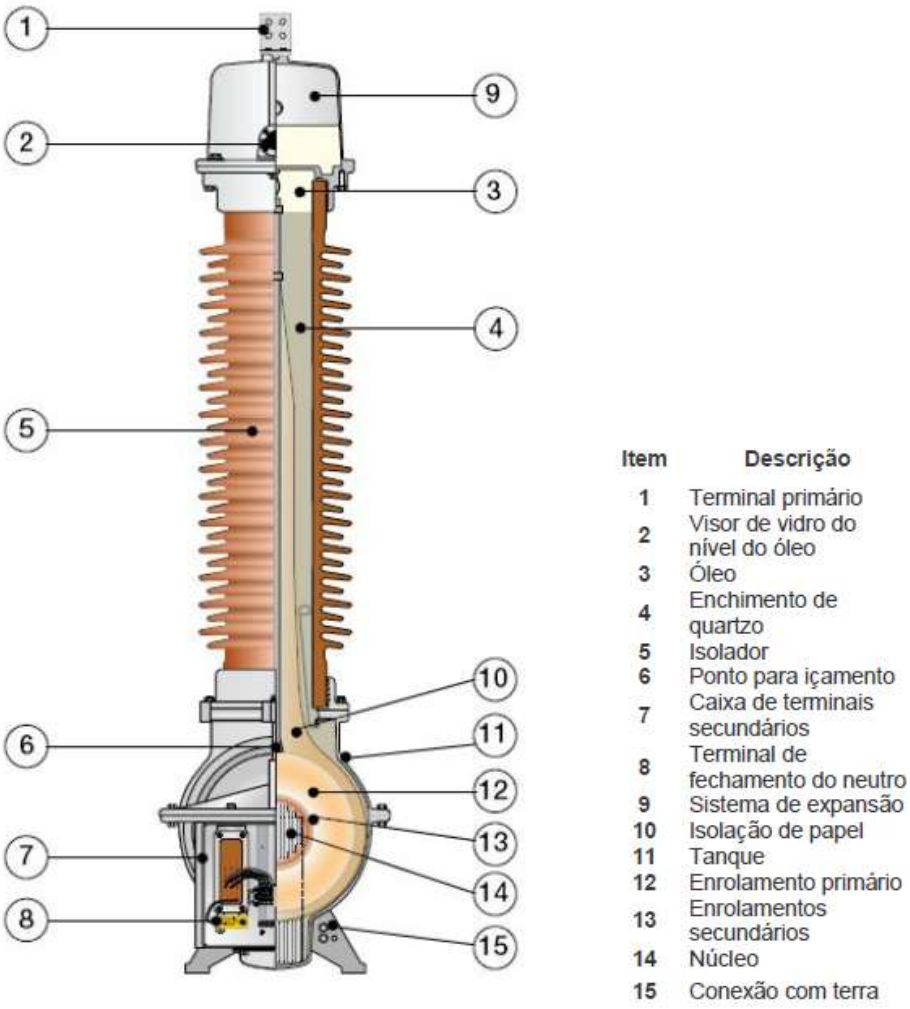


Figura 3.6 – TPI fabricado pela ABB [2].

3.4.2 Transformador de Potencial Capacitivo

No sistema elétrico com tensões elevadas, o uso do transformador de potencial indutivo convencional fica inviável, devido à classe de exatidão e isolação, o que torna o TP muito grande e pesado. A Figura 3.7 mostra o custo de TPIs e TPCs em função da tensão nominal.

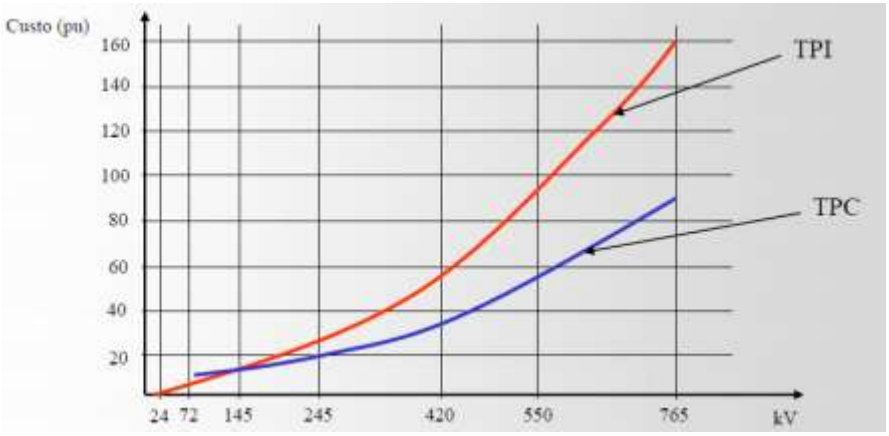


Figura 3.7 – Custo de TPIs e TPCs em função da tensão nominal [65].

A diferença de custos se deve principalmente ao elevado número de bobinas necessárias para que um TP indutivo possa operar na mesma tensão de um TP capacitivo.

Em linhas de transmissão com tensão até 69 kV, o TP convencional é normalmente utilizado. Com o aumento do nível de tensão, passa-se a utilizar um transformador de potencial capacitivo [66]. O TPC é composto por um divisor capacitivo de potencial (DCP) em conjunto com um TP indutivo (Figura 3.8).

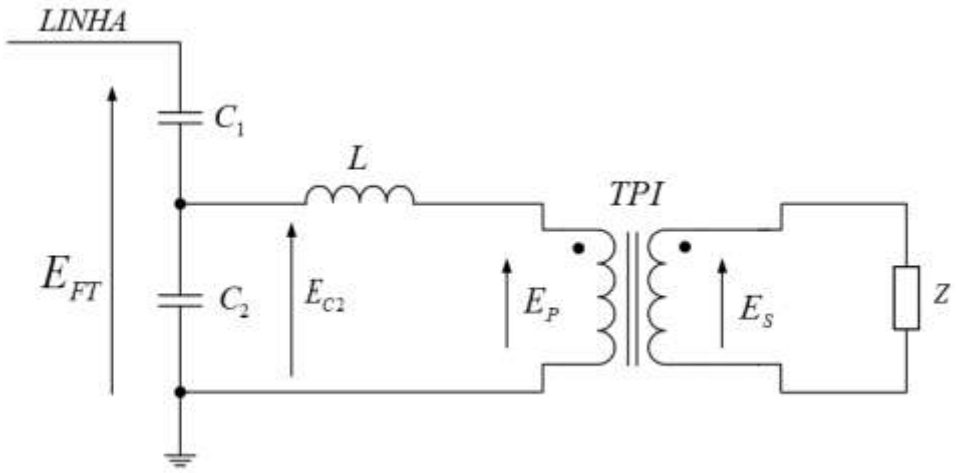


Figura 3.8 – Transformador de potencial capacitivo.

O DCP é composto por um banco de capacitores em série com a finalidade de reduzir a tensão do circuito de potência a níveis aceitáveis para o circuito primário de um transformador de potencial indutivo. Por vezes, o DCP também é utilizado para acoplamento de um transmissor e receptor *carrier*, para transmissão e recebimento de dados informativos do sistema elétrico.

A associação do TPI e capacitores em série tem uma impedância muito elevada, consumindo pequeníssima potência. Portanto, nesse caso, pode-se considerar o sistema elétrico como sendo um elemento de potência infinita em relação ao consumo de

potência do DCP e do TPI. Deste modo, a fase da linha de transmissão é considerada uma barra infinita e pode ser expressa por uma fonte de tensão ideal E_{FT} [66].

O divisor capacitivo é energizado com a tensão E_{FT} e, conforme a relação de divisão, entrega ao primário do TPI uma tensão bem menor do que a tensão de alimentação original, tipicamente na ordem de 15 kV, para ser reduzida pelo transformador de potencial indutivo para 115 V ou 115/√3 V [60].

Para compreender com mais profundidade o acoplamento do TPI com o DCP, utiliza-se o circuito equivalente de Thévenin em relação aos terminais do capacitor C_2. A tensão de Thévenin (V_{TH}) é a tensão existente entre os terminais do capacitor C_2, quando esses terminais estão sem carga, isto é, a vazio. Utilizando-se o princípio do divisor de tensão, é possível encontrar a tensão Thévenin, conforme demonstrado na Equação 3.5.

$$V_{TH} = E_{C2} = \frac{-jX_{C_2}}{-jX_{C_1} - jX_{C_2}}\, E_{FT}$$

$$E_{C2} = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}}\, E_{FT}$$

$$E_{C2} = \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}}\, E_{FT}$$

$$E_{C2} = \frac{1}{\omega C_2} \Big/ \frac{C_2 + C_1}{\omega C_1 C_2}\; E_{FT}$$

$$E_{C2} = \frac{1}{\omega C_2}\ \mathrm{x}\ \frac{\omega C_1 C_2}{C_1 + C_2}\, E_{FT}$$

$$V_{TH} = E_{C2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} E_{FT} \qquad 3.5$$

na qual $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência da rede igual a 60 Hz.

A impedância equivalente de Thévenin (Z_{TH}) é a impedância vista pelos terminais do capacitor C_2 com todas as fontes de tensão nulas (curto-circuitadas). Nesse caso, pela Figura 3.8, o conjunto dos capacitores C_1 e C_2 estão em paralelo e a impedância equivalente é dada pela Equação 3.6.

$$Z_{TH} = \frac{-jX_{C_1}\ \mathrm{x}\ -jX_{C_2}}{-jX_{C_1} - jX_{C_2}}$$

$$Z_{TH} = \frac{1}{j\omega(C_1 + C_2)} \qquad 3.6$$

A impedância equivalente é formada por um capacitor equivalente representado por $C_{eq} = C_1 + C_2$. O circuito equivalente Thévenin é formado pela fonte de tensão V_{TH} e a impedância Z_{TH}. O circuito equivalente Thévenin já acoplado ao TPI está na Figura 3.9.

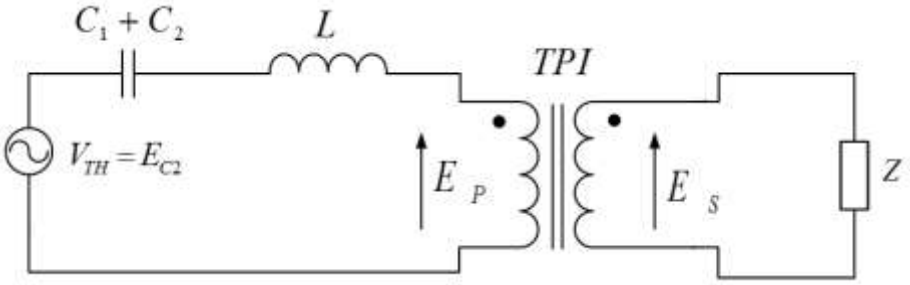


Figura 3.9 – Circuito equivalente Thévenin acoplado ao TPI.

A indutância L é colocada de modo a entrar em ressonância com o capacitor equivalente. Isto garante que a tensão no primário do TPI seja igual a E_{C2} e esteja em fase com a tensão E_{FT} que se deseja medir. Para que isso aconteça, a reatância indutiva desse indutor deve satisfazer a igualdade da Equação 3.7.

$$X_L = X_{C_{eq}}$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega(C_1 + C_2)} \qquad 3.7$$

As variações da reatância capacitiva e indutiva em função da frequência é mostrada na Figura 3.10. A indutância L deve ser projetada para o ponto de interseção das duas curvas seja em 60 Hz.

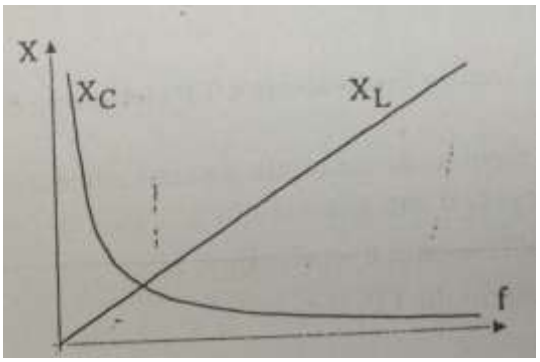


Figura 3.10 – Reatância capacitiva e indutiva em função da frequência [66].

A indutância L é conhecida como reator de compensação e possui uma reatância X_L ajustável. Geralmente, os TPCs apresentam no reator de compensação e no transformador indutivo, derivações acessíveis para pequenos ajustes. Através do reator de compensação são realizados os ajustes de ângulo de fase e por meio de *tap's* do TPI são realizados os ajustes de amplitude [67].

O reator de compensação e o TPI possuem núcleo de ferro. Além de introduzirem perdas, estes dispositivos também podem produzir ferro-ressonância devido a não linearidade dos núcleos de ferro (indutância não linear) [67].

A tensão no secundário do TPI, que será entregue aos instrumentos de medição ou proteção, representados na Figura 3.8 por uma impedância Z, pode ser escrita remanejando a Equação 3.4:

$$E_S = \frac{E_P}{RTC} \tag{3.8}$$

Considerando a tensão no primário do TPI igual a E_{C2}, valor apresentado na Equação 3.5, temos:

$$E_P = E_{C2}$$

$$E_P = \frac{C_1}{C_1 + C_2} E_{FT} \tag{3.9}$$

Substituindo-se a Equação 3.9 na Equação 3.8, encontramos qual será a tensão no secundário do TPI entregue aos instrumentos.

$$E_S = \frac{1}{RTP} \frac{C_1}{C_1 + C_2} E_{FT} \tag{3.10}$$

A Figura 3.11 mostra os detalhes construtivos de um TPC comercializado pela Trafo. O item 12 representa o divisor capacitivo de potencial apresentado na Figura 3.8 e o item 6 (terminal de tensão intermediária) é o terminal entre o capacitor C_2 e o terra, que alimenta o TPI, chamado aqui de transformador intermediário de tensão.

O item 8 é o reator de compensação mencionado e fica numa caixa acoplada embaixo da coluna capacitiva, onde também se encontra o transformador intermediário de tensão.

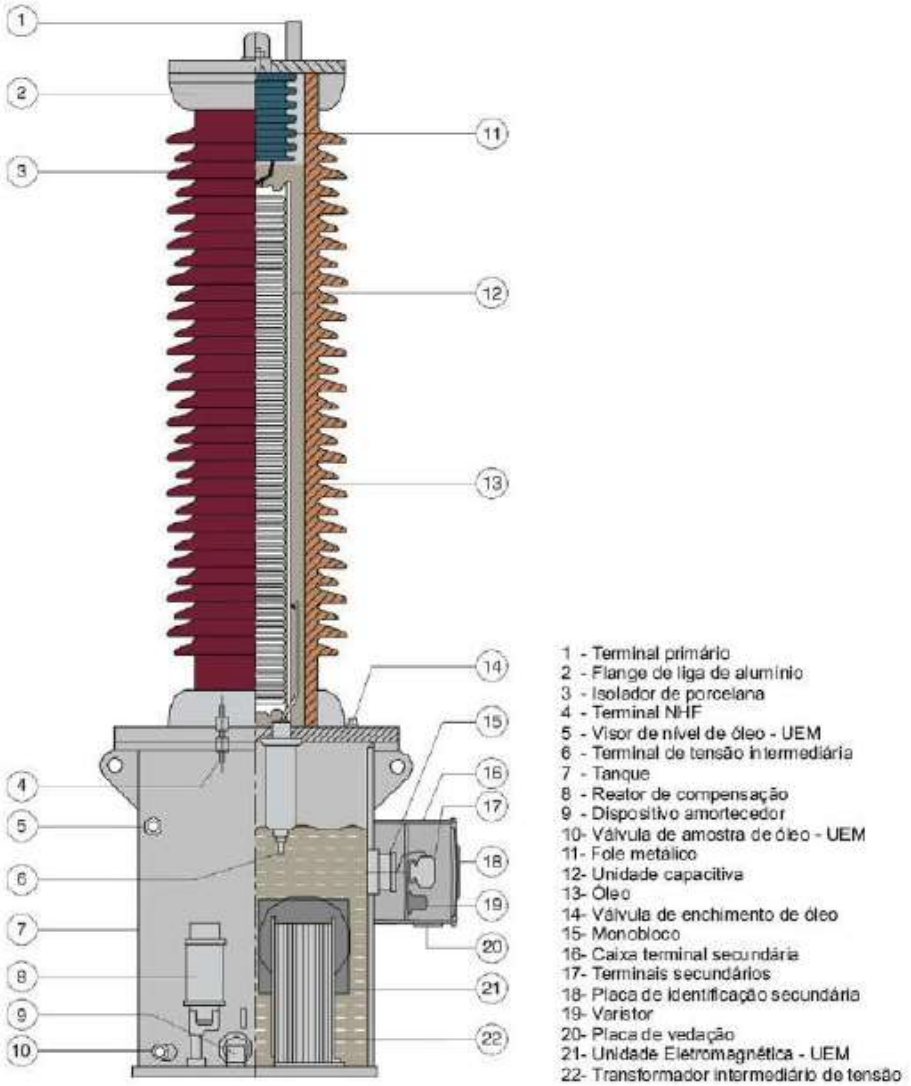


Figura 3.11 – TPC comercializado pela Trafo [2].

A capacitância equivalente em série com o reator de compensação constitui um circuito ressonante sintonizado em 60 Hz. As capacitâncias do circuito podem entrar em ressonância com algum valor particular de indutância não-linear dos elementos do núcleo ferromagnético do TPI, caracterizando o fenômeno da ferroressonância.

Esse fenômeno pode ocorrer sob certas condições, como por exemplo, em um religamento sem sucesso de uma linha de transmissão, ou logo após a eliminação de um curto-circuito no secundário do TPC. Quando isso ocorre, podem surgir sobretensões no capacitor C_2, bem como oscilações de baixas frequências (1/3, 1/5, 1/7 da frequência fundamental) [68].

A ferroressonância não pode ser tolerada em um TPC, uma vez que informações falsas podem acabar sendo transferidas aos instrumentos de medição, proteção ou controle, assim como sobretensões e sobrecorrentes destrutivas. Devido a isso, todo

TPC necessita incorporar algum tipo de amortecimento de ferroressoância. Normalmente é colocado um circuito supressor de ferroressonância (CSF) em um dos enrolamentos do TPI, geralmente no enrolamento secundário, com intuito de amenizar os problemas mencionados [68].

3.4.3 Transformador de Potencial Óptico

Os TPCs deveriam reproduzir fielmente a tensão primária em seu secundário. Porém, na prática, isso não acontece quando há ocorrência de manobras no sistema ou mesmo quando os sinais aplicados ao primário possuem frequência diferente da nominal. Isso pode proporcionar mau funcionamento dos equipamentos de proteção.

Transformadores de potencial ópticos têm sido propostos como alternativa aos TPs convencionais. Em teoria, o TPO fornece um sinal fidedigno para o sistema de proteção e controle sem distorções.

Assim como os transformadores de corrente ópticos, os TPOs não fazem uso de núcleo ferromagnético e seu princípio de funcionamento é baseado no efeito do campo elétrico ou magnético sobre feixes de luz. Os TPOs empregados atualmente em sistemas de energia elétrica, baseiam-se no efeito Pockels, que por sua vez é baseado no fenômeno de birrefringência.

O sinal de saída do transformador é uma luz modulada proveniente de uma fonte optoeletrônica, como um LED ou um laser, e passando através de um cristal que atua como um modulador da polarização, que está matematicamente ligada à tensão aplicada ou campo elétrico. Devido a isso, os TPOs baseados no efeito Pockels são conhecidos como EOVT (*Eletro-Optical Voltage Transformer*).

O meio de transmissão é constituído por uma ou várias fibras ópticas, assegurando um isolamento natural da alta tensão. Não há necessidade de equipamentos eletrônicos no lado primário e, portanto, todo o equipamento eletrônico está localizado no nível do terra.

Quando o campo elétrico é aplicado a um material eletro-óptico, pode ocorrer o aparecimento de birrefringências eletricamente induzidas pelo efeito Pockels. Nessas circunstâncias, quando a luz polarizada atravessa o material, há alteração do aspecto da elipse de polarização e, por consequência, o atraso relativo entre as fases das componentes da onda varia modularmente pelo campo aplicado [2].

A Figura 3.12 mostra a configuração básica de um cristal eletro-óptico produzindo o efeito Pockels.

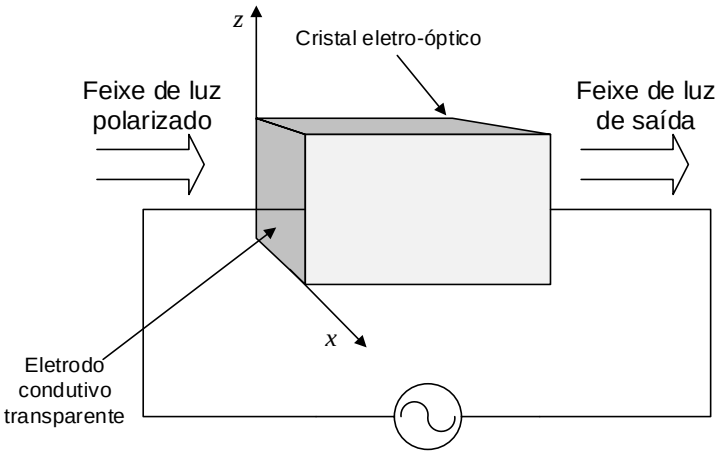


Figura 3.12 – Configuração básica de um cristal eletro-óptico produzindo o efeito Pockels.

A Figura 3.13 mostra o corte de um EOVT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation.

Figura 3.13 – EOVT do fabricante NxtPhase T&D Coroporation [2].

Devido a razões econômicas, o comprimento do cristal eletro-óptico é limitado e, por conseguinte, a diferença de potencial aceitável ao longo de um único cristal também é limitada, na ordem de 30 kV. Tensões de linha acima desse valor podem ser particionadas usando os seguintes dispositivos [56]:

- Divisor capacitivo de potencial convencional, para medidas em CA;
- Divisores resistivos, apenas para medidas em CC;
- Divisores RC, para medidas em CC e CA;
- Repartição ao longo de vários sensores sem divisores físicos, associados a um processamento de sinal especial.

A Figura 3.14 mostra as possíveis soluções para se aplicar tensões em um cristal eletro-óptico.

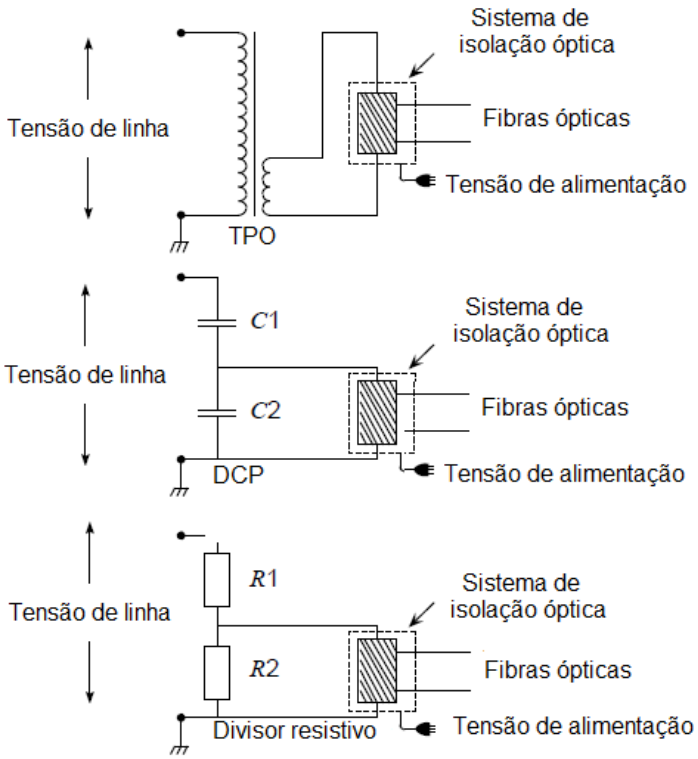


Figura 3.14 – Diferentes métodos de dividir a tensão para um cristal eletro-óptico, adaptado de [56].

3.4.4 Estado da arte dos TPOs baseados em piezoeletricidade e redes de Bragg

Em 1988 foi descrito o desenvolvimento de um sensor de alta tensão utilizando um transdutor piezoelétrico tubular e um *strain gage* [69]. A Figura 3.15 mostra o princípio de operação desse sensor e seu sistema de medição.

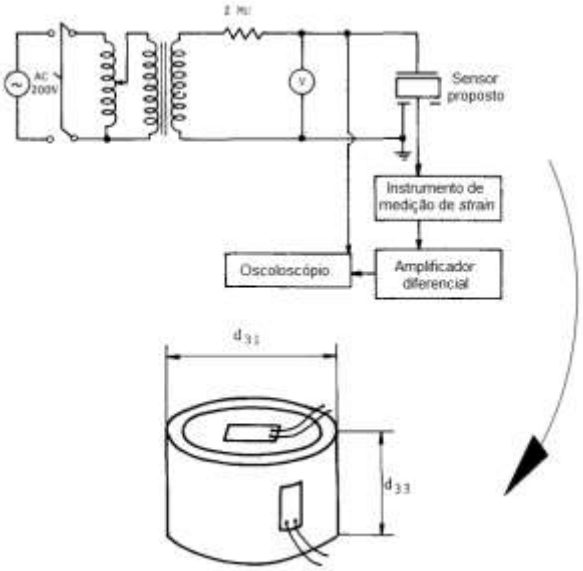


Figura 3.15 – Sensor de alta tensão baseado em PZT e *strain gate* e seu sistema de medição, adaptado de [69].

Em 1993, foi descrito um sensor de tensão em fibra óptica baseado no efeito eletrostrictivo (conversão tensão elétrica – deformação mecânica) [70]. Esse sensor utilizava uma bobina de fibra óptica enrolada sobre um cilindro de cerâmica eletrostrictiva, atuando como elemento sensor num dos braços de um interferômetro de Mach-Zehnder.

Em 1999 foi relatado o desenvolvimento de um sensor baseado em rede de Bragg, fixada mecanicamente ao longo da direção radial de um disco piezoelétrico do tipo PZT-4 [71]. Uma variação no comprimento de onda de Bragg da FBG é obtida como resultado do efeito piezoelétrico reverso.

Seguindo esse mesmo princípio de operação, em [72] é descrito um sensor de tensão em fibra óptica usando redes de Bragg coladas sobre um material piezoelétrico, capaz de operar até 5 kV. A fim de aumentar a sensibilidade do sensor, no ano seguinte, os autores propuseram o uso de uma pilha de cerâmicas piezoelétricas com a FBG fixada sobre elas [73].

A Figura 3.16 mostra o s*et-up* experimental do um sensor de tensão baseado em PZT e FBG e seu sistema de interrogação proposto em [72]. O sinal refletido pela rede de Bragg é demodulado utilizando-se um filtro sintonizável, em um esquema semelhante ao demonstrado na Figura 2.10.

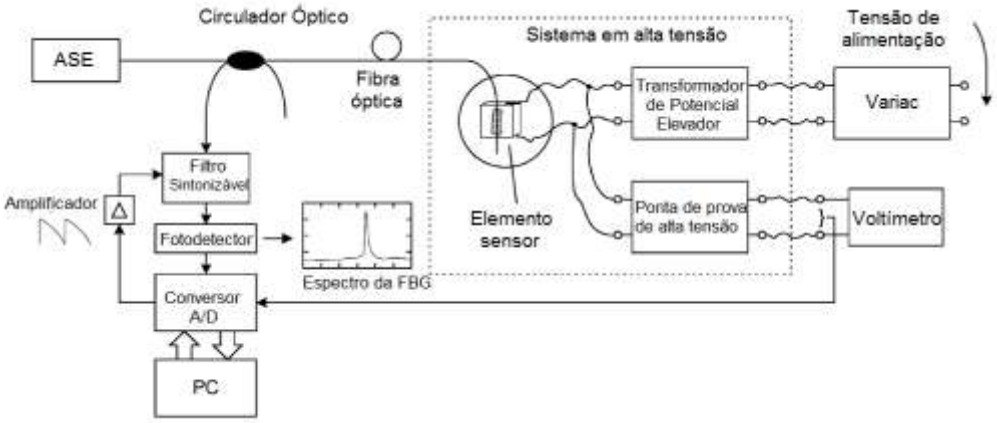


Figura 3.16 – *Set-up* experimental de um sensor de tensão baseado em PZT e FBG e seu sistema de interrogação, adaptado de [72].

O sinal óptico proveniente do sensor é comparado a tensão em CA real aplicada aos terminais do mesmo, medida através de uma ponta de prova de alta tensão e visualizado em um voltímetro ou em um computador, após passar por um conversor analógico-digital.

Em [73], além do uso de cerâmicas empilhadas, os autores propõem a utilização do mesmo sensor para monitorar as variações de corrente em um TC de núcleo de ferrite projetado especialmente para esse fim, formando assim um transformador de instrumentação óptico híbrido para medidas de tensão e corrente simultaneamente.

Nessa nova configuração, o arranjo experimental da Figura 3.16 é substituído pelo da Figura 3.17. Nessa imagem, foi abstraído o sistema de interrogação da FBG, pois é o mesmo apresentado anteriormente.

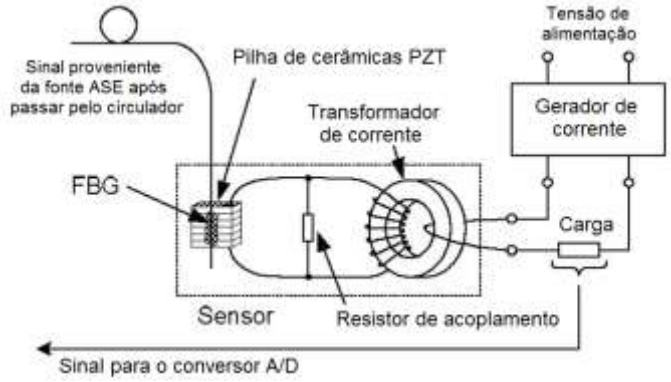


Figura 3.17 – *Set-up* experimental de um sensor híbrido de tensão e corrente baseado em PZT e FBG, adaptado de [73].

No LIF, TPOs baseados em cerâmicas piezoelétricas e redes de Bragg vêm sendo desenvolvidos desde 2010. Em [4] foi desenvolvido e levado a campo um sensor a fibra óptica com tecnologia FBG para medida de temperatura e alta tensão. O sensor foi

submetido a tensões em CC de até 8,66 kV e as variações no comprimento de onda de Bragg monitoradas.

Como continuidade desse trabalho, em [5] foi proposto um transformador de potencial óptico baseado em FBG-PZT com demodulação por redes gêmeas e filtro de Fabry-Perot. As técnicas interrogação utilizando filtros sintonizáveis foram fundamentais para detecção das medidas do sensor submetido agora a tensões em CA de 2 kV a 60 Hz.

Os problemas encontrados no arranjo mecânico desse novo sensor, tais como fixação da FBG na estrutura de alumínio que a acomoda, erros na medida do sensor devido ao envergamento das placas laterais que acomodam a pilha de cerâmicas PZT e fixação das faces cerâmicas da pilha para contato elétrico entre elas, foram melhorados em [7]. Esse novo arranjo foi utilizado como base para o arranjo mecânico proposto nessa dissertação e será detalhado adiante durante a descrição do projeto do TPO.

Ainda, esse último trabalho do LIF foi concebido de forma a compensar, mecanicamente ou através de um filtro óptico sintonizável baseado em redes gêmeas e controlado por temperatura, as influências da temperatura no sensor de tensão, uma vez que o comprimento de onda de Bragg sobre alterações devido à deformação e à variação de temperatura.

A limitação do máximo campo elétrico que pode ser aplicado às cerâmicas PZT sem que essas percam as suas propriedades piezoelétricas ainda é o maior limitador para aplicações de TPOs baseados em PZTs e rede de Bragg em sistemas elétricos de potência. Os trabalhos desenvolvidos até a presente data e discutidos na literatura se limitam a aplicações de até 5 kV em CA.

Essa mesma limitação é encontrada nos TPOs baseados no efeito Pockels, pois os cristais eletro-ópticos utilizados, em geral de niobato de lítio, também possuem um campo elétrico máximo que possibilita seu uso em aplicações de até 5 kV, aproximadamente.

Esse trabalho propõe como inovação um TPO baseado em FBG e PZT para aplicações em linhas de distribuição de até 13,8 kV. O diferencial aqui é o uso de um divisor capacitivo de potencial para reduzir a tensão que se deseja medir para os níveis aceitáveis pelas cerâmicas piezoelétricas.

Além disso, é proposto um método de compensação de temperatura para a rede de Bragg, semelhante ao método proposto em [7], dando continuidade assim às melhorias dos protótipos de TPOs desenvolvidos no LIF nos últimos anos.

4 PROJETO DO TPO BASEADO EM FBG E PZT

Neste capítulo é apresentado o projeto do TPO baseado em rede de Bragg e piezoeletricidade. O transformador foi construído a partir de uma pilha de 10 cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT-4, do fabricante *Sparkler Ceramics*.

Incialmente foram realizados experimentos para determinação da sensibilidade das redes de Bragg que serão utilizadas no sensor. Também foi realizado um ensaio para medição do coeficiente de dilatação linear das cerâmicas utilizadas na pilha.

Em seguida, uma revisão bibliográfica a respeito dos arranjos mecânicos de sensores de tensão baseados em FBG e PZT é apresentada. Tal estudo foi fundamental para o projeto mecânico a ser utilizado na construção do TP óptico. O dimensionamento das peças que compõe o TPO proposto nesse trabalho é desenvolvido e discutido.

Finalmente, são apresentados os cálculos teóricos pertinentes a medidas de tensão em CA, tais como: cálculo da máxima tensão suportada pela pilha de cerâmicas, cálculo da sensibilidade teórica da FBG em relação à tensão de entrada e cálculo da RTP do transformador de potencial óptico.

4.1 Determinação das sensibilidades da FBG

As redes de Bragg utilizadas nos experimentos foram fabricadas no LIF. Tais FBGs devem ser previamente caracterizadas quanto às suas sensibilidades para serem usadas como elemento sensor.

As sensibilidades teóricas quanto à deformação (Equação 2.5) e quanto à temperatura (Equação 2.7) podem diferir dos valores experimentais. Portanto, foi elaborado um arranjo experimental para caracterização das FBGs quanto à temperatura e um outro arranjo para caracterização quanto à deformação, apresentados e descritos a seguir.

4.1.1 Sensibilidade da FBG em relação à temperatura

Uma FBG com comprimento de onda de Bragg centrado em 1537,160 nm (T= 25 ºC) foi submetida a uma variação de temperatura a fim de se obter sua sensibilidade térmica. A Figura 4.1 apresenta o *set-up* experimental utilizado, enquanto a Figura 4.3 é uma fotografia do experimento montado em laboratório.

A rede de Bragg foi submersa em um *becker* com água, inicialmente a 5°C. O *becker* foi posicionado sobre um agitador magnético, o qual foi utilizado para agitar a

água e elevar a temperatura até 90°C. Um termômetro digital do fabricante *Extech*, modelo Datalogger – SDL200, foi utilizado para monitorar a temperatura da água durante todo o experimento.

Esse termômetro registra as leituras com impressão de data e hora reais com uma taxa de amostragem programável pelo usuário (1 para 3600 segundos). Em conjunto com o termômetro foi utilizado um termopar do tipo K, que possui resolução de 0,1ºC, faixa de -50ºC a 999,99ºC, e uma precisão de ± 0,4 % + 0,5 ºC [74].

O interrogador óptico SM125-200 do fabricante *Micron Optics* foi utilizado para interrogar o comprimento de onda de Bragg da rede durante todo o experimento. O interrogador tem faixa nominal de 1510-1590 nm, precisão de 10 pm e frequência de operação de 1 Hz [75].

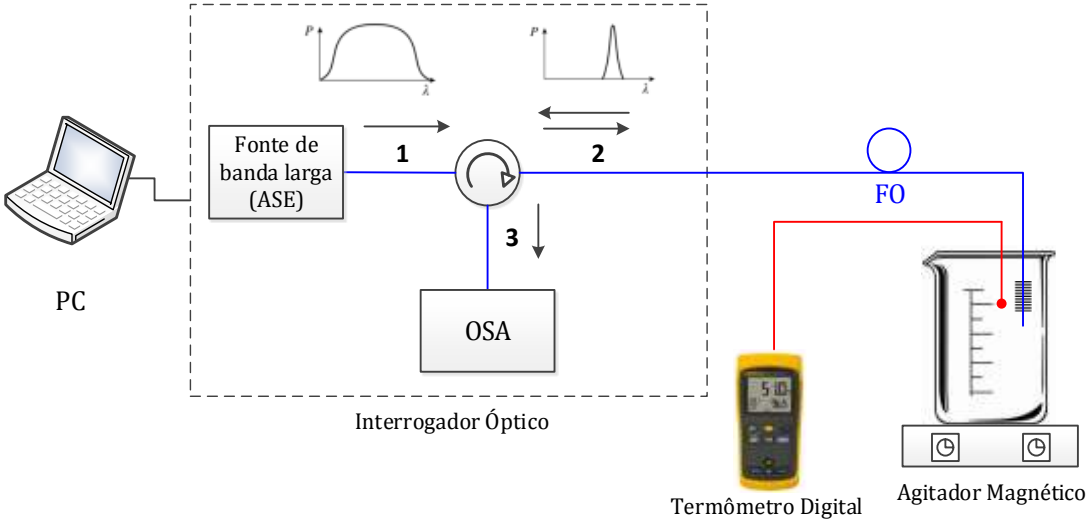


Figura 4.1 – Diagrama do *set-up* para medição da sensibilidade quanto à temperatura.

A Tabela 4.1 mostra a variação do comprimento de onda de Bragg em função da variação da temperatura da água em que a rede está submersa. Já a Figura 4.2 apresenta o gráfico e o ajuste linear para os dados da Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Variação do comprimento de onda de Bragg devido à variação da temperatura.

Temperatura (°C)	λ_B (nm)
6,0	1536,964
10,0	1537,005
15,0	1537,058
20,0	1537,107
25,0	1537,160
30,0	1537,216
35,0	1537,268
41,0	1537,333

Temperatura (°C)	λ_B (nm)
45,0	1537,378
50,0	1537,433
55,0	1537,488
60,0	1537,544
65,0	1537,600
70,0	1537,653
75,0	1537,710
80,0	1537,765
85,0	1537,819
90,0	1537,877

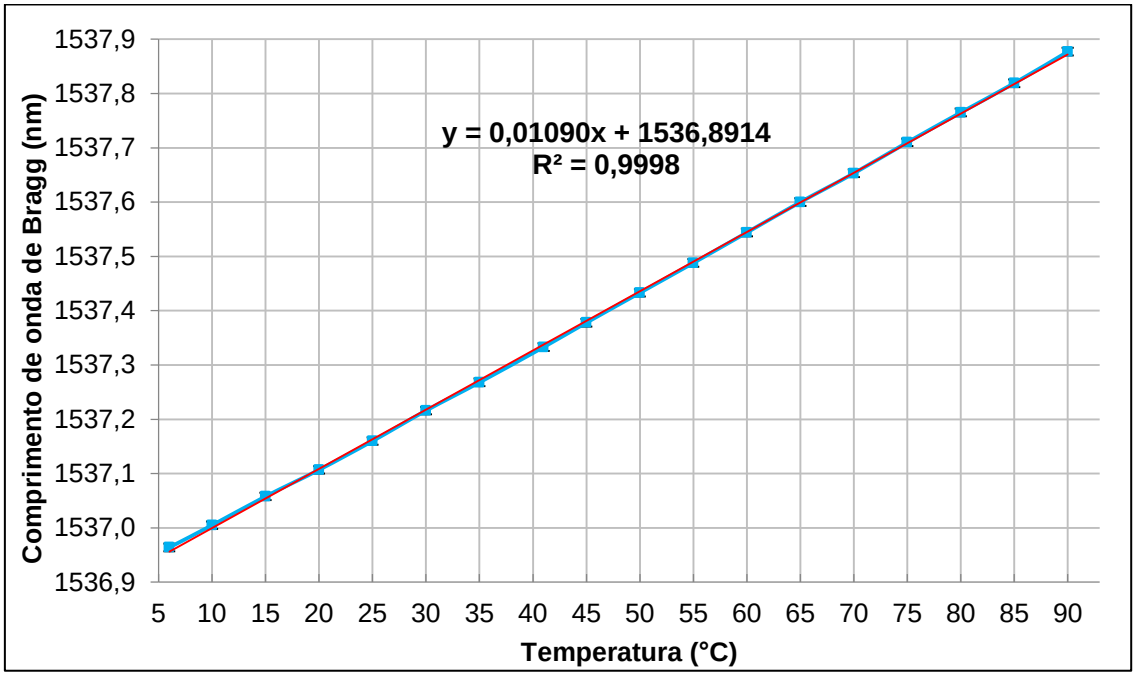


Figura 4.2 – Comprimento de onda de Bragg x Temperatura.

Conforme apresentado na Equação 2.7, a sensibilidade térmica teórica de uma rede de Bragg com comprimento de onda centrado em 1550 nm (T= 25 ºC) é de 14,18 pm/ºC. Seguindo o mesmo procedimento (Equação 2.6) para a rede de Bragg utilizada nesse experimento, 1537,160 nm (T= 25 ºC), a sua sensibilidade teórica é de 14,06 pm/ºC.

Analisando a derivada do gráfico da Figura 4.2, vemos que a sensibilidade encontrada experimentalmente foi de 0,01090 nm/ºC, ou seja, 10,90 pm/ºC. Esse valor é 3,16 pm/ºC menor que o valor teórico.

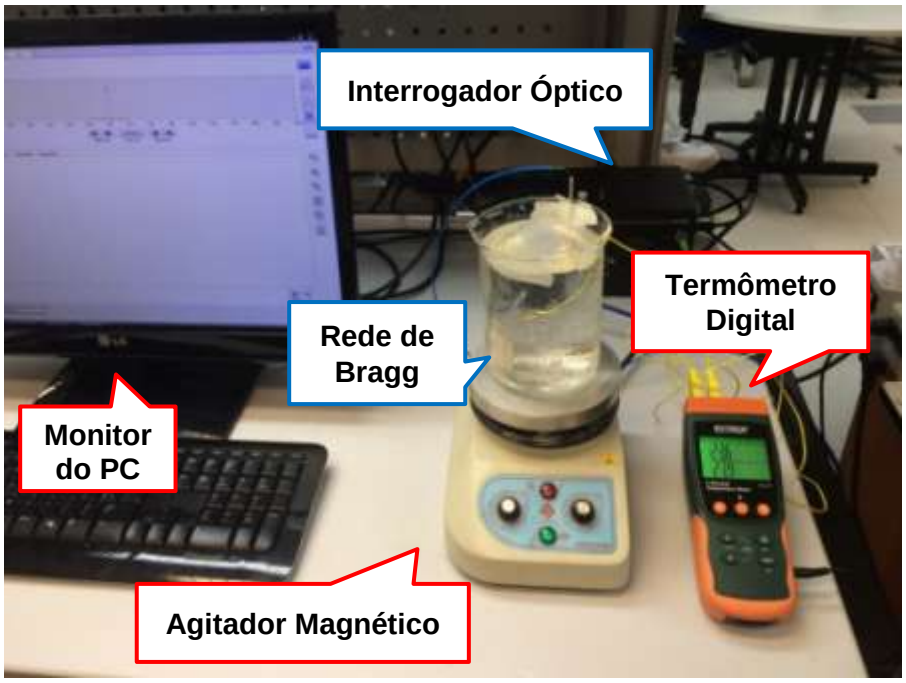


Figura 4.3 – Experimento para determinação da sensibilidade térmica.

A discrepância entre o valor da sensibilidade teórica e a experimental pode ser explicada devido a variação dos coeficientes da Equação 2.6. Sabemos que o coeficiente de dilatação da sílica é um valor amplamente conhecido na literatura ($\alpha_{FBG} = 0{,}55 \text{ x } 10^{-6}/°C$), no entanto, muitos autores discordam entre si sobre o valor do coeficiente termo-óptico.

A partir da sensibilidade experimental encontrada, podemos calcular qual o coeficiente termo-óptico da fibra ensaiada, remanejando a Equação 2.6 para:

$$\eta = \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T}\frac{1}{\lambda_B} - \alpha_{FBG} \qquad 4.1$$

Substituindo na Equação 4.1 o valor da sensibilidade experimental encontrada (10,90 pm/°C), o comprimento de onda de Bragg da rede utilizada e o coeficiente de dilatação da sílica, obtemos um coeficiente termo-óptico igual a:

$$\eta = 6{,}541 \text{ x } 10^{-6}/°C \qquad 4.2$$

O mesmo ensaio de caracterização da FBG quanto à temperatura foi repetido para diversas redes de Bragg fabricadas no LIF e centradas no mesmo comprimento de onda da fibra descrita nesse experimento: 1537,160 nm (T= 25 ºC).

Foi possível analisar que a sensibilidade experimental de todas as FBGs fabricadas no LIF e centradas nesse mesmo comprimento de onda de Bragg é a mesma. Em outras palavras, o coeficiente termo-óptico dessas redes é igual ao apresentado na Equação 4.2.

4.1.2 Sensibilidade em relação à deformação

Para determinação da sensibilidade da rede de Bragg devido a deformação, a mesma rede, já caracterizada quanto à temperatura, foi fixada a um apoio metálico através de uma de suas extremidades. Na outra extremidade foi fixado um copo, onde foram inseridos pesos metálicos diversos, conforme ilustra o diagrama da Figura 4.4.

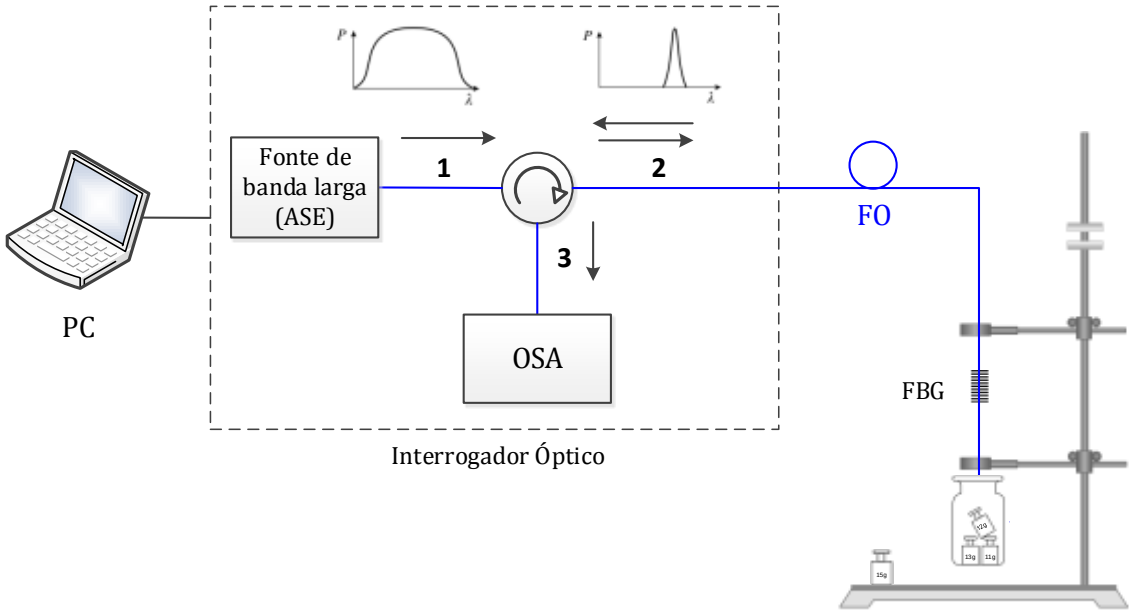


Figura 4.4 – Diagrama do *set-up* para medição da sensibilidade quanto à deformação.

Para encontrarmos a relação entre o comprimento de onda de Bragg e a deformação da rede, devemos relacionar o peso dos materiais inseridos na extremidade da fibra com a deformação sofrida pela FBG.

Sabemos que o módulo de Young, dado pela Equação 4.3, é a razão entre a tensão e a deformação na direção da carga aplicada, sendo a máxima tensão que um material suporta sem sofrer deformação permanente.

$$Y = \frac{\text{Tensão}}{\text{Deformação}} = \frac{F/A}{\Delta L/L} \qquad 4.3$$

na qual

Y: módulo de Young (N/m^2);

F: força (N);

A: área da seção reta (m^2);

$\Delta L/L$: deformação (m/m).

Remanejando a Equação 4.3, podemos encontrar a deformação da rede de Bragg em função de seu módulo de Young e da força aplicada à ela:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{Y}\frac{F}{A} \qquad 4.4$$

Para o experimento descrito, a tensão aplicada sobre à FBG é devido à força dos pequenos pesos inseridos em uma das extremidades da fibra. A força peso pode ser calculada como:

$$F = P = m \text{ x } g \qquad 4.5$$

na qual, g representa a aceleração da gravidade e é igual a $9{,}81\ m/s^2$.

A área da seção reta de uma fibra óptica de diâmetro igual a D=125μm é dada por:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} = 1{,}23 \text{ x } 10^{-8}\ m^2 \qquad 4.6$$

Substituindo na Equação 4.4 o valor do módulo de Young da sílica ($Y = 71{,}71\ N/m^2$), material que é feito a rede de Bragg, e as Equações 4.5 e 4.6, foi calculada a deformação sofrida pela FBG para todos os pesos aplicados em sua extremidade e medido o comprimento de onda de Bragg correspondente. Os valores medidos e calculados são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Variação do comprimento de onda de Bragg devido a deformação da FBG.

Massa (g)	Peso (N)	ΔL/L (m/m)	λ_B (nm)
13,29	0,130	1,48E-04	1537,302
24,06	0,236	2,68E-04	1537,444
34,80	0,341	3,88E-04	1537,582
49,07	0,481	5,46E-04	1537,768
63,39	0,621	7,06E-04	1537,952
78,24	0,767	8,71E-04	1538,144
93,82	0,919	1,04E-03	1538,345
108,79	1,066	1,21E-03	1538,537
123,70	1,212	1,38E-03	1538,729
142,68	1,398	1,59E-03	1538,971
158,55	1,554	1,77E-03	1539,174
172,89	1,694	1,93E-03	1539,360
187,77	1,840	2,09E-03	1539,550
203,69	1,996	2,27E-03	1539,754
219,68	2,153	2,45E-03	1539,962
234,70	2,300	2,61E-03	1540,153

Por exemplo, para um peso metálico de massa igual a 13,29 g, a deformação sofrida pela FBG é igual a:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{71,71} \frac{13,29 \text{ x } 10^{-3} \text{ x } 9,81}{1,23 \text{ x } 10^{-8}} = 1,48 \text{ x } 10^{-4} \qquad 4.7$$

A Figura 4.5 mostra o gráfico e o ajuste linear dos pontos para os dados da Tabela 4.2.

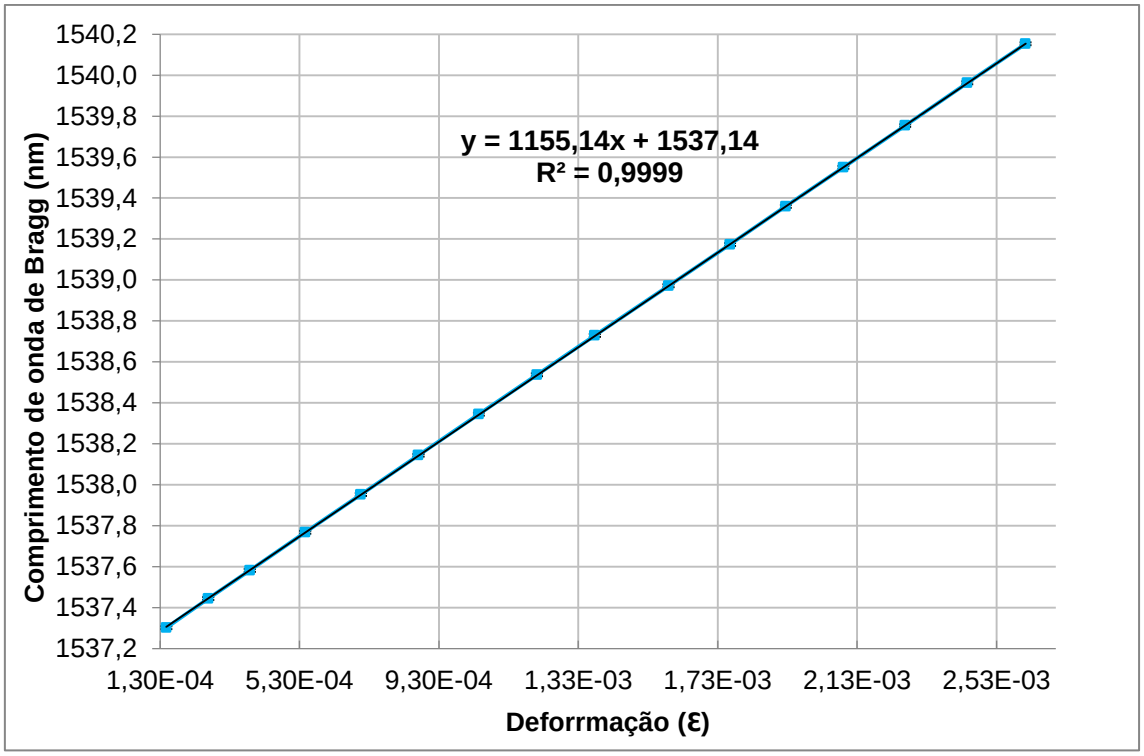


Figura 4.5 – Comprimento de onda de Bragg x Deformação.

Analisando a derivada do gráfico da Figura 4.5, vemos que a sensibilidade encontrada experimentalmente foi de $1155{,}14\ \text{nm}/\varepsilon$, ou seja, $1{,}15\ \text{pm}/\mu\varepsilon$.

A sensibilidade teórica da rede de Bragg utilizada nesse experimento em relação à deformação é de $1{,}20\ \text{pm}/\mu\varepsilon$, aplicando o valor de λ_B na Equação 2.4.

Aqui também, a discrepância entre o valor teórico e o experimental pode ser explicada devido a variação do coeficiente fotoelástico. Podemos calcular o valor do mesmo para a FBG ensaiada remanejando a Equação 2.4 para:

$$\rho_e = 1 - \frac{\Delta\lambda_B}{\varepsilon_{FBG}} \frac{1}{\lambda_B} \qquad 4.8$$

Substituindo na Equação 4.8 o valor da sensibilidade experimental encontrado (1,15 pm/με) e o comprimento de onda de Bragg da rede utilizada, igual a 1537,160 nm (T= 25 ºC), obtemos o coeficiente fotoelástico experimental:

$$\rho_e = 0{,}252 \qquad 4.9$$

A Figura 4.6 é uma fotografia do experimento descrito montado em laboratório.

Figura 4.6 – Experimento para determinação da sensibilidade quanto à deformação.

Durante todo o experimento descrito foi monitorada a temperatura ambiente. Isso se fez necessário, pois a variação da temperatura sob a qual a FBG está submetida também interfere na variação do comprimento de onda de Bragg, podendo mascarar o valor medido.

A temperatura ambiente manteve-se entre 23,9 ºC e 24,1 ºC durante todo o ensaio. A variação de 0,2ºC corresponde a uma variação de λ_B de 2,18 pm, utilizando o valor da sensibilidade térmica encontrada experimentalmente de 10,90 pm/ºC. Esse valor está abaixo da resolução do interrogadorico SM125 do fabricante *Micron Optics* utilizado para demodular o sinal da FBG, não interferindo na medição da sensibilidade quanto à deformação.

O mesmo procedimento experimental foi repetido para diversas redes fabricadas no LIF e centradas no mesmo comprimento de onda de Bragg da FBG utilizada nesse experimento. A sensibilidade quanto à deformação encontrada foi a mesma para todas as FBGs, ou seja, todas possuem o mesmo coeficiente fotoelástico calculado na Equação 4.9.

4.2 Medida do coeficiente de dilatação do PZT-4

O coeficiente de dilatação linear da cerâmica piezoelétrica do tipo PZT-4 é um dado importante para o dimensionamento das peças do sensor. Esse valor, em geral, não é fornecido pelos fabricantes das cerâmicas. O fabricante *Morgan Electro Ceramics* afirma que a expansão térmica das cerâmicas PZT-4 e PZT-5H é extremamente anisotrópica apenas no primeiro aquecimento e se estabiliza nos aquecimentos subsequentes [76].

A Tabela 4.3 mostra os valores do coeficiente de dilatação térmica do PZT-4, levantados pelo fabricante *Morgan Electro Ceramics*.

Tabela 4.3 – Coeficiente de dilatação térmica do PZT-4 [76].

PZT-4 Polarizada		
Temperatura [℃]	$\boldsymbol{\alpha_1}$ $[\mathbf{10^{-6}}/℃]$ **Primeiro aquecimento**	$\boldsymbol{\alpha_1}$ $[\mathbf{10^{-6}}/℃]$ **Aquecimentos subsequentes**
0	1,5	3,8
50	4,5	3,8
100	5,8	3,8
150	6,4	3,8
200	5,4	3,4

É possível ver que, de fato, o coeficiente de dilatação do PZT-4 é bastante não-linear no primeiro aquecimento, mas mantém-se constante em $3{,}8 \times 10^{-6}/℃$ para temperaturas entre 0 ºC e 150 ºC nos aquecimentos subsequentes.

Já o fabricante *Sparkler Ceramics* não forneceu informação sobre o coeficiente de dilatação de suas cerâmicas. Portanto, foi montado um experimento para a medição da expansão térmica da cerâmica PZT-4.

É possível medir o coeficiente de dilatação de um material utilizando uma rede de Bragg colada sobre o mesmo. A deformação sofrida pelo material devido à expansão térmica gera uma deformação proporcional na FBG. Substituindo essa relação na equação de Bragg (Equação 2.2) obtém-se o coeficiente de dilatação desejado.

Uma rede de Bragg com comprimento de onda inicialmente centrado em 1547,520 nm (T = 25°C) foi colada a um anel PZT-4. Essa FBG foi previamente caracterizada quanto à temperatura e à deformação, seguindo os procedimentos explicados no tópico 4.1 desse Capítulo.

É importante ressaltar que essa rede foi caracterizada e utilizada somente para a medida do coeficiente de dilatação do anel PZT-4. Após esse experimento, a FBG foi

descolada do anel e, consequentemente, rompida. Uma outra rede de Bragg, com comprimento de onda diferente, foi utilizada na configuração final do TP óptico.

Para medição do coeficiente de dilatação, o conjunto foi submetido a uma variação de temperatura de 25 °C a 70 °C. Novamente, foi utilizado o termômetro digital do fabricante *Extech*, modelo Datalogger – SDL200 para monitorar a temperatura da água durante todo o experimento.

Para o processo de fixação da FBG na cerâmica, diversas colas convencionais como *Super Bonder* e *Epoxi* foram testadas, entretanto, estas não foram capazes de suportar toda a excursão de temperatura, tornando-se quebradiças e frágeis.

Para a adequada fixação da FBG, uma composição de resina fotopolimerizável foi utilizada. A fotopolimerização garante o endurecimento da resina e assegura a fixação da fibra tanto para temperaturas elevadas quanto baixas [5]. Foi utilizado um fotopolimerizador LED, cuja potência de saída de luz é de 600 $\mathrm{mW/cm^2}$.

Primeiramente, foi colado um dos lados da FBG à cerâmica. Antes da fixação da outra extremidade, foi necessário esticar a rede, de modo que esta acompanhe as deformações do PZT. A Figura 4.7 mostra o arranjo utilizado para esticar e colar a rede no anel PZT. Um posicionador mecânico com micrômetro foi utilizado para produzir as deformações na rede de Bragg.

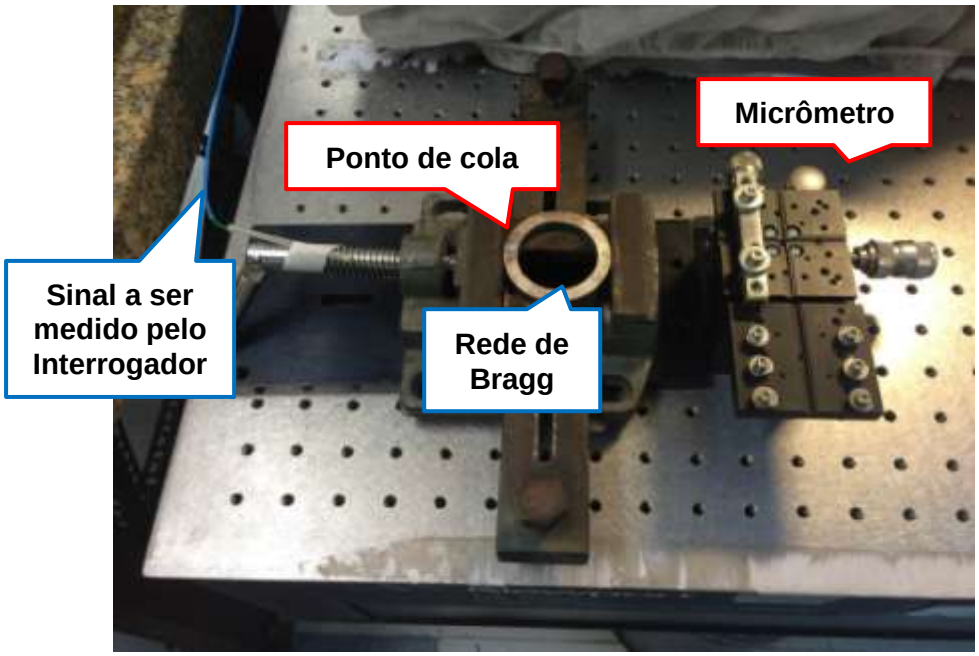


Figura 4.7 – *Set-up* experimental para esticar e colar a FBG no PZT

Durante o procedimento descrito, foi utilizado o interrogador óptico da Micron Optics para verificar o deslocamento do comprimento de onda de Bragg. A rede foi

esticada até λB = 1550,433 nm (T= 25 ºC), aproximadamente 3 nm acima de seu valor original.

O conjunto anel PZT + rede de Bragg foi submerso em um *becker* com água, inicialmente a temperatura ambiente de 25 °C. O experimento para medição do coeficiente de dilatação linear foi realizado de forma semelhante à determinação da sensibilidade térmica da FBG. Novamente, o interrogador óptico da *Micron Optics* foi utilizado para demodular o comprimento de onda de Bragg. A Figura 4.8 é uma fotografia do experimento montado em laboratório.

Figura 4.8 – Experimento para medição do coeficiente de dilatação do PZT-4.

O *becker* foi posicionado sobre um agitador magnético, o qual foi utilizado para agitar a água e elevar a temperatura até 70 °C. Também foi monitorado o deslocamento do comprimento de onda de Bragg para o decaimento da temperatura até retornar à temperatura ambiente de 25 ºC.

Foram realizados 6 ensaios para a medida do coeficiente de dilatação do PZT-4, todos com a mesma rede de Bragg colada no material. Os resultados do comprimento de onda de Bragg medido em função da temperatura encontrados nos 4 primeiros ensaios se apresentaram muito não-lineares. A partir do quinto ensaio, pode-se observar um comportamento mais linear na expansão do conjunto.

Conforme dito anteriormente, o fabricante *Morgan Electro Ceramics* afirma que as cerâmicas piezoelétricas possuem um comportamento anisotrópico apenas no

primeiro aquecimento e se estabiliza nos aquecimentos subsequentes. Contudo, foi observada essa não-linearidade por cerca de 5 ciclos de aquecimento e desaquecimento do PZT-4, realizados em dias distintos.

A Figura 4.9 mostra o gráfico do comprimento de onda de Bragg em função da temperatura na FBG obtido no sexto ensaio realizado. O coeficiente de correlação do ajuste linear das retas foi de 0,9997 para temperatura crescente e 0,9993 para temperatura decrescente, mostrando um comportamento bastante linear da expansão do PZT-4 nesse ensaio.

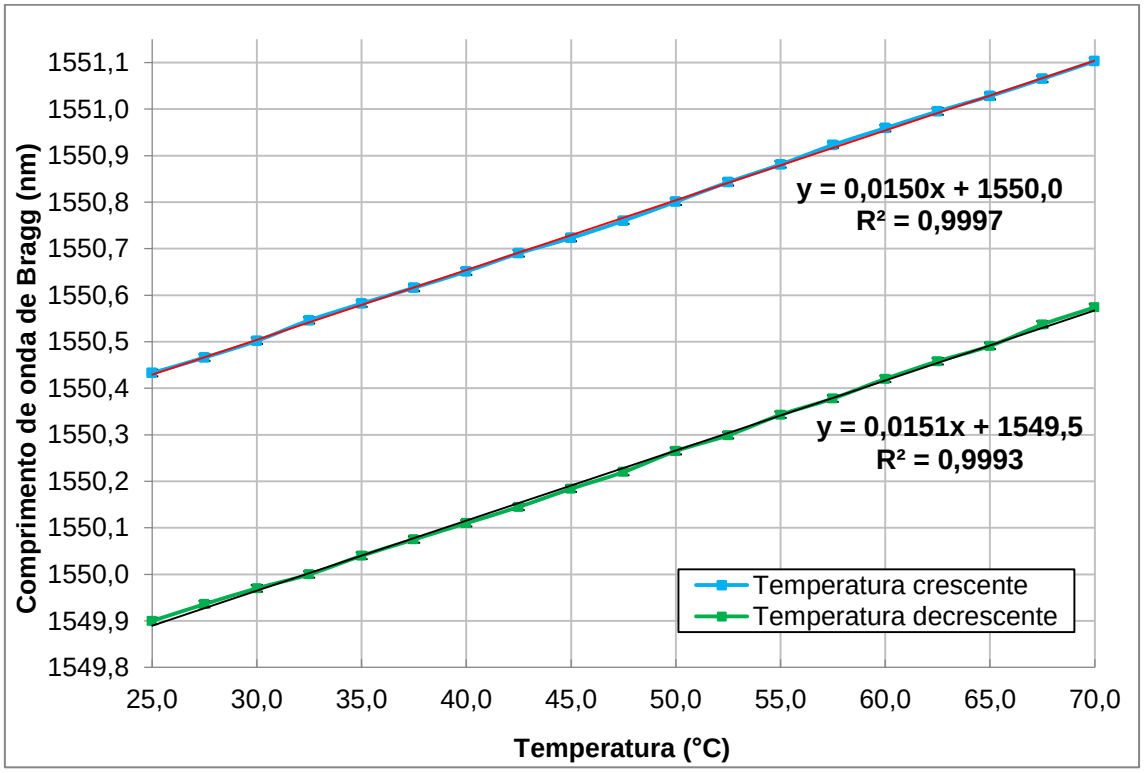


Figura 4.9 – Comprimento de onda de Bragg X Temperatura crescente e decrescente.

Analisando o gráfico da Figura 4.9, vemos que a FBG caiu 0,5 nm do ensaio com a temperatura crescente para o ensaio com temperatura decrescente. Essa queda se deve a um escorregamento da rede colada no anel PZT, possivelmente devido a uma falha no processo de fixação da mesma com a resina fotopolimerizável.

Podemos ver também que a sensibilidade térmica para a temperatura crescente é igual a 0,0150 nm/ºC, ou seja, 15,0 pm/ºC. Já para a temperatura decrescente, a sensibilidade térmica encontrada foi praticamente a mesma (15,1 pm/ºC). Isso prova que, tanto a FBG quanto a cerâmica piezoelétrica ensaiada, não possuem nenhuma histerese em relação a variação de temperatura.

A partir do valor obtido pelo gráfico da Figura 4.9 podemos calcular o coeficiente de dilatação térmica do PZT-4. A variação do comprimento de um dado material, quando submetido a variações de temperatura é dada por:

$$\Delta L = L_o \alpha_1 \Delta T \qquad 4.10$$

na qual:

ΔL: variação do comprimento do material,

L_o: comprimento inicial do material,

α_1: coefieciente de diltação linear do material,

ΔT: variação da temperatura.

A FBG foi colada nas extremidades do anel PZT-4, dessa forma, uma deformação no PZT-4 gera uma deformação proporcional na rede de Bragg (Equação 4.11).

$$\varepsilon_{PZT} = \varepsilon_{FBG}$$

$$\frac{\Delta L_{PZT}}{L_{PZT}} = \frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} \qquad 4.11$$

Remanejando a Equação 4.10 a deformação linear do PZT-4 pode ser escrita como:

$$\frac{\Delta L_{PZT}}{L_{PZT}} = \alpha_{PZT} \Delta T \qquad 4.12$$

Substituindo a Equação 4.12 na Equação 4.11, a deformação da rede de Bragg é igual a:

$$\frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} = \alpha_{PZT} \Delta T \qquad 4.13$$

Substituindo a Equação 4.13 na equação de Bragg (Equação 2.2), temos:

$$\frac{\Delta \lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e) \frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} + (\eta + \alpha_{FBG}) \Delta T$$

$$\frac{\Delta \lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e) \alpha_{PZT} \Delta T + (\eta + \alpha_{FBG}) \Delta T$$

$$\frac{\Delta \lambda_B}{\Delta T} = (1 - \rho_e) \lambda_B \, \alpha_{PZT} + (\eta + \alpha_{FBG}) \lambda_B \qquad 4.14$$

Substituindo na Equação 4.14 o comprimento de onda de Bragg da rede utilizada nesse experimento após esticada (λ_B =1550,433 nm), o coeficiente de expansão térmica

da sílica (α_{PZT}) e os coeficientes termo-óptico (η) e fotoelástico (ρ_e) calculados nos tópicos 4.1.1 e 4.1.2 desse Capítulo, a equação se resume a:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 1{,}16 \times 10^{-6}\,\alpha_{PZT} + 10{,}99 \times 10^{-12} \qquad 4.15$$

Para esse cálculo teórico, a sensibilidade considerada foi igual a 15,05 pm/°C, isto é, a média entre a sensibilidade durante a temperatura crescente e decrescente determinada experimentalmente. Substituindo esse valor na Equação 4.15, obtemos o coeficiente de dilatação do PZT-4:

$$\alpha_{PZT} = 3{,}6 \times 10^{-6}/℃ \qquad 4.16$$

O valor encontrado é coerente com o valor ensaiado pelo fabricante *Morgan Electro Ceramics* igual a $3{,}8 \times 10^{-6}/℃$.

4.3 Projeto mecânico do TPO

4.3.1 Estado da arte dos protótipos mecânicos de TPOs

Diversos autores têm proposto o desenvolvimento de TPOs baseados em piezoeletricidade e redes de Bragg com diferentes arranjos mecânicos para a fixação da FBG, a fim de melhor a relação entre a tensão elétrica aplicada e a deformação sofrida pelo material piezoelétrico, proporcionalmente medida pela rede de Bragg.

A Figura 4.10 mostra dois arranjos mecânicos, propostos em [4], para um sensor de tensão baseado em PZT e FBG desenvolvido no LIF. O primeiro arranjo consiste de duas alavancas com pinças em suas extremidades. O amplificador mecânico varia o ganho mudando a posição do parafuso de tensão mecânica ao longo da alavanca superior. A tensão mecânica do parafuso transfere o deslocamento do PZT para a FBG colada nas pontas das alavancas através das pinças.

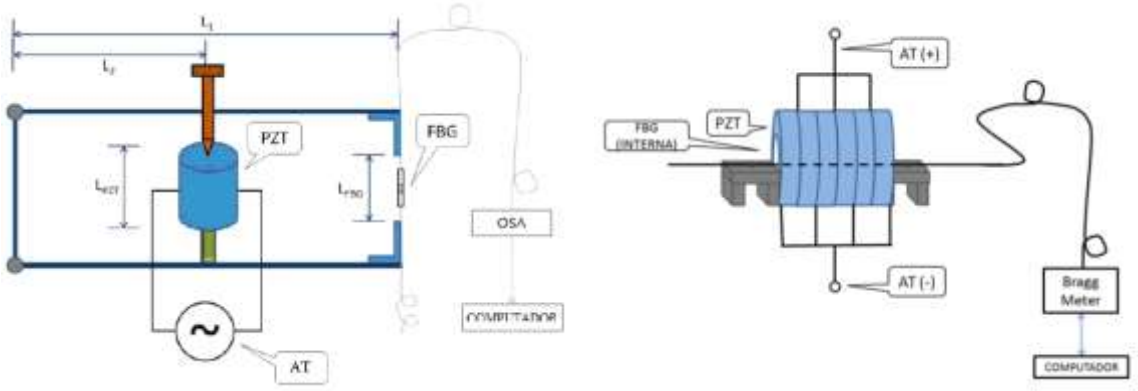


Figura 4.10 – Arranjos mecânicos para sensor de tensão baseado em PZT e FBG [4].

O segundo arranjo utiliza um esquema parecido com o proposto em [73], discutido no tópico 3.4.4 do Capítulo 3. Uma pilha de seis cerâmicas piezoelétricas em formato de anel foram coladas uma às outras com cola EPO-TEK 302-3M, com intuito de aumentar a sensibilidade do conjunto. A diferença aqui é que a FBG foi passada por dentro dos orifícios das cerâmicas e suas extremidades coladas em duas bases de alumínio, ao invés de sobre o conjunto.

Os dois arranjos mecânicos discutidos apresentaram boa sensibilidade e repetibilidade para a faixa de tensão a qual foram submetidos. No entanto, esse sensor de tensão foi ensaiado apenas com tensões em CC.

Seguindo a linha de sensores de tensão desenvolvidos no LIF, em [5] foi proposto um novo arranjo mecânico, para aplicações em tensões alternadas. A Figura 4.11 mostra um desenho ilustrativo desse novo sensor de tensão.

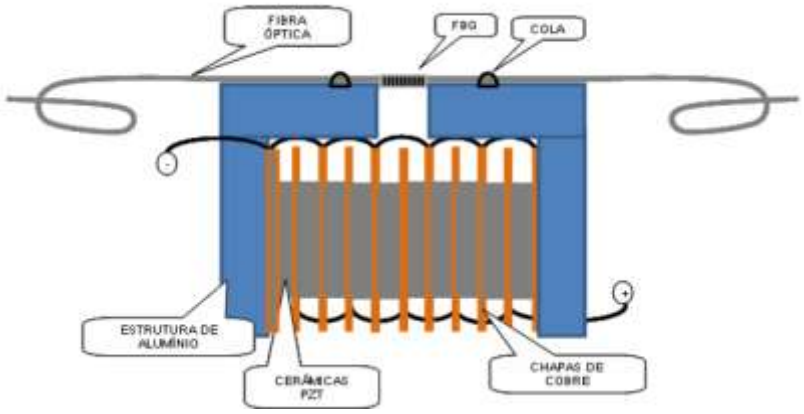


Figura 4.11 – Diagrama ilustrativo de um sensor de tensão baseado em FBG-PZT [5].

Nesse protótipo, a FBG foi colada sobre uma estrutura de alumínio usando um adesivo à base de cianoacrilato, todavia, durante a operação do sensor o adesivo perdeu sua propriedade de fixação. Esse problema foi contornado em [7] com a utilização de uma resina fotopolimerizável, processo que será detalhado adiante e foi repetido na fixação da rede de Bragg do TPO desenvolvido nessa dissertação.

O arranjo mecânico das peças Figura 4.11 também foi melhorado em [7], pois o uso de placas de alumínio laterais e sobre a pilha de cerâmicas, provocou um erro nas medidas da deformação da rede de Bragg. As placas laterais tendem a envergar quando a pilha de cerâmicas expande, pois a FBG, colada nas extremidades das placas superiores, tende a segurar todo o conjunto devido ao seu elevado módulo de Young.

A nova proposta para a fixação da FBG na estrutura foi o uso um parafuso, passando pela cavidade interna da pilha de cerâmicas PZT, similar ao segundo arranjo mecânico da Figura 4.10. A Figura 4.12 ilustra esse parafuso com a FBG fixa a ele.

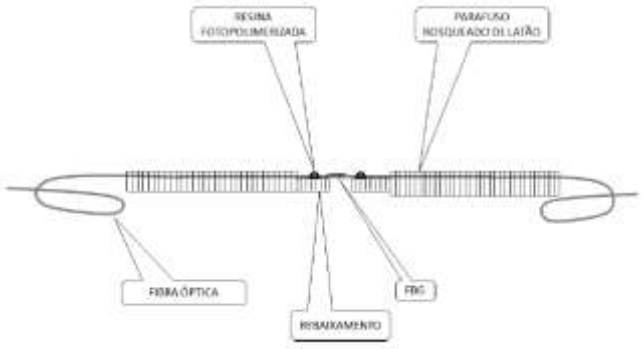


Figura 4.12 – Parafuso interno para fixação da FBG [7].

Duas bases em alumínio serviram como suporte lateral para acomodar a pilha de cerâmicas PZT. Barras rosqueadas de aço inoxidável foram utilizadas para fixar uma base a outra. Foi utilizada uma mola para cada parafuso das barras, a fim de garantir o contato entre as faces das cerâmicas PZT separadas por eletrodos de latão e garantir a possibilidade de expansão e contração do conjunto.

O uso da mola para garantir o contato entre as cerâmicas foi mais uma melhora em relação ao arranjo da Figura 4.11, pois os problemas com a cola não se limitaram à fixação da FBG no alumínio. Durante a operação do sensor, o aquecimento do mesmo fez com que os adesivos epóxis ou de cianoacrilato usados para colar as cerâmicas uma as outras acabassem cedendo e interferindo nos resultados [7].

O novo projeto mecânico do sensor de tensão é apresentado na Figura 4.13.

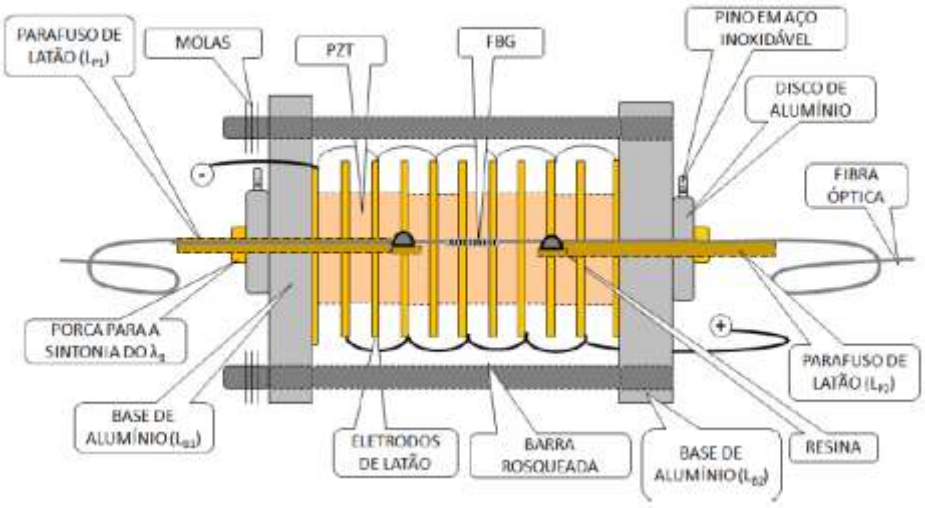


Figura 4.13 – Projeto do sensor FBG-PZT com parafuso para fixação da FBG [7].

Apesar do uso de molas ter sido uma melhoria em relação à proposta anterior, essa nova configuração traz a necessidade de um correto ajuste das forças aplicada às molas. A sensibilidade do sensor submetido à tensão com a mola mais comprimida é menor do que com a mola menos comprimida

O resultado dessas sensibilidades diferentes do sensor para cada caso mostra que uma compressão da mola superior à deformação da pilha de cerâmicas PZT provoca o relaxamento da FBG, em consequência, a diminuição em seu comprimento de onda de Bragg [7].

4.3.2 Melhorias no arranjo mecânico do TPO

Dando continuidade aos TPOs desenvolvidos no LIF, esse trabalho propõe o aperfeiçoamento do protótipo mecânico da Figura 4.13. O uso de cerâmicas com furo de 10 mm de diâmetro dificultou o posicionamento da FBG e a injeção do óleo isolante na estrutura interna do sensor.

Nessa dissertação foram utilizadas cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT-4 com 38 mm de diâmetro interno, a fim de contornar esses problemas. A Figura 4.14 mostra as dimensões do anel PZT-4 utilizado nesse trabalho.

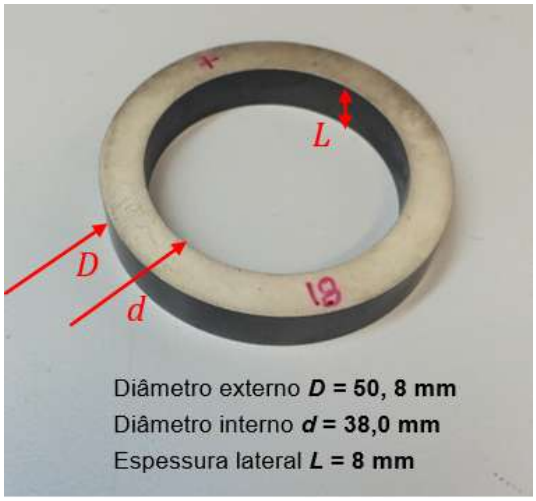


Figura 4.14 – Dimensões do anel PZT-4.

O uso de uma nova cerâmica permitiu a reformulação de toda a estrutura mecânica, incluindo o posicionamento dos parafusos pelo lado de fora, a fim de manusear a rede de Bragg com mais facilidade durante seu processo de fixação e durante a montagem do conjunto, quando é necessário passar os parafusos pelo orifício interno da pilha de cerâmicas.

Em [77] foi proposto um arranjo mecânico com uma base lateral fixa e uma base lateral móvel, restringindo a deformação longitudinal do elemento piezoelétrico, e, consequentemente, a deformação da FBG, no sentindo desejado.

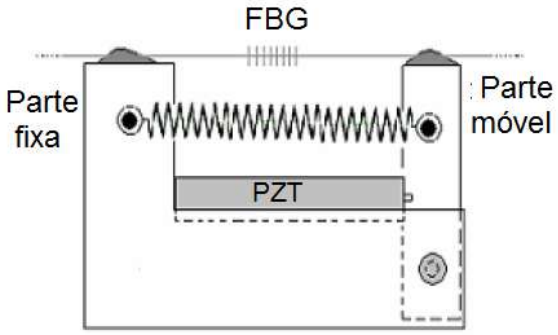


Figura 4.15 – Arranjo mecânico para acoplar um atuador PZT a uma FBG [77].

Com o intuito de facilitar o dimensionamento das peças que compõe o TPO, foi construído um arranjo mecânico com uma base fixa e uma base móvel, similar ao apresentado em [77]. As molas foram substituídas por *o-ring's* no lado da base móvel.

O-ring's são produtos de fácil aquisição no mercado em diversos tamanhos e menor custo em relação às molas. Sua característica elástica permite a expansão e contração do conjunto e garante o contato entre as cerâmicas da pilha.

A Figura 4.16 ilustra o projeto mecânico completo do TPO desenvolvido. Os desenhos ilustrativos, apresentados ao longo do texto, foram feitos no *software* de CAD *SolidWorks*, que possibilita a modelagem em 3D de diversas montagens com superfícies avançadas, chapas metálicas, soldagens, parafusos, etc.

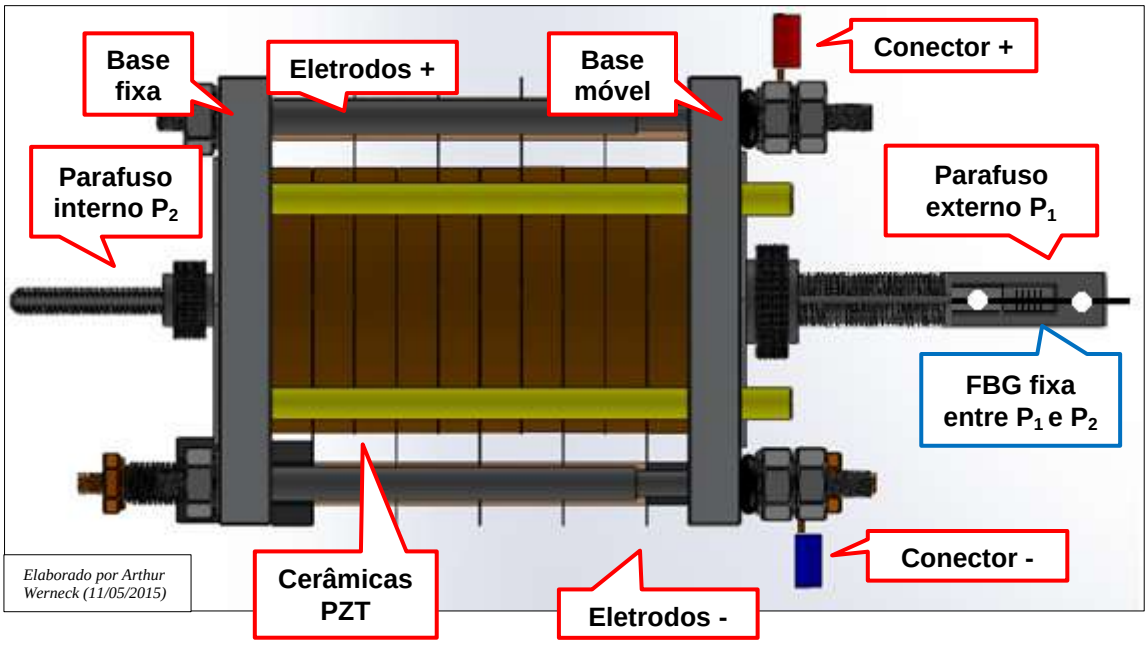


Figura 4.16 – Vista superior do projeto mecânico do TPO.

Foram utilizados 10 anéis PZT-4 dispostos eletricamente em paralelo, conectados através de eletrodos feitos de chapas de cobre de 0,2 mm. O uso de anéis empilhados visa aumentar a sensibilidade do transformador. A quantidade escolhida foi limitada em 10 para não tornar o conjunto pesado e robusto demais, uma vez que cada anel possui espessura de 8 mm e peso de 54,3 g.

Cada eletrodo possui uma aba lateral por onde passa uma haste condutora de latão rosqueada nas pontas, que vai até o conector do terminal positivo ou negativo. Esse novo esquema de eletrodos, hastes condutoras e conectores comerciais evita que fios tenham que ser soldados para realizar as conexões elétricas entre os eletrodos que unem as cerâmicas da pilha, tornando o TPO um conjunto único que não necessita de intervenções após ser montado pela primeira vez.

A haste condutora do terminal negativo é presa à base fixa através de um parafuso e porca isolantes feitos de poliacetal, a fim de isolar a carcaça do sensor. A Figura 4.17 mostra o *layout* do eletrodo de cobre com uma aba lateral e o conjunto parafuso + porca isolante mencionados.

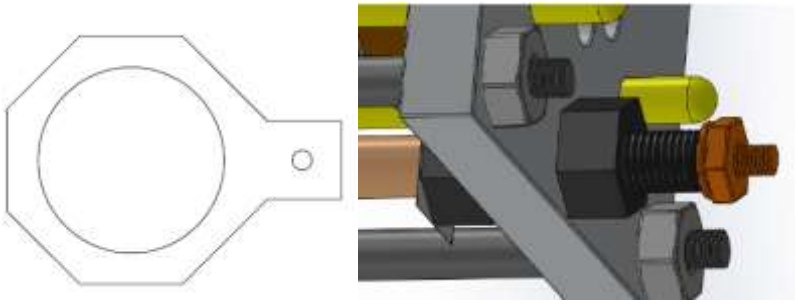


Figura 4.17 – *Layout* do eletrodo de cobre e detalhe do parafuso e porca isolantes.

Duas bases laterais de alumínio foram utilizadas para acomodar a pilha de cerâmicas PZT e fixar os parafusos interno e externo. Quatros hastes de poliacetal são utilizadas como guias para que as cerâmicas fiquem dispostas de forma alinhada. O uso de hastes guias foi uma melhoria em relação aos protótipos anteriores, pois impede que movimentos indesejados interfiram na medida da deformação das cerâmicas quando aplicada uma tensão em CA sobre elas.

Outras quatro hastes feitas de aço inox rosqueadas nas pontas foram utilizadas para juntar a base fixa à base móvel. Foram feitas quatro furações nas bases laterais, de forma que as hastes de aço fossem posicionadas. As hastes foram fixadas com porcas de aço no lado da base fixa e com *o-ring's* apertados por porcas de aço no lado da base móvel. As furações da base móvel são passantes e as roscas desse lado das hastes

deslizantes, de forma a permitir que todo o conjunto se expanda no sentido da base móvel.

Assim como no caso da fixação através de molas, aqui também deve-se ficar atento ao correto ajuste das forças aplicadas aos *o-ring's*, de forma que o conjunto não fique pressionado mais do que o necessário, impedindo a variação do comprimento de onda de Bragg da FBG colada à estrutura e acarretando medidas errôneas.

As placas base fixa e móvel são compostas por um chapa de alumínio de 8 mm em conjunto com uma chapa menor de 2 mm, confeccionada com um rasgo central para acomodar corretamente os parafusos interno e externo às bases. Isso foi necessário pois os parafusos foram usinados com apenas metade do corpo cilíndrico e parcialmente rosqueados para garantir o efeito deslizante entre eles. No entanto, esse formato faz com que os parafusos tendam a girar em falso quando não posicionados de forma adequada na placa base.

Um furo foi feito na parte superior da placa de 8 mm, por onde passa um pequeno parafuso rosqueado sem cabeça que desce por dentro da placa até tocar o parafuso interno (na base móvel) e o parafuso externo (na base fixa). Esse pequeno parafuso no interior das placas base tem o intuito de travar o parafuso interno e externo, mais uma vez evitando que girem em falso durante o experimento.

O parafuso interno (parafuso 2) também é preso à base fixa através de uma porca confeccionada para ele. Esse parafuso vai até o final do conjunto, passando pelo diâmetro interno das cerâmicas da pilha e se acomodando no interior do parafuso externo (parafuso 1). O parafuso externo também é fixado à base móvel através de uma porca e possui um chanfro para acoplar o parafuso 2.

A Figura 4.18 mostra um desenho parte frontal do TPO em detalhes, destacando o acoplamento entre os parafusos interno e externos mencionados e a placa base móvel, composta por uma placa de 8 mm com furo superior e uma placa central de 2 mm.

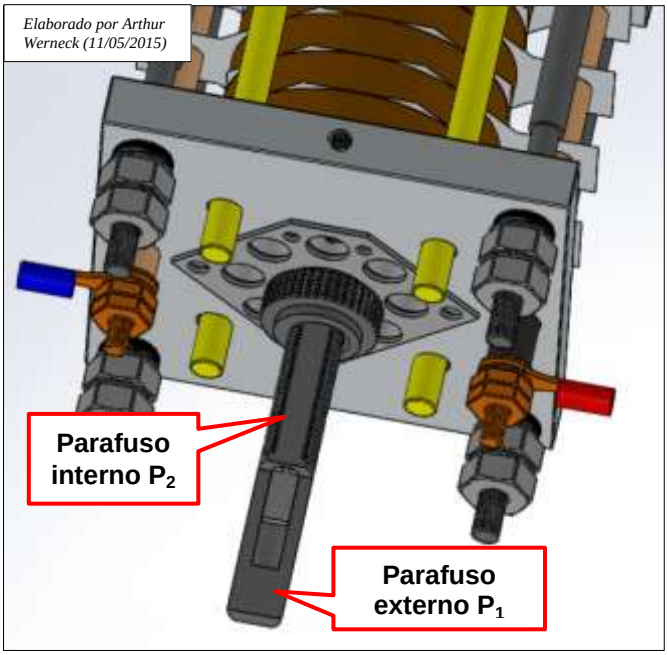


Figura 4.18 – Detalhamento da parte frontal do TPO.

As placas base fixa e móvel foram construídas com 8 furos de diâmetro igual a 8 mm dispostos simetricamente na parte frontal das mesmas. Os furos foram feitos para facilitar a passagem de óleo mineral isolante por dentro do TPO, penetrando em todas suas partes, garantindo a isolação elétrica de todo o conjunto, em especial entre as cerâmicas piezoelétricas da pilha, evitando a formação de arcos elétricos entre elas.

O vão entre os parafusos interno e externo foi projetado para fixar a FBG. A distância entre os pontos de cola, ou seja, o tamanho do vão, determina o comprimento da rede de Bragg (L_{FBG}), elemento fundamental no cálculo da sensibilidade do TPO e, consequentemente, na sua relação de transformação.

Os parafusos 1 e 2 foram confeccionados com roscas de passo 0,8 e 0,5 mm, respectivamente. Não foi possível usinar parafusos com roscas de mesmo passo devido ao material do parafuso 1 (alumínio) ser muito dúctil, dificultando seu rosqueamento com passo menor que 1 mm. A escolha dos materiais dos parafusos, bem como o dimensionamento dos seus comprimentos é detalhada a seguir.

4.3.3 Dimensionamento das peças do TPO

Os elementos, adicionais às cerâmicas PZT e a rede de Bragg, que compõe o TPO foram dimensionados de forma a utilizar suas partes mecânicas como forma de compensação às variações do comprimento de onda de Bragg devido às variações da temperatura ($\Delta\lambda_B \backslash \Delta T$).

Essa técnica de compensação térmica mecânica e passiva foi proposta pela primeira vez em [7], onde os resultados durante a operação do sensor em alta tensão mostraram que, embora as cerâmicas tenham aquecido, não houve deslocamento no comprimento de onda de Bragg do sensor devido às variações térmicas, somente devido a aplicação da tensão nos terminais do PZT.

Essa dissertação tenta reproduzir essa compensação térmica mecânica, dimensionando corretamente os materiais do TPO e seus devidos comprimentos. O dimensionamento das peças difere do apresentado em [7] devido às alterações no arranjo mecânico descritas anteriormente, em especial a nova configuração com dois parafusos, um interno e outro externo, a fixação da FBG sobre eles do lado de fora da pilha de cerâmicas e o uso de uma base fixa e outra móvel.

O objetivo aqui é projetar os materiais de forma que a FBG, colada entre os parafusos 1 e 2, não sofra variações em λ_B quando aquecida. Escolhendo materiais com diferentes coeficientes de dilatação térmica para os parafusos 1 e 2, espera-se que, ao sofrer variações de temperatura, o parafuso 1 estique a FBG, enquanto o parafuso 2, empurre-a na mesma direção, fazendo com que o comprimento da rede se mantenha estático durante todo esse processo.

Para determinação dos comprimentos dos materiais envolvidos na construção do TPO, é necessário conhecer o coeficiente de dilatação térmica de cada material. A medida do coeficiente de dilatação térmica da cerâmica PZT-4 realizada anteriormente foi fundamental nesse processo. A Tabela 4.4 mostra os parâmetros dos materiais empregados na construção do TPO.

Tabela 4.4 – Parâmetros dos materiais utilizados na construção do TPO.

Descrição	**Material**	**Coeficiente de dilatação térmica (α)**	**Comprimento**	**Quant.**
FBG	Sílica	$0{,}55 \times 10^{-6}/℃$	$L_{FBG} = 15$ mm	1
Cerâmicas	PZT-4	$3{,}6 \times 10^{-6}/℃$	$L_{PZT} = 8$ mm	10
Eletrodos	Cobre	$17{,}0 \times 10^{-6}/℃$	$L_{elet} = 0{,}2$ mm	11
Placas base fixa e móvel	Alumínio	$24{,}0 \times 10^{-6}/℃$	$L_{PB} = 10$ mm	2
Parafuso 1 (externo)	A ser definido	α_{P1}	L_{P1}	1
Parafuso 2 (interno)	A ser definido	α_{P2}	L_{P2}	1

Foi previamente determinado que as placas base fixa e móvel seriam confeccionadas em alumínio, por ser um material de baixo custo, fácil aquisição no mercado e fácil usinagem para esse tipo de montagem.

O comprimento das placas de alumínio foi inicialmente estabelecido em 10 mm (8 mm da chapa maior somados a 2 mm da chapa central menor). Esse valor pode ser alterado, no caso de uma solução improvável dos comprimentos dos parafusos, isto é, solução com comprimentos negativos.

A distância entre os pontos de cola (tamanho do vão entre os parafusos 1 e 2 onde será colada a FBG) foi fixada em 15 mm. Esse valor interfere diretamente na sensibilidade do TPO, como será mostrado nos cálculos teóricos adiante. Durante o processo de fixação, é necessário retirar a última película que recobre a casca, feita de acrilato, para melhor aderência da cola. Assim, a distância de 15 mm foi considera razoável para que fosse possível colar a rede no vão sem danificar a mesma.

Foram deixados como incógnitas do problema de dimensionamento das peças os comprimentos dos parafusos 1 e 2, bem como os materiais para sua fabricação. A Figura 4.19 apresenta uma ilustração dos comprimentos dos elementos que compõe o TPO, tomando como ponto de referência a base fixa.

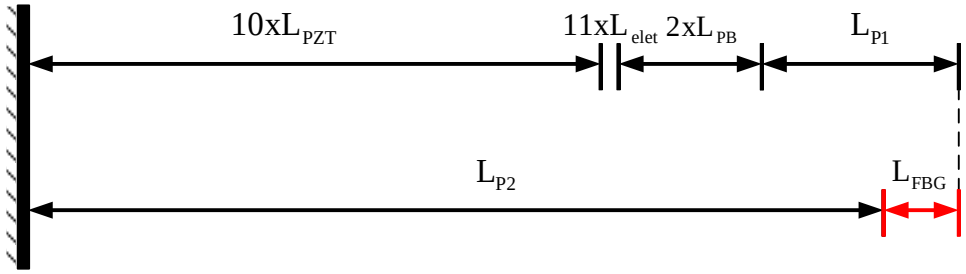


Figura 4.19 – Comprimentos dos elementos do TPO.

Observando a Figura 4.19 é fácil ver que a variação no comprimento da rede é dada pela diferença entre o deslocamento de todo o conjunto, no qual está fixado uma das pontas da fibra, e o deslocamento do parafuso 2, no qual está fixado a outra ponta, conforme mostra a Equação 4.17.

$$\Delta L_{FBG} = \Delta L_{PZT} + \Delta L_{elet} + \Delta L_{PB} + \Delta L_{P1} - \Delta L_{P2} \qquad 4.17$$

Utilizando os parâmetros da Tabela 4.4 e o modelo da equação 4.10, podemos encontrar o deslocamento, em função da variação de temperatura, de cada um dos elementos que compõe a Equação 4.17.

A variação no comprimento da pilha de 10 cerâmicas PZT é igual a:

$$\Delta L_{PZT} = 10 \text{ x } L_{PZT} \text{ x } \alpha_{PZT} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{PZT} = 2{,}88 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T \qquad 4.18$$

Já a variação no comprimento dos 11 eletrodos de cobre é igual a:

$$\Delta L_{elet} = 11 \text{ x } L_{elet} \text{ x } \alpha_{elet} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{elet} = 3{,}74 \text{ x } 10^{-8} \text{ x } \Delta T \qquad 4.19$$

Por fim, a variação do comprimento das placas bases é igual a:

$$\Delta L_{PB} = 2 \text{ x } L_{PB} \text{ x } \alpha_{PB} \text{x } \Delta T$$

$$\Delta L_{PB} = 4{,}80 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T \qquad 4.20$$

O deslocamento dos parafusos 1 e 2 é dado pelas Equações 4.21 e 4.22, respectivamente, nas quais o coeficiente de dilação dos parafusos (α_{P1} e α_{P2}) dependem dos materiais escolhidos para suas usinagem.

$$\Delta L_{P1} = L_{P1} \text{ x } \alpha_{P1} \text{ x } \Delta T \qquad 4.21$$

$$\Delta L_{P2} = L_{P2} \text{ x } \alpha_{P2} \text{ x } \Delta T \qquad 4.22$$

Os comprimentos dos dois parafusos e seus materiais de fabricação devem ser determinados de modo que a Equação 4.17 tenha uma solução. Ainda, a solução do problema depende também da variação no comprimento da rede de Bragg (ΔL_{FBG}).

Segundo a equação de Bragg (Equação 2.2), tanto uma deformação longitudinal da rede quanto uma variação da temperatura provocam uma variação no comprimento de onda de Bragg. No entanto, desejamos que a rede de Bragg seja sensível apenas à deformação sofrida devido a expansão do PZT quando aplicada uma tensão alternada.

Uma forma de compensar os efeitos da variação da temperatura é verificar qual deve ser a deformação sofrida pela FBG para que a equação de Bragg seja igual a zero. A Equação 4.23 mostra como determinar esse valor para que comprimento de onda de Bragg fique estático quando submetido a variações de temperatura.

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\varepsilon_{FBG} + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T$$

$$0 = (1 - \rho_e)\frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} + (\eta + \alpha_{FBG})\,\Delta T$$

$$\frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} = -\frac{(\eta + \alpha_{FBG})\,\Delta T}{(1 - \rho_e)} \qquad 4.23$$

Considerando uma variação de temperatura sempre crescente (positiva), é fácil ver que a única forma de zerar a equação de Bragg é fazendo com que o termo dependente da deformação seja negativo. Como o valor do coeficiente fotoelástico é uma constante, a única forma de fazer isso, é criando uma deformação da rede (ε_{FBG})

negativa. Em outras palavras, a rede deve encolher proporcionalmente ao valor que ela expande devido a ΔT.

Substituindo na Equação 4.23 o valor do coeficiente de expansão térmica da sílica e dos coeficientes fotoelástico e termo-óptico, determinados experimentalmente, a deformação que a rede de Bragg deve sofrer para anular as variações no comprimento de onda de Bragg é igual a:

$$\frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} = -9{,}48 \text{ x } 10^{-6} \text{x } \Delta T \qquad 4.24$$

A Equação 4.24 tem o mesmo formato da equação 4.10, que descreve a variação do comprimento de um material em função do seu coeficiente de dilatação, por isso, podemos chamar o termo $-9{,}48 \text{ x } 10^{-6}$ de coeficiente de dilatação desejado para compensar ΔT

Substituindo na Equação 4.24 o valor do comprimento da FBG, podemos determinar qual deve ser o deslocamento da rede em função da temperatura.

$$\Delta L_{FBG} = \alpha_{desejado} \text{ x } L_{FBG} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = -9{,}48 \text{ x } 10^{-6} \text{ x } L_{FBG} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = -1{,}42 \text{ x } 10^{-7} \text{ x } \Delta T \qquad 4.25$$

Segundo o resultado da Equação 4.25, para cada variação positiva de temperatura, devemos encolher a rede em $1{,}42 \text{ x } 10^{-7}$ m/℃ a fim de que o comprimento de onda de Bragg permaneça estático.

Substituindo as equações 4.18 a 4.25 na equação 4.17, obtemos:

$$-1{,}42 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T = [8{,}06 \text{ x } 10^{-7} + L_{P1} \text{ x } \alpha_{P1} - L_{P2} \text{ x } \alpha_{P2}] \text{x } \Delta T$$

$$-9{,}48 \text{ x } 10^{-7} = L_{P1} \text{ x } \alpha_{P1} - L_{P2} \text{ x } \alpha_{P2} \qquad 4.26$$

A Equação 4.26 possui quatro incógnitas: o comprimento dos parafusos 1 e 2 e seus respectivos coeficientes de dilatação. Podemos eliminar uma delas, escrevendo uma segunda equação que relaciona os comprimentos dos dois parafusos.

O comprimento da FBG é igual ao comprimento total do conjunto formado pela pilha de cerâmicas, os 11 eletrodos de cobre dispostos entre elas, as duas placas base de fixação nas laterais (fixa e móvel) e o parafuso 1 menos o comprimento do parafuso 2.

$$L_{FBG} = 10 \text{ x } L_{PZT} + 11 \text{ x } L_{elet} + 2 \text{ x } L_{PB} + L_{P1} - L_{P2} \qquad 4.27$$

Substituindo os valores conhecidos do comprimento da pilha de cerâmicas PZT, dos eletrodos e das placas base apresentados na Tabela 4.4 na Equação 4.27, obtemos uma equação que define o comprimento do parafuso 2 em função do parafuso 1:

$$L_{P2} = 0{,}0872 + L_{P1} \quad (4.28)$$

Substituindo a Equação 4.28 na Equação 4.26, podemos escrever qual deve ser o comprimento do parafuso 1 em função dos coeficientes de dilatação dos parafusos 1 e 2.

$$-9{,}48\text{x}\,10^{-7} = L_{P1}\,\text{x}\,\alpha_{P1} - (0{,}0872 + L_{P1})\,\text{x}\,\alpha_{P2}$$

$$-9{,}48\text{x}\,10^{-7} = L_{P1}\,\text{x}\,(\alpha_{P1} - \alpha_{P2}) - 0{,}087\,\text{x}\,\alpha_{P2}$$

$$L_{P_1} = \frac{0{,}0872\,\text{x}\,\alpha_{P2} - 9{,}48\,\text{x}\,10^{-7}}{\alpha_{P1} - \alpha_{P2}} \quad (4.29)$$

Para obtermos um valor real de comprimento para o parafuso 1, ou seja, um L_{P_1} positivo, a Equação 4.29 deve satisfazer uma das seguintes condições:

Condição 1: numerador e denominador da Equação 4.29 positivos.

Para condição do numerador positivo temos:

$$0{,}0872\,\text{x}\,\alpha_{P2} - 9{,}47\,\text{x}\,10^{-7} > 0$$

$$0{,}0872\,\text{x}\,\alpha_{P2} > 9{,}47\,\text{x}\,10^{-7}$$

$$\alpha_{P2} > 10{,}86\,\text{x}\,10^{-6} \quad (4.30)$$

Para condição do denominador positivo temos:

$$\alpha_{P1} - \alpha_{P2} > 0$$

$$\alpha_{P1} > \alpha_{P2} \quad (4.31)$$

A Equação 4.30 mostra que o coeficiente de dilatação do parafuso 2 deve ser maior que $10{,}86\,\text{x}\,10^{-6}/℃$. Já Equação 4.31 mostra que coeficiente de dilação do parafuso 1 deve ser maior que do parafuso 2.

Condição 2: numerador e denominador da Equação 4.29 negativos.

Para condição do numerador negativo temos:

$$0{,}0872\,\text{x}\,\alpha_{P2} - 9{,}47\,\text{x}\,10^{-7} < 0$$

$$0{,}0872\,\text{x}\,\alpha_{P2} < 9{,}47\,\text{x}\,10^{-7}$$

$$\alpha_{P2} < 10{,}86\,\text{x}\,10^{-6} \quad (4.32)$$

Para condição do denominador negativo temos:

$$\alpha_{P1} - \alpha_{P2} < 0$$

$$\alpha_{P1} < \alpha_{P2} \quad (4.33)$$

Para atender a condição 2, o coeficiente de dilatação do parafuso 2 deve ser menor que $10{,}86 \times 10^{-6}/℃$. e coeficiente de dilação do parafuso 1 deve ser ainda menor do que esse valor, conforme Equações 4.32 e 4.33.

A Tabela 4.5 mostra o coeficiente de dilatação de alguns materiais de fácil aquisição no mercado para usinagem dos parafusos, listados do maior para o menor.

Tabela 4.5 – Coeficiente de dilatação térmica de alguns materiais.

Material	**Coeficiente de dilatação térmica (α)**
Zinco	$35{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Chumbo	$29{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Alumínio	$24{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Aço inox 304	$18{,}2 \times 10^{-6}/℃$
Latão ou Bronze	$18{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Aço inox 316	$17{,}5 \times 10^{-6}/℃$
Cobre	$17{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Aço 1020	$12{,}0 \times 10^{-6}/℃$
Invar	$1{,}2 \times 10^{-6}/℃$

Pela análise dos materiais disponíveis para confecção dos parafusos, podemos ver que é impossível satisfazer a condição 2, pois o único material com coeficiente de dilatação menor do que $10{,}86 \times 10^{-6}$ é o invar. Desse modo, não teríamos um outro material com coeficiente menor do que esse para usinar o parafuso 1 e satisfazer a condição dada pela Equação 4.33.

Assim, os materiais foram escolhidos de forma a satisfazer a condição 1. Foi desconsiderado o uso do zinco e do chumbo, por serem materiais muito dúcteis e de difícil usinagem, uma vez que desejamos confeccionar um parafuso com rosca de passo menor possível.

Para satisfazer as Equações 4.30 e 4.31, é necessário projetar um parafuso 1 com alto coeficiente de dilatação. Dentre os materiais disponíveis, foi escolhido o alumínio, por ser um material de fácil aquisição aliado ao baixo custo.

Após fixado $\alpha_{P1} = 24{,}0 \times 10^{-6}/℃$, foram testados diferentes coeficientes de dilatação para o parafuso 2, sempre atento aos limites impostos pela condição 1. Os valores de α_{P2} foram substituídos na Equação 4.29 para determinar os possíveis comprimentos do parafuso 1. Em seguida, os resultados foram substituídos na Equação 4.28, para determinar os possíveis comprimentos do parafuso 2.

A Tabela 4.6 mostra os valores calculados de L_{P_1} e L_{P_2}, em centímetros, para os diferentes materiais testados para usinagem do parafuso 2.

Tabela 4.6 – Dimensionamento dos comprimentos dos parafusos 1 e 2.

Material do parafuso 2	**Coeficiente de dilatação do parafuso 2 (α_{P_2})**	**Comprimento do parafuso 1 L_{P_1} [cm]**	**Comprimento do parafuso 2 L_{P_2} [cm]**
Aço inox 304	$18{,}2 \times 10^{-6}/°C$	11,02	19,74
Latão ou Bronze	$18{,}0 \times 10^{-6}/°C$	10,37	19,09
Aço inox 316	$17{,}5 \times 10^{-6}/°C$	8,90	17,62
Cobre	$17{,}0 \times 10^{-6}/°C$	7,64	16,36
Aço 1020	$12{,}0 \times 10^{-6}/°C$	0,82	9,54

As soluções com aço inox 304 e latão ou bronze foram descartadas pois geraram um comprimento para os parafusos 1 e 2 muito grandes. O parafuso 1 fica na parte externa do conjunto, contando a partir da placa base móvel. Um valor de L_{P_1} e L_{P_2} demasiado longos tornaria o arranjo mecânico mais complexo, mais pesado e maior do que o necessário.

Já a solução com aço 1020 gerou um resultado com L_{P_1} muito pequeno, menor do que o comprimento da FBG. Assim, a rede teria que ser colada no vão entre os parafusos 1 e 2 por dentro da pilha de cerâmicas, situação que desejamos evitar.

Dentre as soluções restantes, optou-se pelo uso do cobre frente ao aço inox 316. Diversos fabricantes divergem quanto ao valor do coeficiente de dilatação térmica desse tipo de aço, pois ele é fabricado a diferentes dopagens, que podem variar de acordo com o fabricante e consequentemente causar alterações em seu coeficiente.

A Tabela 4.7 resume os valores finais dos comprimentos determinados, bem como os materiais escolhidos para confecção dos parafusos.

Tabela 4.7 – Parâmetros dos parafusos 1 e 2.

Descrição	**Material**	**Coeficiente de dilatação térmica (α)**	**Comprimento**
Parafuso 1	Alumínio	$24{,}0 \times 10^{-6}/°C$	7,64 cm
Parafuso 2	Cobre	$17{,}0 \times 10^{-6}/°C$	16,36 cm

Os valores de L_{P1} e L_{P2} poderiam ser diferentes, se escolhêssemos outro material e tamanho para confecção das placas base fixa e móvel. Entretanto, não foi necessário mudar o projeto original de placas de alumínio com comprimentos iguais a 10 mm.

Como as placas são feitas do mesmo material que o parafuso 1, uma redução no comprimento das mesmas implicaria num aumento na mesma proporção em L_{P1}. Da mesma forma, um aumento do tamanho das placas provocaria uma redução proporcional em L_{P1}. Por exemplo, resolvendo todo o equacionamento proposto, agora para $L_{PB} = 8$ mm, obtemos:

$$L_{P1} = 8{,}04 \text{ cm} \quad (4.34)$$

$$L_{P2} = 16{,}36 \text{ cm} \quad (4.35)$$

É possível ver que não houve alterações em relação ao comprimento do parafuso 2 e o comprimento do parafuso 1 aumentou 4 mm, referente a retirada de 2mm em cada uma das placas bases. Essa demonstração mostra que o método de solução do sistema proposto é válido e resolve Equação 4.17 em função dos comprimentos dos materiais envolvidos e seus respectivos coeficientes de dilatação térmica.

4.4 Cálculos teóricos para medidas de tensão em CA com o TPO

Após dimensionado do tamanho de todas as peças que compõem o arranjo mecânico do TPO, realizou-se os seguintes cálculos teóricos para aplicação do transformador em medidas de tensão em CA:

i. Cálculo da máxima tensão suportada pela pilha de cerâmicas: esse parâmetro é fundamental para se determinar quantos volts podem ser aplicados entre os terminais do transformador em regime permanente, sem que as cerâmicas PZT percam suas propriedades piezoelétricas.
ii. Cálculo da sensibilidade da FBG em função da tensão de entrada: foi calculada qual é a variação esperada no comprimento de onda de Bragg quando aplicada uma tensão em CA nos terminais do TP óptico.
iii. Cálculo da relação de transformação do TPO: uma vez conhecida a sensibilidade da rede de Bragg em função da tensão de entrada, foi calculada a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, convertida para sinal elétrico por um fotodetector amplificador.

4.4.1 Máxima tensão e deformação da pilha de PZTs

A grande limitação do uso de transformadores de potencial ópticos baseados em piezoeletricidade e rede de Bragg no sistema elétrico ainda é a máxima tensão que pode ser aplicada aos atuadores PZT.

De acordo com o demonstrado na Equação 2.9, o campo elétrico aplicado na cerâmica PZT formato em anel é igual a tensão aplicada entre os eletrodos do material pela espessura da cerâmica. Assim, a máxima tensão que pode ser aplicada em uma cerâmica é igual a:

$$E_{max} = \frac{U_{max}}{L_o}$$

$$U_{max} = E_{max} \text{ x } L_o \qquad 4.36$$

A Tabela 4.8 mostra os valores dos principais parâmetros da cerâmica PZT-4 utilizada nesse trabalho que serão empregados no cálculo da máxima tensão suportada pelo PZT, fornecidos pelo fabricante *Sparkler Ceramics*.

Tabela 4.8 – Parâmetros da cerâmica PZT-4 [49].

Constante de carga piezoelétrica	$d_{33} = 300 \text{ pm/V}$
Constante de carga piezoelétrica	$d_{31} = -11{,}5 \text{ pm/V}$
Máximo campo elétrico CC	$E_{max-CC} = 1 \text{ kV/mm}$
Máximo campo direto	$E_{max-dir} = 2 \text{ kV/mm}$
Máximo campo reverso	$E_{max-rev} = 500 \text{ V/mm}$
Temperatura de Curie	$T_C = 325℃$
Espessura do PZT	$L_{PZT} = 8 \text{ mm}$

Como o TPO irá operar com tensão alternada, é necessário levar em consideração os valores do máximo campo direto e reverso que podem ser aplicados ao PZT.

Substituindo na Equação 4.36 o tamanho da espessura do PZT, em mm, e do máximo campo elétrico direto, mostrados na Tabela 4.8, obtemos uma tensão máxima direta igual a:

$$U_{max-dir} = 2 \text{ kV/mm x } 8 \text{ mm}$$

$$U_{max-dir} = 16 \text{ kV} \qquad 4.37$$

Do mesmo modo, substituindo agora na Equação 4.36 o valor do máximo campo elétrico reverso, obtemos uma máxima tensão reversa de:

$$U_{max-rev} = 500 \text{ V/mm x } 8 \text{ mm}$$

$$U_{max-rev} = 4 \text{ kV} \qquad 4.38$$

As Equações 4.37 e 4.38 nos fornecem o valor da tensão máxima tensão direta e reversa que podem ser aplicadas ao PZT, ou seja, os valores de $+V_{pico}$ e $-V_{pico}$ máximos.

A tensão máxima direta e reversa possuem amplitudes diferentes. Assim, a tensão máxima a ser aplicada à cerâmica pode ser representada por um sinal alternado de 10 kV somado a uma componente contínua de 6 kV, representada na ilustração da Figura 4.20.

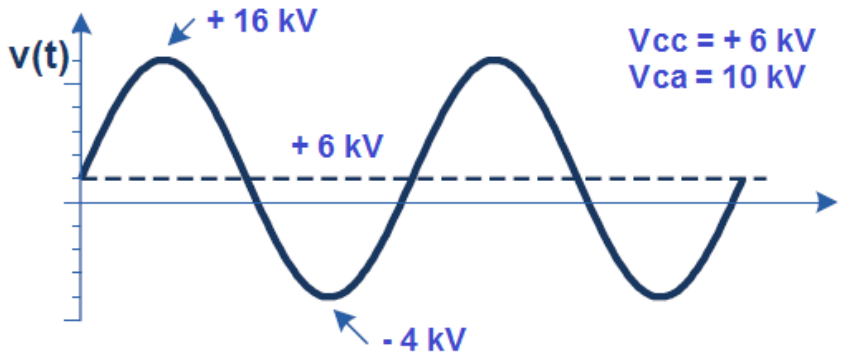


Figura 4.20 – Limites da tensão alternada que pode ser aplicada a um anel PZT-4 de 8 mm.

Considerando a tensão da Figura 4.20, a tensão eficaz (RMS) que pode ser aplicada à cerâmica pode ser calculada através da Equação 4.39.

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{V_{CA}}{\sqrt{2}}\right)^2 + V_{CC}^2} \qquad 4.39$$

Substituindo os valores da Figura 4.20 na Equação 4.39, temos:

$$V_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{10\ kV}{\sqrt{2}}\right)^2 + (6\ kV)^2}$$

$$V_{RMS} = 9{,}57\ kV \qquad 4.40$$

Nesse trabalho, aplicou-se uma tensão alternada de 4 kV_{RMS} às cerâmicas PZT, equivalente a ±5,66 kV_{pico}, sem observar mudanças nas propriedades piezoelétricas. Esse valor foi considerado a tensão de entrada nominal do TPO.

A variação na espessura da cerâmica pode ser determinada a partir Equação 2.13 do Capítulo 2. Para o caso do TP óptico projetado nesse trabalho, o deslocamento da espessura de um anel PZT pode ser escrito conforme a Equação 4.41

$$\Delta L_{PZT} = V_{in}\, d_{33} \qquad 4.41$$

na qual $V_{in} = \sqrt{2}\, V_{RMS}$ é a tensão aplicada entre os eletrodos do PZT, em volts.

Substituindo na Equação 4.41 a tensão de entrada igual a $4kV_{RMS}$ que será aplicada às cerâmicas e a constante de carga piezoelétrica d_{33}, dada pela Tabela 4.8, o deslocamento da espessura da cerâmica é igual a:

$$\Delta L_{PZT} = \sqrt{2}\,\text{x}\,4\ \text{kV}\ \text{x}\ 300\ \text{pm/V}$$

$$\Delta L_{PZT} = 1698\ \text{nm} \qquad 4.42$$

Uma forma de aumentar o valor do deslocamento sofrido pelas cerâmicas quando aplicada uma tensão e consequentemente a sensibilidade do TPO é utilizando um conjunto de cerâmicas empilhadas com as faces viradas umas às outras. Nesse caso, variação do comprimento das cerâmicas pode ser escrita como:

$$\Delta L_{PZT} = n\ \text{x}\ V_{in}\ \text{x}\ d_{33} \qquad 4.43$$

na qual, n representa o número de cerâmicas que compõe a pilha.

No projeto mecânico do TPO foram utilizadas 10 cerâmicas empilhadas, porém ligadas eletricamente em paralelo. A tensão máxima aplicada a elas se mantém devido a conexão elétrica.

Substituindo na Equação 4.44 o número de cerâmicas na pilha (n=10), o valor da tensão aplicada à ela e a constante de carga piezoelétrica, o deslocamento total das cerâmicas foi de:

$$\Delta L_{PZT} = 10\ \text{x}\ \sqrt{2}\,\text{x}\,4\ \text{kV}\ \text{x}\ 300\ \text{pm/V}$$

$$\Delta L_{PZT} = 16{,}98\ \mu\text{m} \qquad 4.44$$

Esse é um dado importante para os parâmetros do TPO, pois alterar as dimensões do conjunto piezoelétrico, aumenta a deformação sofrida pelas cerâmicas ($\Delta L_{PZT}/L_{PZT}$) e aumenta proporcionalmente a sensibilidade da FBG em relação a tensão de entrada e a relação de transformação do sensor, como será visto adiante.

Além do ganho em sensibilidade e consequentemente da RTP, esse trabalho tem como objetivo aumentar a tensão de trabalho do transformador de potencial óptico para classe de tensão de distribuição igual a 13,8 kV_{RMS}.

Uma forma de fazer isso é reduzindo a tensão de linha que se deseja medir aos níveis aceitáveis pela cerâmica através do uso de um divisor capacitivo de potencial. O projeto do divisor será detalhado no Capítulo 5.

4.4.2 Sensibilidade da FBG em função da tensão de entrada

A sensibilidade da FBG em função da tensão de entrada nada mais é do que a relação entre a variação do comprimento de onda de Bragg e a tensão aplicada nos eletrodos da pilha de cerâmicas.

Mais uma vez devemos aplicar a Equação 4.17 que relaciona a variação do comprimento da FBG (ΔL_{FBG}) com a variação do comprimento dos demais elementos que compõem o TPO (cerâmicas PZT, eletrodos de cobre, placas base fixa e móvel, parafusos 1 e 2).

Nesse caso, quando aplicada uma tensão entre os terminais da pilha de cerâmicas, apenas os elementos PZT sofrerão um deslocamento, enquanto os demais materiais permanecerão com seus comprimentos iniciais, já que não são sensíveis à tensão aplicada.

Simplificando a Equação 4.17, a deformação da pilha de cerâmicas PZT é transmitida para rede de Bragg de acordo com a Equação 4.45.

$$\Delta L_{FBG} = \Delta L_{PZT} \tag{4.45}$$

Substituindo a Equação 4.45 na equação de Bragg (Equação 2.2), temos:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\frac{\Delta L_{PZT}}{L_{FBG}} + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T \tag{4.46}$$

Considerando que, neste caso, as variações de temperatura já estão sendo compensadas conforme projetado na Equação 4.23, anulando o segundo termo da equação de Bragg, o comprimento de onda de Bragg dependerá apenas da expansão do PZT (Equação 4.47)

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\frac{\Delta L_{PZT}}{L_{FBG}} \tag{4.47}$$

Substituindo o deslocamento da pilha de cerâmicas, dado pela Equação 4.43, na Equação 4.47 temos:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\frac{n\, V_{in}\, d_{33}}{L_{FBG}} \tag{4.48}$$

Nesse trabalho, a tensão de entrada aplicada na pilha será alternada, assim podemos substituir V_{in} por uma variação ΔV_{in}, que representa a variação da tensão entre $+V_{pico}$ e $-V_{pico}$.

A Equação 4.48 pode ser remanejada para determinarmos a variação do comprimento de onda de Bragg em função da variação da tensão de entrada conforme mostra a Equação 4.49.

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta V_{in}} = (1 - \rho_e)\frac{n\, d_{33}}{L_{FBG}}\ \lambda_B \qquad 4.49$$

Analisando a Equação 4.49, podemos concluir que quanto maior o comprimento da FBG, menor será a sensibilidade da mesma. Por isso, é importante que a fixação da FBG entre os pontos de cola seja feita com a menor distância possível sem danificar o elemento sensor, uma vez que essa distância é igual ao comprimento da rede.

Além disso, quanto maior a constante de carga piezoelétrica (d_{33}) maior será a sensibilidade. Esse é um parâmetro importante da escolha do tipo de cerâmica PZT a ser utilizada no projeto de um TPO.

A Tabela 4.9 mostra os parâmetros da rede de Bragg que foi colada entre os parafusos 1 e 2 após ser esticada durante a montagem do arranjo mecânico do TPO. Esse processo será descrito e discutido no Capítulo 60 abaixo, que trata da montagem experimental.

Tabela 4.9 – Parâmetros da FBG.

Comprimento de onda de Bragg	$\lambda_B = 1537{,}120$ nm
Coeficiente de expansão térmica da sílica	$\alpha_{FBG} = 0{,}55 \text{ x } 10^{-6}/℃$
Coeficiente termo-óptico	$\eta = 6{,}541 \text{ x } 10^{-6}/℃$
Coeficiente fotoelátisco	$\rho_e = 0{,}252$
Comprimento da FBG	$L_{FBG} = 15$ mm

Substituindo na Equação 4.49 os valores apresentados na Tabela 4.9, a constante de carga piezoelétrica, dada pela Tabela 4.8 e o número de cerâmicas da pilha (n=10), a variação do comprimento da FBG em função da variação de tensão aplicada nos terminais da pilha PZT é igual a:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta V_{in}} = 240 \text{ pm/kV} \qquad 4.50$$

Para uma tensão de entrada de $4\ kV_{RMS}$, que equivale a $\pm 5{,}66\ kV_{pico}$, o comprimento de onda de Bragg irá variar em torno do valor dado pela Equação 4.51.

$$\Delta\lambda_B = 240 \text{ pm/kV x } \pm 5{,}66 \text{ kV}$$

$$\Delta\lambda_B = \pm 1{,}36 \text{ nm} \qquad 4.51$$

4.4.3 Relação de transformação do TPO

Após obtermos a sensibilidade FBG em função da tensão de entrada, um importante parâmetro a ser calculado é a relação de transformação do TP óptico (relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída).

A relação de transformação de um transformador de potencial convencional feito de núcleo ferromagnético é a relação entre o número de espiras do primário do TP e o número de espiras do secundário (Equação 3.3), mas também pode ser expressa em função da tensão do primário e da tensão do secundário (Equação 3.4).

Para um transformador de potencial óptico baseado em PZT e FBG, podemos considerar a tensão de entrada nos terminais da pilha de cerâmicas como a tensão do lado primário do transformador, e a tensão de saída, medida por um fotodetector amplificador, como a tensão no lado secundário. Assim, a Equação 3.4 pode ser reescrita no formato da Equação 4.52.

$$\mathrm{RTP} = \frac{\mathrm{E_P}}{\mathrm{E_S}}$$

$$\mathrm{RTP} = \frac{\mathrm{V_{in}}}{\mathrm{V_{out}}} \qquad 4.52$$

na qual $\mathrm{V_{in}}$ e $\mathrm{V_{out}}$ são as tensões de entrada e saída do transformador, em RMS.

Nesse trabalho, foi utilizado um esquema de demodulação da rede de Bragg baseado em filtro sintonizável de Fabry-Perot (FFP-TF), conforme o diagrama da Figura 2.10, do Capítulo 2. A interseção entre os espectros da refletância da FBG e da transmitância do filtro é direcionada a um fotodetector.

Foi utilizado um fotodector comercial modelo PDA10CS do fabricante Thorlabs, que vem acoplado a um amplificador de transimpedância, a fim de fornecer na saída um sinal de tensão proporcional ao sinal óptico medido.

A tensão de saída do amplificador de transimpedância é dada por:

$$\mathrm{V_{out}} = \mathrm{A_R}\ \mathrm{I_{PD}} \qquad 4.53$$

na qual $\mathrm{A_R}$ é o ganho de transimpedância do amplificador igual a $4{,}75 \times 10^6\ \mathrm{V/A} \pm 5\%$ quando ajustado para 70dB [77], e $\mathrm{I_{PD}}$ é a corrente no fotodetector.

A corrente no fotodetector pode ser obtida em função da potência de entrada do sinal óptico, conforme mostra a Equação 4.54.

$$\mathrm{I_{PD}} = \mathrm{R}(\lambda)\ \mathrm{P_\lambda} \qquad 4.54$$

na qual $R(\lambda)$ é a responsividade do fotodetector, isto é, o ganho do fotodetector em A/W, e P_λ é a potência óptica incidente em um dado comprimento de onda.

A responsividade do fotodetector varia de acordo com a o comprimento de onda medido por ele. A Figura 4.21 mostra o gráfico da responsividade do fotodetector PDA10CS em função de λ_{foto}.

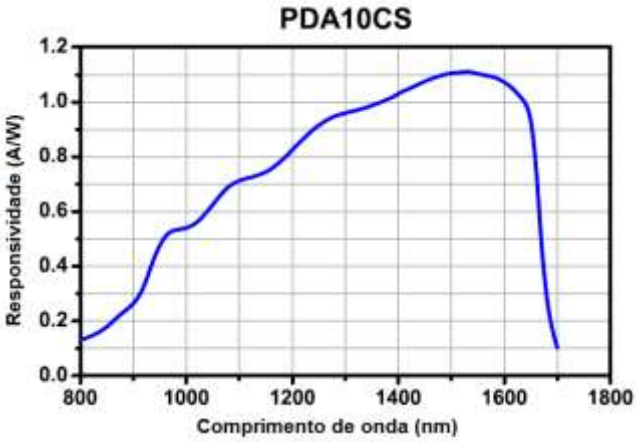


Figura 4.21 – Responsividade X Comprimento de onda no fotodetector PDA10CS [77].

O comprimento de onda medido pelo fotodetector depende da sintonização do FFP-TF. Conforme será apresentado no Capítulo 6, o filtro foi ajustado de modo que o ponto de interseção tenha um comprimento de onda central igual 1536,64 nm e irá variar alguns pm em torno desse valor. Pela análise do gráfico da Figura 4.21, encontramos um $R(\lambda)$ próximo de 1,1 A/W para esse comprimento de onda.

Por fim, podemos relacionar a potência incidente no fotodetector com o comprimento de onda entregue a ele num dado instante através da equação:

$$P_\lambda = k\,\lambda_{foto} \qquad 4.55$$

na qual a constante k, dada em W/m, depende do resultado da interseção entre os espectros da refletância da FBG e da transmitância do filtro e λ_{foto} é o comprimento de onda central da interseção desses dois sinais direcionado ao fotodetector.

Substituindo a Equação 4.55 na Equação 4.54, em seguida a Equação 4.54 na Equação 4.53, obtemos qual deve ser o valor da tensão de saída do amplificador, em função do comprimento de onda que chega no fotodetector.

$$V_{out} = A_R\,R(\lambda)\,k\,\lambda_{foto} \qquad 4.56$$

Quando o TP óptico estiver medindo tensões alternadas, a potência incidente no fotodetector irá variar em função da variação do comprimento de onda entregue a ele.

Consequentemente, a corrente no fotodetector oscilará, variando assim a tensão de saída. Desse modo, a Equação 4.56 pode ser reescrita como:

$$\Delta V_{out} = A_R \, R(\lambda) \, k \, \Delta\lambda_{foto} \qquad 4.57$$

Considerando a rede de Bragg colada no TPO centrada em λ_B = 1537,120 nm (T= 25 °C), o FFP-TF foi ajustado para um $k = 4,3 \times 10^{-8}\ W/nm$, conforme será apresentado no Capítulo 6.

Finalmente, substituindo os valores dos ganhos k, R(λ) e A_R na Equação 4.57, a tensão de saída depende apenas da variação do comprimento de onda central que chega ao fotodetector e é igual a:

$$\Delta V_{out} = 4,75 \times 10^{6} \frac{V}{A} \; 1,1 \frac{A}{W} \; 4,3 \times 10^{-8} \frac{W}{nm} \Delta\lambda_{foto}$$

$$\Delta V_{out} = 0,225 \ V/nm \times \Delta\lambda_{foto} \qquad 4.58$$

A variação do comprimento de onda medido pelo fotodetector é metade da variação do comprimento de onda da FBG, pois é resultado da convolução entre o sinal da FBG e do filtro.

$$\Delta\lambda_{foto} = \frac{\Delta\lambda_{FBG}}{2} \qquad 4.59$$

Substituindo a variação do comprimento de onda de Bragg dada pela Equação 4.50 na Equação 4.59, obtemos:

$$\Delta\lambda_{foto} = \frac{240 \ pm/kV \times \Delta V_{in}}{2}$$

$$\Delta\lambda_{foto} = 120 \ pm/kV \times \Delta V_{in} \qquad 4.60$$

Finalmente, substituindo a Equação 4.60 na Equação 4.58, obtemos a relação entre a variação da tensão de saída no fotodetector e a variação da tensão de entrada aplicada nos terminais da pilha de cerâmicas, conforme mostra a Equação 4.61:

$$\Delta V_{out} = 0,225 \times 10^{9} \times 0,12 \times 10^{-12} \, \Delta V_{in}$$

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = 0,000027$$

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = 0,027 \ V/kV \qquad 4.61$$

A Equação 4.61 nos mostra que teremos uma tensão de 27 mV na saída do fotodetector para cada 1 kV aplicado aos terminais da cerâmica.

Para a tensão de entrada nominal de $4 \ kV_{RMS}$, a variação da tensão de saída do fotodetector será igual a:

$$\Delta V_{out} = 0{,}027 \text{ x } \sqrt{2} \text{ x } 4$$

$$\Delta V_{out} = 0{,}153 \qquad 4.62$$

O resultado da Equação 4.62 significa que $4kV_{RMS}$ na entrada no TPO produzirão uma tensão de saída no fotodetector de ±153 mV_{pico}. Um osciloscópio é utilizado para visualizar esse sinal. Seu valor em RMS é dado pela equação 4.63.

$$V_{out\,RMS} = \frac{153 \text{ mV}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{out\,RMS} = 108 \text{ mV} \qquad 4.63$$

Substituindo o valor encontrado em 4.61 na equação 4.52, a relação de transformação do TPO será igual a:

$$RTP = \frac{1}{0{,}027 \text{ x } 10^{-3}}$$

$$RTP = 37037 \qquad 4.64$$

A relação de transformação do TPO, dada pela equação 4.64, pode ser expressa na forma 37037:1, ou seja, aproximadamente 37 kV na entrada do TPO, implicariam em 1V na saída.

É importante ressaltar que, para aplicações do transformador de potencial óptico projetado em campo, é necessário prever a inclusão de um limitador de tensão, como um varistor ou *gap*. Dessa forma, fica garantido que a sobretensões não recaiam sobre o TPO, projetado para uma tensão de 4 kV_{RMS} em seu primário.

Tensões acima desse valor podem levar a despolarização das cerâmicas PZT que compõem o transformador. A consequente perda das propriedades piezoelétricas das cerâmicas impossibilita o uso do TPO em novas medições, danificando totalmente o equipamento.

5 PROJETO DO DIVISOR CAPACITIVO DE POTENCIAL

No presente trabalho, deseja-se construir um transformador de potencial óptico baseado em PZT e redes de Bragg para classe de 13,8 kV, no entanto, as cerâmicas PZT utilizadas na construção do TPO suportam uma tensão máxima de alguns poucos kV, sem perder suas propriedades piezoelétricas.

Assim como no caso do TPO baseado em efeito Pockels, podemos reduzir a tensão a ser aplicada no sensor utilizando um dos três métodos: divisor capacitivo de potencial convencional (para medidas em CA), divisores resistivos (apenas para medidas em CC) ou divisores RC (para medidas em CC e CA).

Como desejamos medir uma tensão de 13,8 kV em CA, foi utilizado o princípio do divisor capacitivo de potencial para reduzir a tensão aos níveis aceitáveis pela pilha de cerâmicas piezoelétricas. Este capítulo descreve o projeto do DCP.

Incialmente foi levantado o circuito equivalente elétrico da pilha de cerâmicas, para, em seguida, serem determinados os capacitores utilizados no divisor. Por fim, o DCP com os valores calculados foi simulado a fim de validar a relação de divisão.

5.1 Escolha do tipo de cerâmica PZT

Foi discutido no Capítulo 4 que a escolha do tipo de cerâmica PZT a ser utilizada influencia diretamente na sensibilidade do transformador, pois quanto maior a constante de carga piezoelétrica (d_{33}) maior será a sensibilidade.

Entretanto, um outro parâmetro importante a ser levado em consideração na escolha da cerâmica é o valor do seu fator de dissipação elétrica ($\tan\delta$) e do fator de qualidade mecânica (Q_m). O primeiro é uma medida das perdas dielétricas do material, enquanto o segundo é uma medida das perdas mecânicas (amortecimento) do material.

Esses dois fatores determinam a energia dissipada em forma de calor pela cerâmica piezoelétrica quando submetida a um campo elétrico alternado, que pode ser vista através da área interna da curva de histerese.

Segundo a Tabela 2.2, do Capítulo 2, cerâmicas fabricadas com materiais *soft* do tipo II, V e VI são as que apresentam maior d_{33}, entre 390 e 575 pm/V. Contudo, tais cerâmicas são as que apresentam elevado fator de dissipação elétrica, entre 0,02 e 0,05.

Já as cerâmicas fabricadas com materiais *hard* do tipo I e III, apresentam um d_{33} um pouco menor, entre 200 e 300 pm/V, mas também uma $\tan\delta$ até 8 vezes menor que as cerâmicas do tipo *soft*, entre 0,004 e 0,006.

A escolha do tipo de cerâmica visa a atender os dois requisitos citados: alta constante de carga piezoelétrica, para maior sensibilidade, e baixo fator de dissipação elétrica e fator de qualidade mecânica, para reduzir as perdas dielétricas e mecânicas.

Para confecção do TP óptico desse trabalho foi escolhida uma cerâmica feita de material *hard* do tipo I, chamada de PZT-4 pelo fabricante *Sparkler Ceramics*. Essa cerâmica possui um constante de carga piezoelétrica de valor mediano ($d_{33} = 300$ pm/kV, conforme Tabela 4.8) e um baixo fator de dissipação elétrica.

A Tabela 5.1 mostra as principais propriedades elétricas de uma das cerâmicas PZT-4 formato em anel utilizadas na pilha, retiradas do *datasheet* enviado pelo fabricante juntamente com as cerâmicas encomendadas.

Tabela 5.1 – Parâmetros elétricos de uma cerâmica PZT-4.

Capacitância (C_o)	1322 pF
Fator de dissipação ($\tan\delta$)	0,0031
Impedância mecânica (R_1)	4,4 Ω
Frequência de ressonância (f_R)	186,09 kHz
Frequência de antirressonância (f_A)	229,15 kHz

O fabricante diz ainda que o fator de qualidade mecânica (Q_m) das cerâmicas do tipo PZT-4 é em torno de 500 [49], no entanto, o processo de fabricação não garante repetibilidade desse valor. Em outras palavras, ele varia de acordo com cada cerâmica fabricada, gerando diferentes parâmetros elétricos e diferentes frequências de ressonância e antirressonância para cada uma.

5.2 Circuito equivalente de uma cerâmica PZT-4

Com os parâmetros daTabela 5.1, foi levantado o circuito equivalente elétrico de uma cerâmica PZT-4, baseado no circuito equivalente de Maison apresentado no Capítulo 2 (Figura 2.26).

Conhecendo o valor da capacitância C_o, podemos calcular o valor da resistência paralela R_o a partir do fator de dissipação elétrica do material. Ele é também chamado de tangente (ou ângulo) de perda, pois é expresso como a tangente do ângulo de perda

ou a relação de reatância para resistência de um circuito equivalente paralelo do elemento de cerâmica. Ele é medido diretamente a 1 kHz usando uma ponte LCR [47].

Considerando o circuito equivalente paralelo de um capacitor, para representar o capacitor formado pelo material e seus eletrodos, o fator de dissipação elétrica é dado pela Equação 5.1.

$$\tan\delta = \frac{1}{\omega_o C_o R_o} \qquad 5.1$$

Remanejando a Equação 5.1, a resistência paralela pode ser calculada conforme a Equação 5.2.

$$R_o = \frac{1}{\tan\delta\ \omega_o\ C_o} \qquad 5.2$$

na qual $\omega_o = 2\pi f_o = 6{,}28 \text{ x } 10^3 \text{ rad/s}$ para $f_o = 1$ kHz (valor utilizado pelo fabricante para medida da $\tan\delta$).

Substituindo na equação os valores de ω_o, da capacitância C_o e da $\tan\delta$, dados pela Tabela 5.2, a resistência paralela é igual a:

$$R_o = 38{,}83 \text{ M}\Omega \qquad 5.3$$

Os parâmetros do ramo ressonador piezoelétrico, que representam as ressonâncias mecânicas do material, podem ser descobertos se conhecermos as frequências de ressonância e antirressonância, aplicando as Equações 2.15 e 2.16 do Capítulo 2.

Remanejando a Equação 2.15 podemos escrever o valor da indutância L_1 em função de C_1 da seguinte forma:

$$L_1 = \frac{1}{C_1 \omega_R^2} \qquad 5.4$$

na qual $\omega_R = 2\pi f_R$ e f_R é a frequência de ressonância.

Remanejando aEequação 2.16, temos:

$$L_1 \frac{C_1 C_o}{C_1 + C_o} = \frac{1}{\omega_A^2} \qquad 5.5$$

na qual $\omega_A = 2\pi f_A$ e f_A é a frequência de ressonância.

Substituindo o valor de L_1 da Equação 5.4 na Equação 5.5, o valor do capacitor C_1 pode ser obtido a partir da capacitância C_o e das frequências ressonantes.

$$C_1 = C_o \left(\frac{\omega_A^2}{\omega_R^2} - 1 \right) \qquad 5.6$$

Substituindo o valor da capacitância C_o e das frequências de ressonantes, dadas na Tabela 5.1 na Equação 5.6, o valor de C_1 é igual a:

$$C_1 = 683 \text{ pF} \tag{5.7}$$

Por fim, substituindo o valor do capacitor C_1 na Equação 5.5, obtemos o valor de L_1 igual a:

$$L_1 = 1{,}1 \text{ mH} \tag{5.8}$$

A Figura 5.1 mostra o circuito equivalente elétrico da cerâmica PZT-4 com seus respectivos valores.

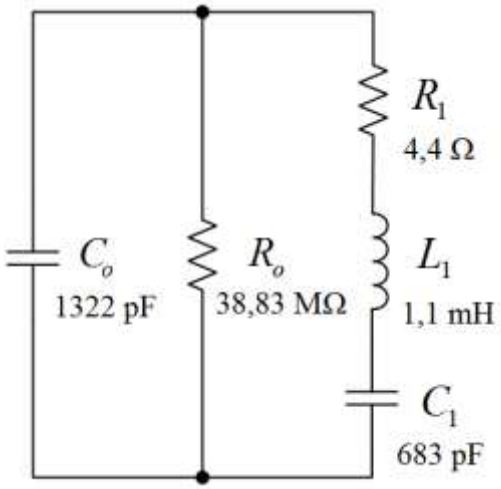


Figura 5.1 – Circuito equivalente elétrico do PZT-4.

Conforme discutido no Capítulo 2, quando trabalhando longe das frequências de ressonância e antirressonância, o modelo elétrico da cerâmica PZT fica reduzido ao modelo equivalente paralelo de um capacitor.

Como o TPO desenvolvido nesse trabalho irá trabalhar com tensões alternadas em 60 Hz, muito abaixo da frequência de ressonância das cerâmicas, podemos eliminar o ramo do ressonador mecânico do circuito equivalente, reduzindo o modelo a C_o em paralelo com R_o. Desse modo, o fator de qualidade mecânica Q_m, que representa as perdas mecânicas do material, não influencia na escolha da cerâmica PZT para esse trabalho.

5.3 Circuito equivalente da pilha de cerâmicas PZT-4

O TPO projetado é formado por uma pilha de 10 cerâmicas piezoelétricas do tipo PZT-4 dispostas eletricamente em paralelo. O empilhamento das cerâmicas visa aumentar a sensibilidade do conjunto, conforme mostrado no Capítulo 4.

Para levantar o circuito equivalente elétrico da pilha composta por 10 cerâmicas PZT-4, é necessário conhecer a capacitância de cada um dos elementos que compõem a pilha. A Tabela 5.2 apresenta a capacitância de cada PZT utilizado na montagem. Os dados foram retirados da folha de dados enviada pelo fabricante.

Tabela 5.2 – Capacitância de cada uma das cerâmicas da pilha.

Elemento	**Capacitância (pF)**
C_{o1}	1322
C_{o2}	1395
C_{o3}	1342
C_{o4}	1280
C_{o5}	1350
C_{o6}	1298
C_{o7}	1354
C_{o8}	1313
C_{o9}	1322
C_{o10}	1313

Como as cerâmicas estão dispostas eletricamente em paralelo, a capacitância total da pilha é dada por:

$$C_{PZT} = C_{o1} + C_{o2} + C_{o3} + C_{o4} + C_{o5} + C_{o6} + C_{07} + C_{o8} + C_{09} + C_{o10} \quad 5.9$$

Aplicando os valores da Tabela 5.2 na Equação 5.9, encontramos a capacitância total do conjunto igual a:

$$C_{PZT} = 13{,}30 \text{ nF} \quad 5.10$$

Assim como o valor das capacitâncias das cerâmicas, o fator de dissipação de cada uma delas foi fornecido no *datasheet* enviado pelo fabricante. A Tabela 5.3 apresenta a $\tan\delta$ e o valor da resistência paralela, calculada através da Equação 5.2.

A resistência total do conjunto pode ser calculada através da Equação 5.11.

$$\frac{1}{R_{PZT}} = \frac{1}{R_{o1}} + \frac{1}{R_{o2}} + \frac{1}{R_{o3}} + \frac{1}{R_{o4}} + \frac{1}{R_{o5}} + \frac{1}{R_{o6}} + \frac{1}{R_{o7}} + \frac{1}{R_{08}} + \frac{1}{R_{09}} + \frac{1}{R_{o10}} \quad 5.11$$

Tabela 5.3 – Fator de dissipação e resistência paralela de cada uma das cerâmicas da pilha.

Elemento	tan δ	Resistência (MΩ)
R_{o1}	0,0031	38,83
R_{o2}	0,0041	27,83
R_{o3}	0,0040	29,65
R_{o4}	0,0042	29,61
R_{o5}	0,0042	28,07
R_{o6}	0,0041	29,90
R_{o7}	0,0040	29,43
R_{o8}	0,0038	31,90
R_{o9}	0,0041	28,97
R_{o10}	0,0041	29,56

Substituindo os valores da Tabela 5.3 na Equação 5.11, obtemos o valor da resistência total do conjunto de 10 cerâmicas.

$$R_{PZT} = 3{,}01\ M\Omega \tag{5.12}$$

O equivalente elétrico das 10 cerâmicas dispostas em paralelo pode ser representado conforme a Figura 5.2, na qual C_{PZT} é capacitância total das 10 cerâmicas em paralelo e a resistência R_{PZT} é a resistência total do conjunto.

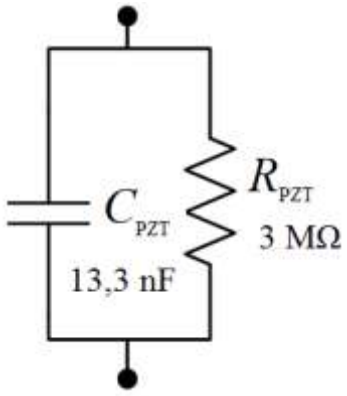


Figura 5.2 – Circuito equivalente da pilha de cerâmicas PZT-4.

Podemos calcular a impedância total do circuito equivalente fazendo o paralelo entre a impedância do capacitor C_{PZT} com a resistência paralela R_{PZT}, conforme mostra a Equação 5.12.

$$Z_{equi} = Z_{PZT} // R_{PZT}$$

$$Z_{equi} = \frac{1}{j\omega C_{PZT}} // R_{PZT}$$

$$Z_{equi} = \left(\frac{1}{j\omega C_{PZT}} \text{ x } R_{PZT}\right) \div \left(\frac{1}{j\omega C_{PZT}} + R_{PZT}\right)$$

$$Z_{equi} = \left(\frac{R_{PZT}}{j\omega C_{PZT}}\right) \text{x } \left(\frac{j\omega C_{PZT}}{1 + j\omega C_{PZT} R_{PZT}}\right)$$

$$Z_{equi} = \frac{R_{PZT}}{1 + j\omega C_{PZT} R_{PZT}} \qquad 5.13$$

na qual $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência da rede igual a 60 Hz.

Para $\omega C_{PZT} R_{PZT} \gg 1$, como é o caso aqui, a impedância equivalente pode ser simplificada para a forma da Equação 5.14.

$$Z_{equi} = \frac{R_{PZT}}{j\omega C_{PZT} R_{PZT}}$$

$$Z_{equi} = \frac{1}{j\omega C_{PZT}}$$

$$Z_{equi} = Z_{PZT} \qquad 5.14$$

Pela Equação 5.14, vemos que podemos considerar R_{PZT} tão grande quanto um circuito aberto e a impedância equivalente fica reduzida a impedância das cerâmicas PZT.

5.4 Divisor capacitivo de potencial

Deseja-se projetar um divisor capacitivo de potencial convencional para reduzir a tensão de 13,8 kV para uma tensão igual a 4 kV a ser aplicada na pilha de cerâmicas PZT. Dois esquemas foram propostos para atender a essa especificação.

Na primeira proposta é utilizado um DCP composto por dois capacitores (C_1 e C_2), cuja saída do circuito equivalente de Thévenin em relação aos terminais do capacitor C_2 é a tensão aplicada aos terminais do TPO, em um esquema similar ao transformador de potencial capacitivo, apresentado no Capítulo 3 (Figura 3.8 e Figura 3.9). Essa configuração traz alguns problemas que serão apresentados e discutidos adiante.

A segunda proposta, que foi adotada como configuração final, utiliza a própria pilha de cerâmica PZT que compões o TPO no lugar do capacitor C_2 do divisor, minimizando os desafios encontrados no primeiro esquema.

5.4.1 Proposta 1 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT-4

A Figura 5.3 mostra o esquema da primeira proposta, na qual foi utilizado um divisor capacitivo de potencial em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT-4 que forma o transformador de potencial óptico.

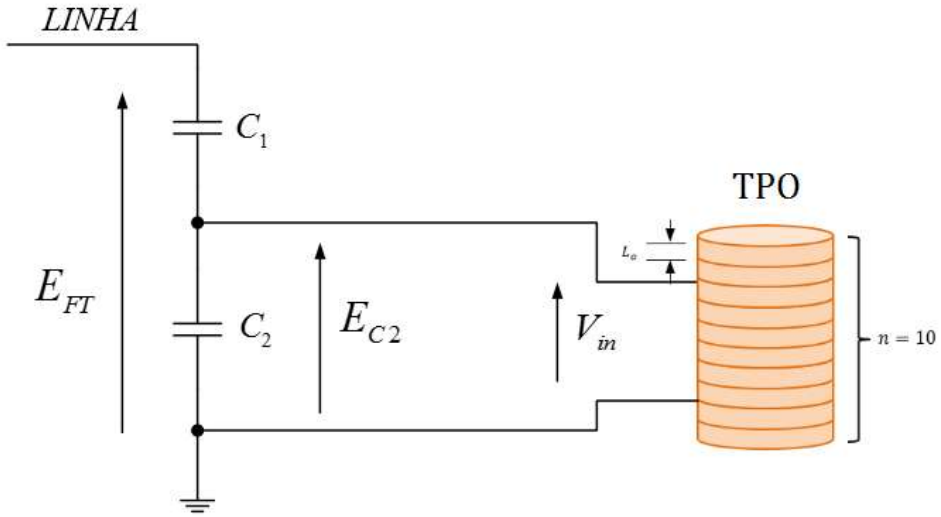


Figura 5.3 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT.

Nessa configuração, a tensão do equivalente Thévenin (V_{TH}) é a tensão nos terminais do capacitor C_2 e a impedância equivalente Thévenin (Z_{TH}) é a impedância vista pelos terminais do capacitor C_2 com todas as fontes de tensão nulas (curto-circuitadas), dadas pela Equações 3.5 e 3.6, respectivamente, desenvolvidas no Capítulo 3.

Para uma tensão de linha nominal igual a $E_{FF} = 13,8\ \text{kV}$, a tensão de entrada fase-terra nominal é igual a:

$$E_{FT} = \frac{E_{FF}}{\sqrt{3}} = \frac{13,8\ \text{kV}}{\sqrt{3}} = 7,97\ \text{kV} \qquad 5.15$$

A Figura 5.4 mostra o circuito equivalente Thévenin acoplado a pilha de cerâmicas PZT.

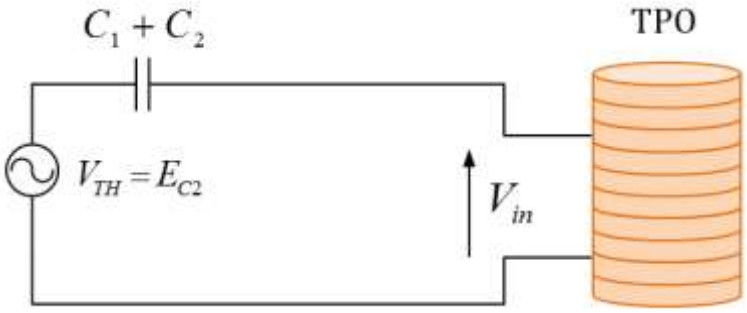


Figura 5.4 – Circuito equivalente Thévenin acoplado a pilha de cerâmicas PZT.

Sabemos que a pilha de cerâmicas PZT-4 possui uma capacitância C_{PZT}, dessa forma, a impedância total do circuito será igual a impedância equivalente Thévenin em série com a impedância da pilha de cerâmicas (Equação 5.16).

$$Z_{total} = Z_{TH} + Z_{PZT} \tag{5.16}$$

Analisando o circuito equivalente Thévenin, vemos que a tensão entregue aos terminais da cerâmica é igual a:

$$V_{in} = V_{TH} - Z_{TH} I_{total} \tag{5.17}$$

na qual, I_{total} é a corrente total que circula na malha e pode ser determinada conhecendo a impedância total do circuito.

$$I_{total} = \frac{V_{TH}}{Z_{total}} \tag{5.18}$$

É fácil ver que a tensão entregue aos terminais da cerâmica será menor do que a tensão Thévenin, devido à queda de tensão na impedância equivalente Thévenin.

Vamos tomar como exemplo a capacitância da pilha de cerâmicas PZT-4 calculada anteriormente e igual a $C_{PZT} = 13{,}3$ nF. Para facilitar a relação de divisão, vamos supor os capacitores 1 e 2 do divisor iguais com os seguintes valores $C_1 = C_2 = 10{,}3$ nF.

Substituindo tais valores na Equação 3.5, a tensão equivalente Thévenin é igual a:

$$V_{TH} = E_{C2} = \frac{10{,}3}{10{,}3 + 10{,}3} E_{FT}$$

$$V_{TH} = 0{,}5 \text{ x } 7{,}97 \text{ kV}$$

$$V_{TH} = 3{,}98 \text{ kV} \tag{5.19}$$

Pela Equação 5.19, vemos que, para $C_1 = C_2$, a tensão equivalente Thévenin é sempre metade da tensão fase-terra que desejamos medir. Do mesmo modo, substituindo os valores dos capacitores 1 e 2 na Equação 3.6, a impedância Thévenin é igual a:

$$Z_{TH} = \frac{1}{j\ 2 \text{ x } \pi \text{ x } 60 \text{ x } (10{,}3 + 10{,}3) \text{ x } 10^{-9}}$$

$$Z_{TH} = -j12{,}88 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{TH} = 12{,}88 \angle -90° \text{ M}\Omega \tag{5.20}$$

Já a impedância da pilha de cerâmicas PZT pode ser obtida substituindo o valor de C_{PZT} na Equação 5.14.

$$Z_{PZT} = \frac{1}{j\ 2\pi \text{ x } 60 \text{ x } 13{,}3 \text{ x } 10^9}$$

$$Z_{PZT} = -j19{,}95\ M\Omega$$

$$Z_{PZT} = 19{,}95 \angle -90°\ M\Omega$$

5.21

Aplicando a Equação 5.16, a impedância total do circuito será igual a:

$$Z_{total} = -j12{,}88 - j19{,}95$$

$$Z_{total} = j32{,}83\ M\Omega$$

$$Z_{total} = 32{,}83 \angle -90°M\Omega \quad 5.22$$

Substituindo da impedância total (Equação 5.22) e da tensão de Thévenin (Equação 5.19) na Equação 5.18, podemos obter a corrente que circula pelo circuito equivalente Thévenin:

$$I_{total} = \frac{3{,}98 \text{ x } 10^3}{32{,}83 \text{ x } 10^6 \angle -90°}$$

$$I_{total} = 0{,}0121 \angle 90°A \quad 5.23$$

Agora, conhecendo a corrente total, podemos calcular qual a tensão entregue a pilha de cerâmicas PZT. Substituindo o valor da tensão Thévenin, da impedância Thévenin e da corrente total na Equação 5.17, obtemos:

$$V_{in} = 3{,}98 \text{ x } 10^3 - (12{,}88 \text{ x} 10^6 \angle -90° \text{ x } 12{,}1 \text{ x } 10^{-3} \angle 90°)$$

$$V_{in} = 3{,}98 \text{ x } 10^3 - 1{,}56 \text{ x } 10^3$$

$$V_{in} = 2{,}42\ kV \quad 5.24$$

A queda de tensão em cima da impedância equivalente Thévenin é igual a 1,56 kV, acarretando numa tensão de entrada nos terminais da pilha de cerâmicas igual a 2,42 kV, mostrada na a Equação 5.24. Esse valor é 40% menor do que o valor na saída do divisor capacitivo de potencial.

Além disso, nessa configuração a corrente total está 90º adiantada em relação a tensão de entrada, uma vez que todos os elementos do circuito são capacitivos.

Uma forma de corrigir esses problemas é acrescentando um indutor de compensação, de modo a entrar em ressonância com o capacitor equivalente, seguindo o mesmo princípio que é aplicado na construção de um transformador de potencial capacitivo.

A reatância indutiva desse indutor deve satisfazer a Equação 3.7, demonstrada na Capítulo 3, sendo igual a reatância capacitiva do capacitor equivalente formado por

$C_1 + C_2$. Dessa forma, garantimos que a tensão de entrada das cerâmicas (V_{in}) seja igual a E_{C_2} e esteja em fase com a tensão E_{FT} que se deseja medir.

Posto isso de forma algébrica, a nova impedância total do circuito será dada por:

$$Z_{total} = Z_{TH} + Z_L + Z_{PZT} \quad 5.25$$

na qual a impedância do indutor é igual a:

$$Z_L = j\omega L \quad 5.26$$

Satisfazendo a Equação 3.7, essa impedância se anula com a impedância Thévenin do circuito ($Z_L = -Z_{TH}$) e a impedância total fica reduzida a impedância da pilha de cerâmicas.

$$Z_{total} = Z_{PZT}$$
$$Z_{total} = 19{,}95 \angle -90° \text{ M}\Omega \quad 5.27$$

Nesse caso, a corrente total, utilizando a Equação 5.18, e é igual a:

$$I_{total} = \frac{3{,}98 \text{ x } 10^3}{19{,}95 \text{ x } 10^6 \angle -90°}$$
$$I_{total} = 0{,}02 \angle 90° \text{A} \quad 5.28$$

Já a tensão de entrada agora é igual a:

$$V_{in} = V_{TH} - (Z_{TH} + Z_L) I_{total}$$
$$V_{in} = V_{TH}$$
$$V_{in} = 3{,}98 \text{ kV} \quad 5.29$$

Substituindo na Equação 3.7, os valores de C_1 e C_2 do nosso exemplo proposto, o valor do reator de compensação deve ser igual a:

$$L = \frac{1}{\omega^2 (C_1 + C_2)}$$
$$L = \frac{1}{(2 \text{ x } \pi \text{ x } 60)^2 \text{ x } (10{,}3 + 10{,}3) \text{ x } 10^{-9}}$$
$$L = 341{,}56 \text{ H} \quad 5.30$$

O projeto de um indutor de compensação com o valor encontrado na Equação 5.30 é inviável. Dessa forma, foi proposto uma segunda configuração que adota a própria pilha de cerâmica PZT no lugar do capacitor C_2 do divisor de potencial.

5.4.2 Proposta 2 – Pilha de cerâmicas PZT-4 como parte do DCP

A Figura 5.5 mostra o esquema da segunda proposta. Aqui foi utilizado o princípio do divisor capacitivo de potencial convencional, assim como na proposta 1. No entanto, a pilha de cerâmicas PZT-4 é parte do DCP.

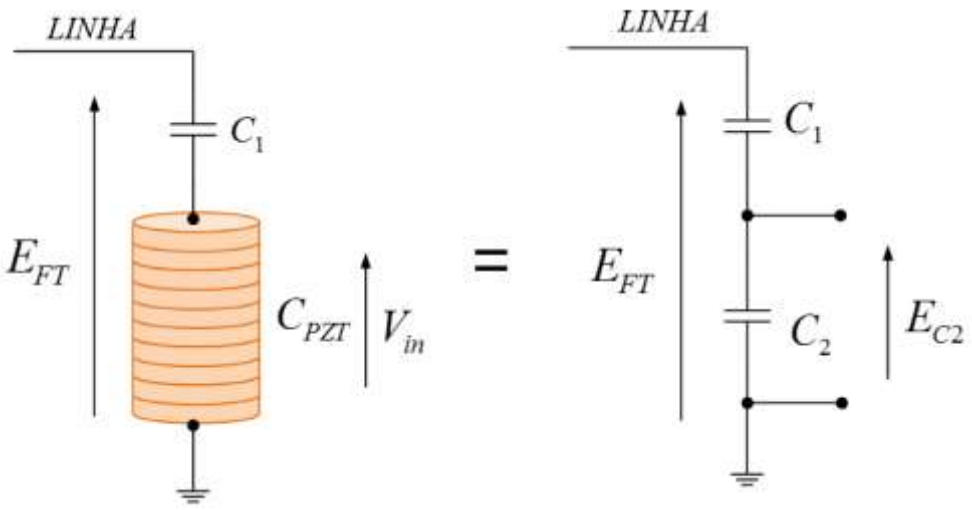


Figura 5.5 – Pilha de cerâmicas PZT como parte do DCP.

Nessa configuração, a capacitância da pilha de cerâmicas substitui o capacitor C_2 do divisor capacitivo de potencial (Equação 5.31). Assim, a tensão de entrada nos terminais da pilha de PZTs é a mesma que a tensão que haveria no capacitor 2 (Equação 5.32).

$$C_{PZT} = C_2 \tag{5.31}$$

$$E_{PZT} = E_{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} E_{FT}$$

$$E_{PZT} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}} E_{FT} \tag{5.32}$$

Novamente considerando a tensão de linha que desejamos medir igual a $E_{FF} = 13,8\ \text{kV}$, a tensão de entrada fase-terra será igual a $E_{FT} = 7,98\ \text{kV}$, conforme Equação 5.15. Substituindo esse valor na Equação 5.32 e o valor da máxima tensão suportada pela pilha de cerâmicas PZT igual a 4 kV, calculada através da Equação 4.37 do Capítulo 4, obtemos qual deve ser o valor do capacitor C_1 em função da capacitância das cerâmicas.

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}}$$

$$\frac{4,00\ \text{kV}}{7,98\ \text{kV}} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}}$$

$$0,50 = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}}$$

$$0,5\ C_1 + 0,5\ C_{PZT} = C_1$$

$$C_1 = C_{PZT} \tag{5.33}$$

Para uma relação de divisão igual a 0,5, devemos projetar um capacitor C_1 com o mesmo valor da capacitância total da pilha de cerâmicas, ou seja, 13,30 nF.

Para essa nova configuração, não é necessário fazer o circuito equivalente Thévenin do divisor capacitivo, pois a tensão de saída será medida diretamente na pilha de cerâmicas. Assim, a impedância total do circuito é dada por:

$$Z_{total} = \frac{1}{j\omega C_{total}} \qquad 5.34$$

na qual $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência da rede igual a 60 Hz, e C_{total} é a capacitância equivalente total do circuito igual a:

$$C_{total} = \frac{C_1 \text{ x } C_{PZT}}{C_1 + C_{PZT}} \qquad 5.35$$

Substituindo o valor das capacitâncias C_1 e C_{PZT} na Equação 5.35, a capacitância total do circuito é igual a:

$$C_{total} = \frac{13{,}3 \text{ x } 10^{-9} \text{ x } 13{,}3 \text{ x } 10^{-9}}{(13{,}3 + 13{,}3) \text{ x } 10^{-9}}$$

$$C_{total} = 6{,}65 \text{ nF} \qquad 5.36$$

Substituindo o valor da capacitância total na Equação 5.34, a impedância total é igual a:

$$Z_{total} = \frac{1}{j \text{ } 2 \text{ x } \pi \text{ x } 60 \text{ x } 6{,}65 \text{ x } 10^{-9}}$$

$$Z_{total} = -j \text{ } 0{,}398 \text{ M}\Omega$$

$$Z_{total} = -j \text{ } 0{,}398 \angle -90° \text{ M}\Omega \qquad 5.37$$

A corrente total agora é a corrente que circula entre o capacitor C_1 e pilha de cerâmicas e pode ser calculada conforme mostra a Equação 5.38.

$$I_{total} = \frac{E_{FT}}{Z_{total}} \qquad 5.38$$

Substituindo na Equação 5.38 o valor da tensão fase-terra e da impedância total determinada na Equação 5.37, a corrente total é igual a:

$$I_{total} = \frac{7{,}97 \text{ x } 10^3}{0{,}398 \text{ x } 10^6 \angle -90°}$$

$$I_{total} = 0{,}02 \angle 90° \text{A} \qquad 5.39$$

Devido a simplicidade na montagem, a eliminação de um dos capacitores do DCP e a não necessidade do projeto de um indutor de compensação, a proposta 2 foi considerada como proposta final de divisor de potencial capacitivo a ser utilizado em conjunto com o TPO.

5.5 Escolha dos capacitores do DCP

Conforme apresentado no Capítulo 3, os divisores capacitivos de potencial convencionais são utilizados como parte de um transformador de potencial capacitivo quando se desejam medir tensões acima de 69 kV.

Os capacitores que compõe um DCP devem seguir a norma IEC 60358 – Capacitores de acoplamento e divisores capacitivos [79]. Cada unidade capacitiva (C_1 e C_2) é formada por elementos capacitivos conectados em série. A maioria dos elementos capacitivos manufaturados atualmente são isolados com papel *kraft* de alta pureza impregnados com óleo juntamente com filme de polipropileno [67].

O filme de polipropileno proporciona um dielétrico com maior resistência de isolação, enquanto o papel *kraft* facilita a impregnação do capacitor com fluido isolante e a circulação do fluido dentro. O filme de polipropileno é menos compressível do que o papel kraft quando utilizado isoladamente e uma vez processado, ele adquire uma memória mecânica [67]. A Figura 5.6 mostra seus detalhes construtivos desses elementos capacitivos.

(a) Elemento capacitivo

(b) Associação de elementos capacitivos (pilha de elementos capacitivos)

Figura 5.6 – Detalhes construtivos de elementos capacitivos de um DCP [67].

A Inepar Capacitores, afirma que os seus capacitores impregnados a óleo são fabricados com dielétrico duplo (02 camadas), composto por folhas não metalizadas de papel Kraft Terlo (01 folha) e filme de polipropileno corrugado (01 folha); as placas dos capacitores são formadas por folhas de alumínio (e não por metalização), o que confere maior espessura para condução de corrente nos pontos críticos com maior suportabilidade térmica.

A Figura 5.7 mostra a tecnologia empregada na construção de um dos elementos capacitivos do fabricante Inepar Capacitores, que até 2013 fazia parte da IESA Projetos, Equipamentos e Montagens S.A.

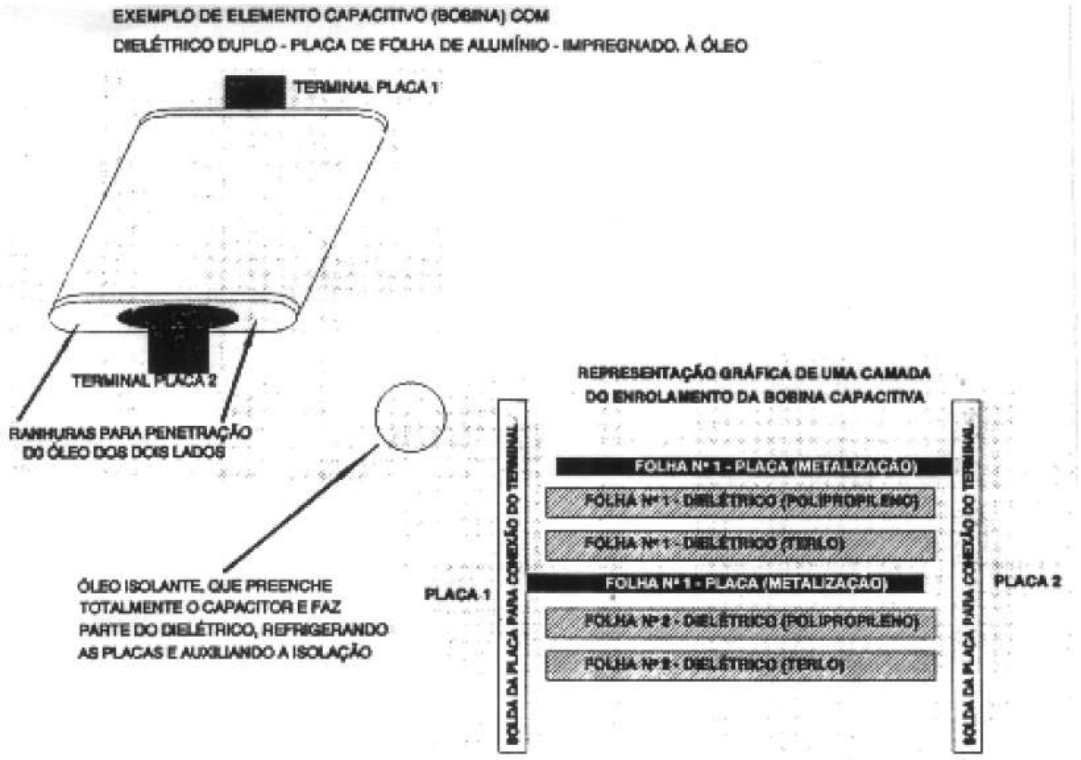


Figura 5.7 – Tecnologia empregada nos elementos capacitivos de um DCP [80].

Os elementos capacitivos do fabricante Inepar Capacitores operam com tensão nominal (eficaz) de 220, 380 , 440, 480, 535, 690 V e potência entre 2,5 a 100 kvar. Foi cotado um elemento capacitivo de 480 V desse fabricante a título de consulta. Essa cotação é mostrada na Figura 5.8.

ITEM	DESCRIÇÃO	QTD	PREÇO UNITÁRIO	TOTAL
1.01	Duas Bobinas (Elementos Capacitivos) montadas e presas com fita de polipropileno. Potência: 10kVAr Tensão: 480V Freqüência: 60Hz	1	460,00	460,00
	TOTAL	**1**		**460,00**

Figura 5.8 – Cotação de um elemento capacitivo do fabricante Inepar Capacitores.

O divisor capacitivo de potencial desse trabalho irá operar com uma tensão fase-terra de 7,98 kV. Devido a esse fato, foi descartado o uso elementos capacitivos de filme de polipropileno e papel kraft. Além de custo elevado, como poder visto na Figura 5.8, tais

elementos são fabricados para elevados níveis de potência. Conforme a Equação 5.39 a corrente que irá circular pelos capacitores C_1 e C_{PZT} é baixa e igual a 20mA.

O capacitor C_1 deve suportar uma tensão máxima de 4 kV, quando for aplicada uma tensão entre fases de 13,8 kV na entrada do divisor capacitivo de potencial. Além disso, sua capacitância deve ser igual a 13,3 nF, conforme calculado na Equação 5.33.

Para compor o capacitor C_1 foram utilizados capacitores de supressão de interferências eletromagnéticas (EMI), classe X2 do fabricante EPCOS. Eles suportam uma temperatura de operação de até 110 ºC, seu dielétrico é feito de polipropileno e possuem um invólucro de plástico [81].

A fim de atingir a capacitância da pilha de cerâmicas, foram utilizados 17 capacitores de $0{,}22\ \mu F$ em série. Cada um dos capacitores tem tensão nominal de 305 V_{AC}, tensão máxima em regime permanente de 310 V_{AC} e suportam uma tensão de pico de até 1,25 vezes a tensão máxima (igual a 387,5 V_{AC}) por 1000h.

A capacitância total do conjunto é dada por:

$$C_1 = \frac{0{,}22\ \mu F}{17}$$

$$C_1 = \frac{220\ nF}{17}$$

$$C_1 = 12{,}94\ nF \qquad 5.40$$

A tensão nominal da pilha de capacitores é dada pela Equação 5.41

$$V_{C_{1-nom}} = 17\ x\ 305$$

$$V_{C_{1-nom}} = 5185\ V$$

$$V_{C_{1-nom}} = 5{,}185\ kV \qquad 5.41$$

A pilha de capacitores que compõe C_1 foi projetada para uma tensão nominal acima da tensão máxima que será que será aplicada a ela, dando uma margem de segurança de até 1 kV. A tensão que ficará sobre cada unidade capacitiva é igual a:

$$V_{\substack{\text{unidade}\\ \text{capacitva}}} = \frac{4\ kV}{17}$$

$$V_{\substack{\text{unidade}\\ \text{capacitva}}} = 235{,}3\ V \qquad 5.42$$

A Equação 5.42 mostra que cada capacitor estará trabalhando com tensão bem abaixo de sua tensão nominal igual a 305 V.

Outras características importantes dos capacitores que compõe C_1 são:

- $dV/dt = 340\ V/\mu s$: mudança de tensão máxima admissível por unidade de tempo para tensões não senoidais e

- $k_o = 292400\ V^2/\mu s$: valor característico do pulso máximo admissível da forma de onda aplicada ao capacitor.

Como não foi possível projetar C_1 exatamente igual a C_{PZT}, a relação real do divisor será igual a:

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}}$$

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{12{,}94\ nF}{(12{,}94 + 13{,}3)nF}$$

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = 0{,}4931 \qquad 5.43$$

5.6 Simulações do DCP

As configurações da primeira e segunda propostas foram simuladas no MATLAB/Simulink para validar os cálculos apresentados. A seguir são apresentados os resultados e comparados com os resultados teóricos.

5.6.1 Proposta 1 – DCP em conjunto com a pilha de cerâmicas PZT-4

Foi simulado o divisor capacitivo de potencial em conjunto com a capacitância da pilha de cerâmicas PZT, conforme apresentado na Figura 5.3. Nessa simulação foram utilizados os mesmos valores do exemplo do tópico 5.4.1 desse Capítulo, resumidos na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Valores utilizados na simulação da primeira proposta.

Tensão de entrada fase-fase	$E_{FF} = 13{,}8$ kV
Tensão de entrada fase-terra	$E_{FT} = 7{,}97$ kV
Capacitor 1 do DCP	$C_1 = 10{,}3$ nF
Capacitor 2 do DCP	$C_2 = 10{,}3$ nF
Capacitância da pilha de cerâmicas PZT-4	$C_{PZT} = 13{,}3$ nF
Indutor de compensação	$L = 341{,}56$ H

A Figura 5.9 mostra o diagrama esquemático do circuito simulado.

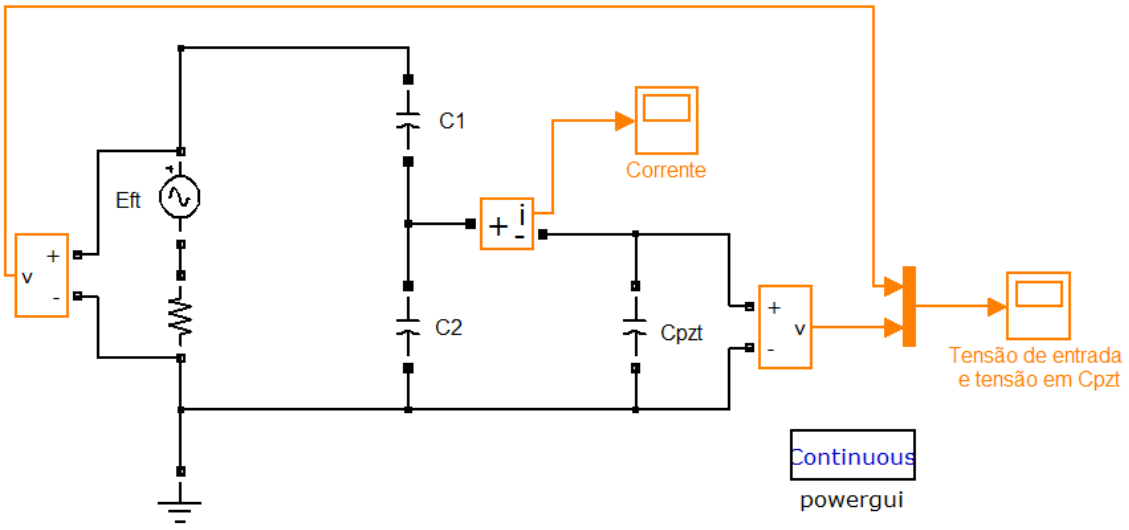


Figura 5.9 – Simulação da proposta 1 sem indutor.

A Figura 5.10 mostra a tensão de entrada fase-terra em comparação com a tensão em cima da pilha de cerâmicas PZT-4, resultado da simulação da Figura 5.9.

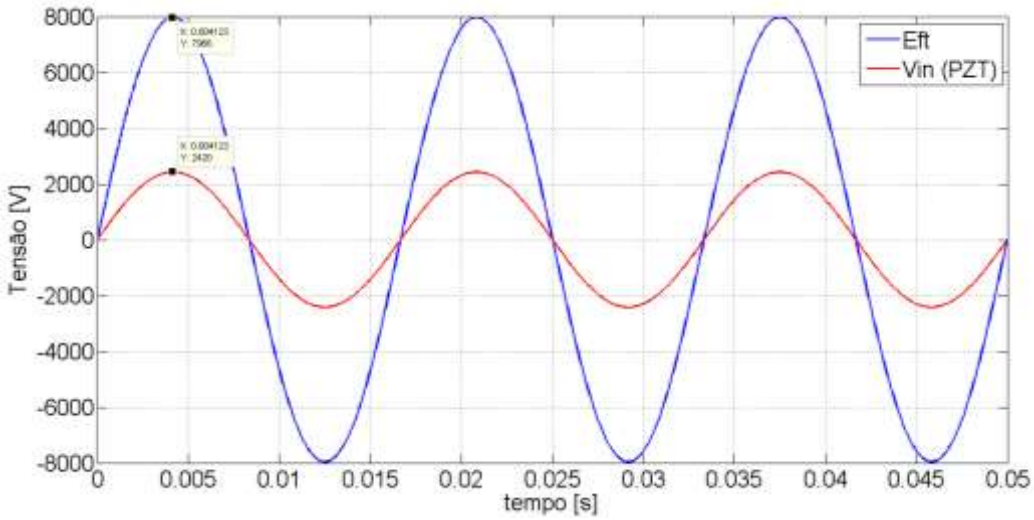


Figura 5.10 – Tensões simuladas para proposta 1 sem indutor.

Para uma tensão de entrada igual a 7,97 kV, a tensão na pilha de cerâmicas PZT-4 simulada foi igual a 2420 V. O valor simulado é o mesmo do valor calculado e apresentado na Equação 5.24. Isso mostra que, sem um indutor de compensação, há uma queda de tensão de 1,56 kV na impedância equivalente Thévenin.

A Figura 5.11 mostra a corrente total do circuito.

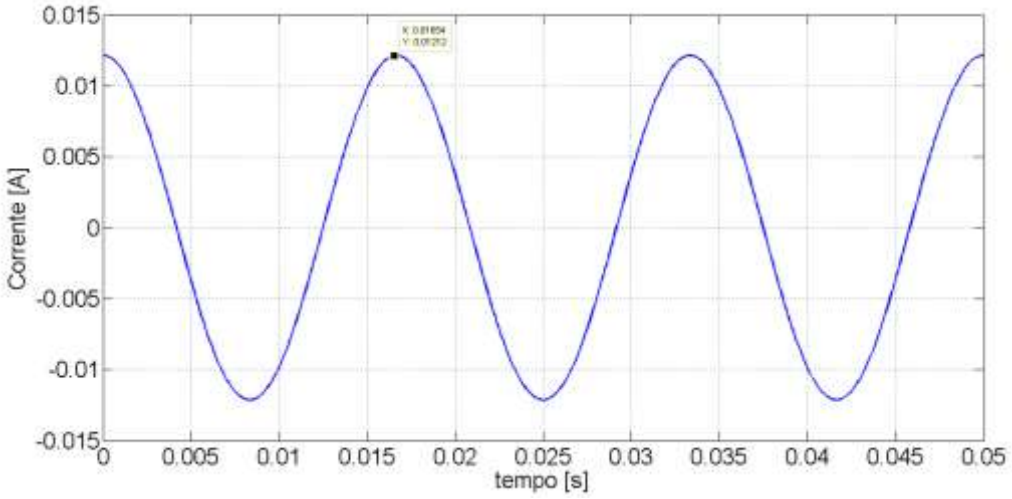


Figura 5.11 – Corrente total simulada para proposta 1 sem indutor.

A corrente total simulada foi igual a 0,012 A. Aqui também o valor simulado é coerente com o valor calculado e apresentado na Equação 5.23. Também é possível ver que a corrente está defasada da tensão de entrada em 90º.

O mesmo circuito foi simulado com o indutor de compensação projetado pela Equação 5.30. A Figura 5.12 mostra o diagrama esquemático dessa nova simulação.

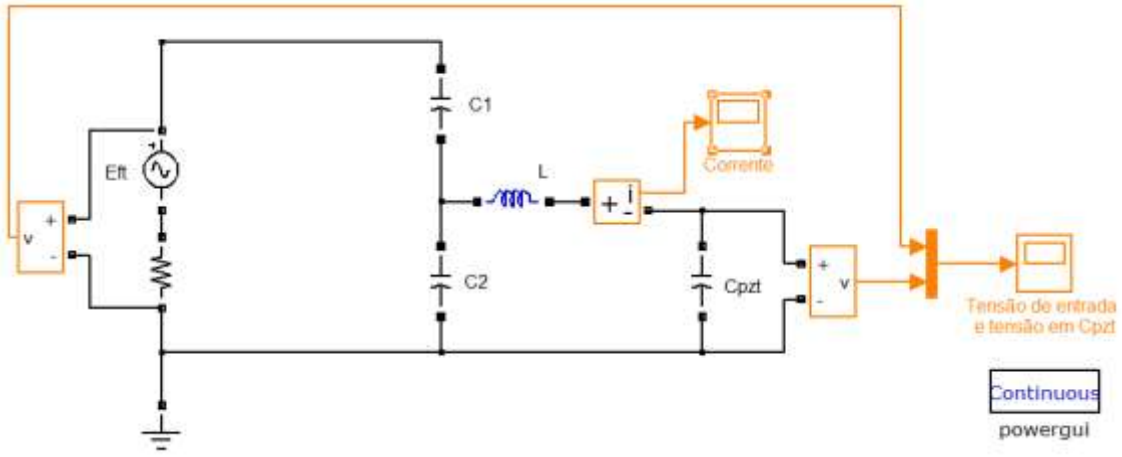


Figura 5.12 - Simulação da proposta 1 com indutor.

A Figura 5.13 mostra a tensão de entrada fase-terra em comparação com a tensão em cima da pilha de cerâmicas PZT-4, resultado da simulação da Figura 5.12

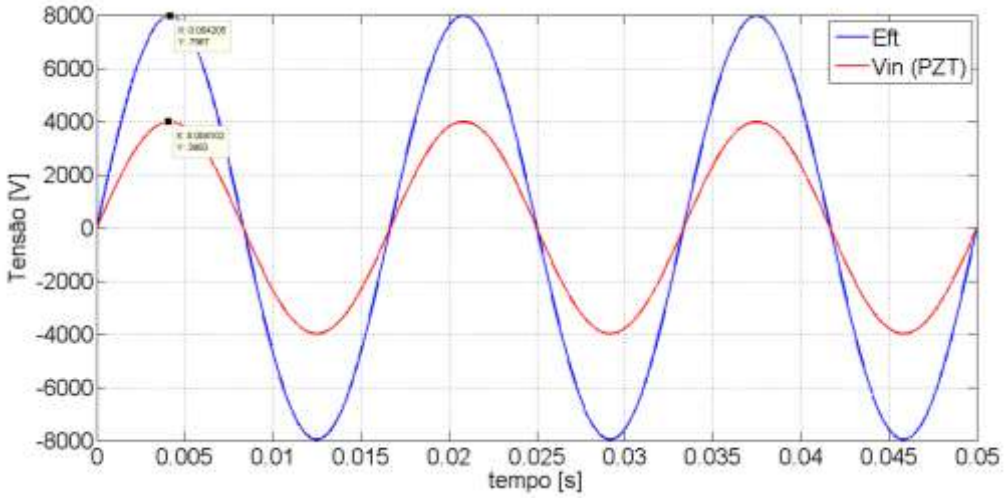


Figura 5.13 – Tensões simuladas para proposta 1 com indutor.

Para a mesma tensão de entrada igual a 7,97 kV, a tensão na pilha de cerâmicas PZT agora é de 3,98 kV, ou seja, metade da tensão de entrada, conforme apresentado na Equação 5.29. Isso mostra que o indutor de compensação está de fato compensando a impedância equivalente.

A corrente total simulada é apresentada na Figura 5.14.

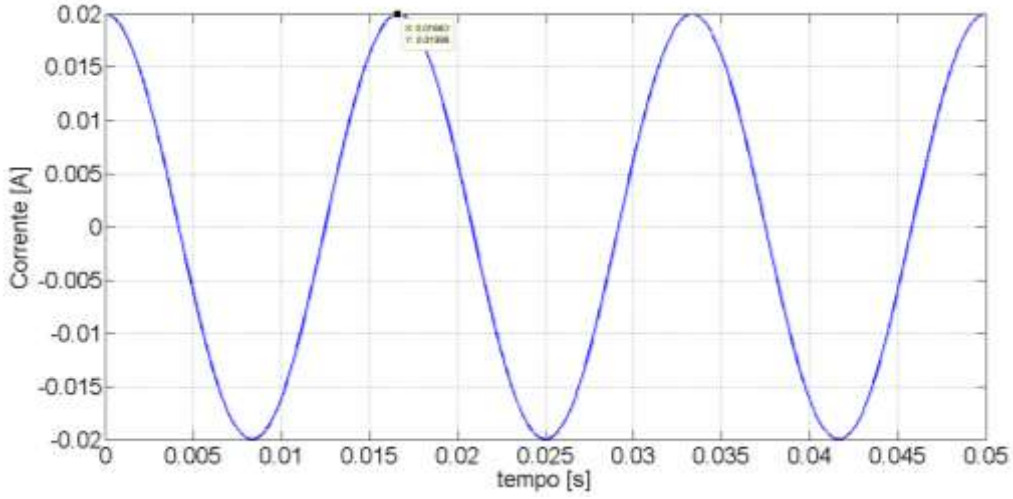


Figura 5.14 – Corrente total simulada para proposta 1 com indutor.

A corrente total simulada nesse caso foi de 0,02 A, igual ao valor calculado na Equação 5.28. Mais uma vez a corrente está defasada da tensão de entrada em 90º.

5.6.2 Proposta 2 – Pilha de cerâmicas PZT-4 como parte do DCP

Foi simulado a configuração da segunda proposta, na qual a pilha de cerâmicas PZT faz parte do divisor capacitivo de potencial, tomando o lugar do capacitor 2 (Figura 5.5). A

Figura 5.15 mostra o diagrama esquemático dessa simulação. Foram utilizados os valores do tópico 5.4.2 desse Capítulo, apresentados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Valores utilizados na simulação da segunda proposta.

Tensão de entrada fase-fase	$E_{FF} = 13{,}8\ kV$
Tensão de entrada fase-terra	$E_{FT} = 7{,}97\ kV$
Capacitor 1 do DCP	$C_1 = 13{,}3\ nF$
Capacitância da pilha de cerâmicas PZT-4 = Capacitor 2 do DCP	$C_{PZT} = 13{,}3\ nF$

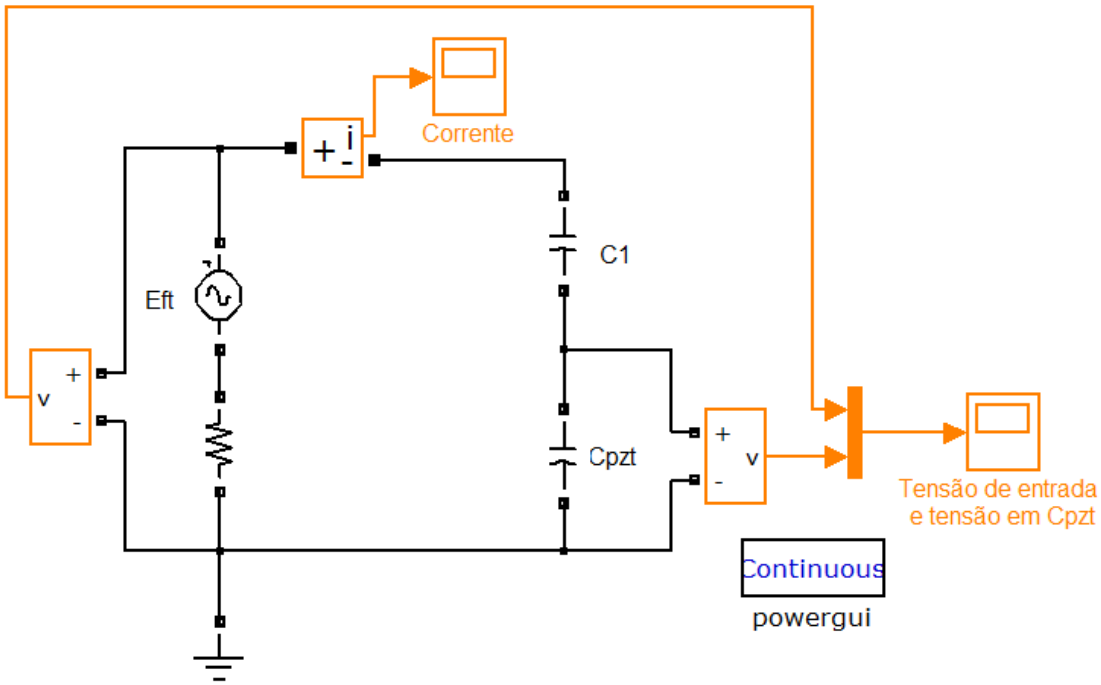


Figura 5.15 - Simulação da proposta 2.

A Figura 5.16 mostra a tensão de entrada fase-terra em comparação com a tensão em cima da pilha de cerâmicas PZT-4, resultado da simulação da Figura 5.15.

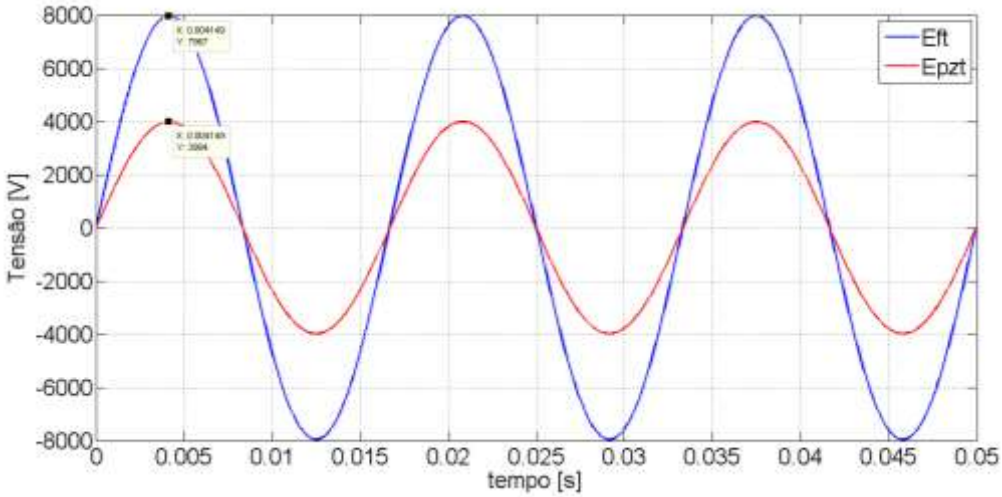


Figura 5.16 – Tensões simuladas para proposta 2.

A tensão na pilha de cerâmicas PZT-4 foi igual a 3,98 kV, isto é, metade da tensão de entrada de 7,98 kV, conforme o esperado e projetado na Equação 5.33. A Figura 5.17 mostra a corrente total simulada.

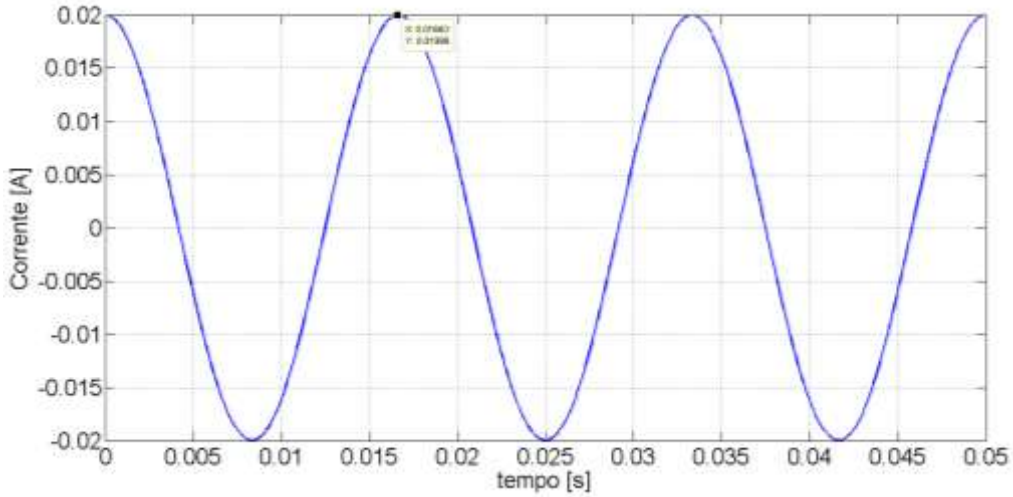


Figura 5.17 – Corrente total simulada para proposta 2.

A corrente simulada foi igual a 0,02 A e está defasada de 90º da tensão de entrada. Esse valor é igual ao esperado calculado na Equação 5.39.

6 MONTAGEM EXPERIMENTAL

Neste capítulo serão apresentados os procedimentos e materiais utilizados na construção do transformador de potencial óptico projetado no Capítulo 4. Também será apresentada a montagem do divisor capacitivo de potencial projetado no Capítulo 5.

6.1 Montagem do transformador de potencial óptico

A montagem das peças do transformador de potencial óptico visa atender ao projeto apresentado na Figura 4.16, do Capítulo 4. A Figura 6.1 mostra mais uma ilustração em três dimensões do projeto mecânico do TPO.

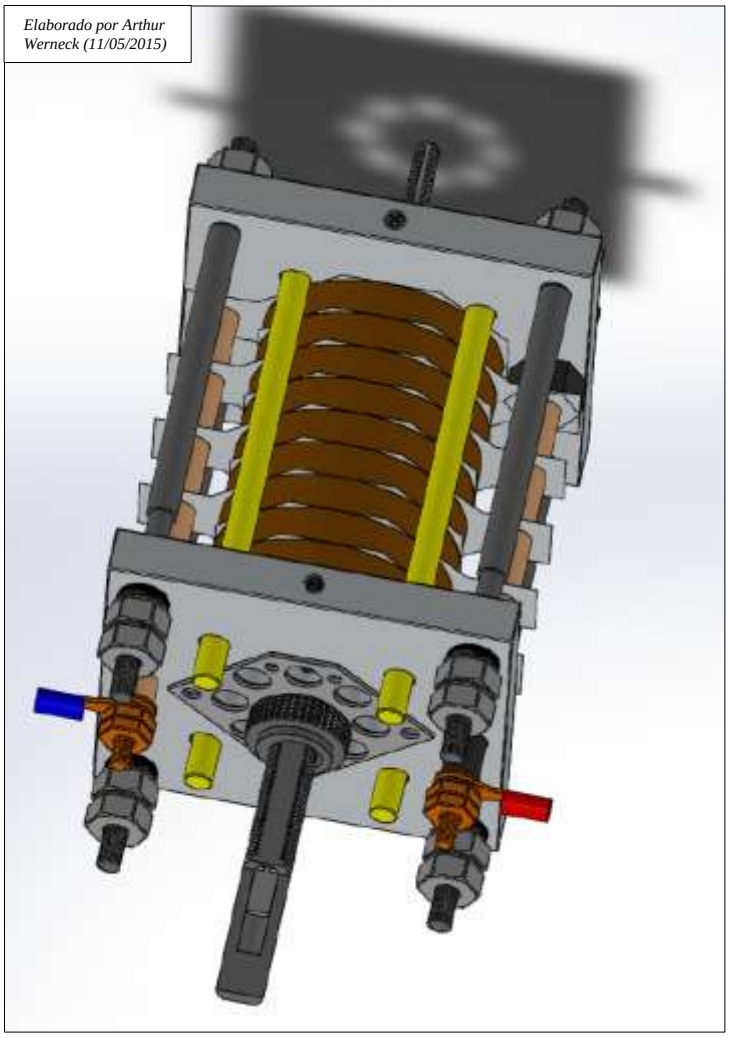


Figura 6.1 – Ilustração do projeto mecânico do TPO.

Na Figura 6.1, a placa base frontal é a placa base fixa. Nesse lado fica o parafuso 1 (parafuso externo), fabricado em alumínio conforme o projeto do Capítulo 4. Por dentro do parafuso 1, passa o parafuso 2 (parafuso interno), fabricado em cobre. Esse último se

estende por toda a estrutura mecânica, passando pelo diâmetro interno da pilha de cerâmicas PZT, até a placa base fixa. O vão entre o parafuso 1 e 2 foi mantido em 15 cm, tamanho do comprimento da FBG que será colada nesse local.

O parafuso 1 foi dimensionado no Capítulo 4 com um comprimento igual a 7,64 cm. Contudo, ele foi fabricado com um corpo com comprimento total de 9 cm até o final do chanfro onde será acoplada a rede de Bragg. Essa precaução foi tomada de forma que o parafuso tenha folgas caso haja necessidade de ajustar manualmente o seu comprimento final a fim de compensar o sistema termicamente. Pelo mesmo motivo, o parafuso 2, projetado para um comprimento de 16,36 cm, foi fabricado com 20 cm.

A Figura 6.2 é uma fotografia do arranjo mecânico do transformador de potencial óptico montado em laboratório ainda sem a FBG colada entre os parafusos 1 e 2.

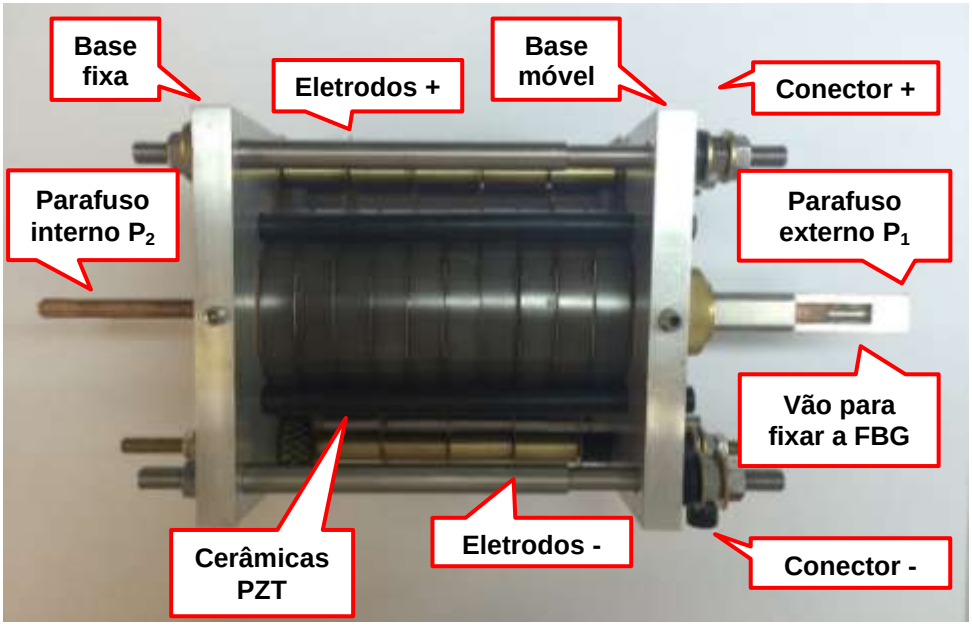


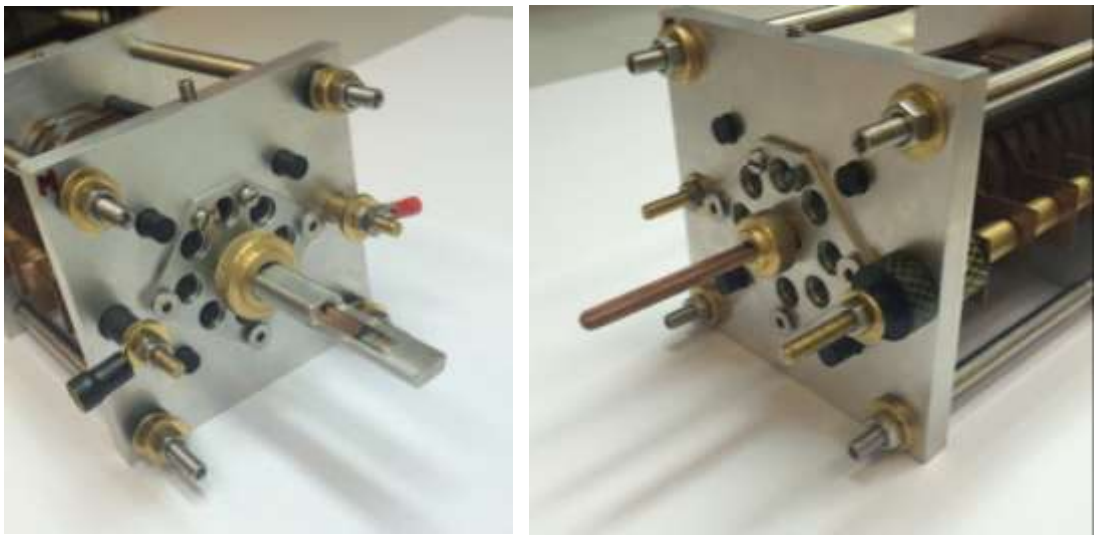
Figura 6.2 – Fotografia do arranjo mecânico do TPO.

A Figura 6.2 destaca os principais componentes do arranjo mecânico do TP óptico: a pilha de 10 cerâmicas PZT-4 formato em anel, as placas bases laterais fixa (à esquerda) e móvel (à direita), o parafuso 2 que começa antes da base fixa e se estende por toda peça até sair no interior do parafuso 1 no lado da base móvel e o parafuso 1. Também estão destacados os eletrodos positivos e negativos e seus respectivos conectores.

Por simplicidade, as hastes de aço inox rosqueadas nas pontas, utilizadas para unir a base fixa à base móvel, não foram descritas Figura 6.2, mas podem ser visualizadas com clareza. Assim como as hastes pretas em torno das cerâmicas PZT, que são as hastes guias feitas de poliacetal. Entre os eletrodos positivos e negativos, é

possível observar pequenos cilindros passantes fabricados em latão, por onde passam as hastes condutoras que ligam os eletrodos positivos ao conector positivo e os eletrodos negativos ao conector negativo.

A Figura 6.3 mostra uma fotografia dos detalhes construtivos da placa base fixa e móvel.



(a) (b)

Figura 6.3 – Fotografia da placa base (a) móvel e (b) fixa do TPO.

No lado da base móvel, podemos destacar o parafuso 1 para fora do conjunto e uma parte do parafuso 2 por dentro do primeiro, os conectores positivo e negativo, o parafuso sem cabeça na parte superior da placa e a chapa central de 2 mm feita para acomodar o parafuso 1 com 8 furos para passagem do oléo mineral isolante. Outro ponto importante é a fixação das hastes de aço inox, feita através de *o-ring's* apertados por porcas de aço.

No lado da base fixa, a fixação das hastes de aço inox é feita dor porcas de aço bem apertadas. Nesse lado também é utilizada uma chapa de alumínio de 2mm para acomodar o parafuso 2 e um parafuso sem cabeça na parte superior da placa base para fixar o parafuso 2. É possível visualizar a sobra do parafuso 2 e o parafuso e porca isolantes feitos de poliacetal, por onde passam a haste condutora do terminal negativo.

A seguir, será descrito o processo de fixação da FBG entre os parafusos 1 e 2.

6.2 Procedimento de fixação da FBG

Uma nova FBG fabricada no LIF foi previamente caracterizada quanto à temperatura e à deformação, seguindo os procedimentos explicados notópico 4.1 do Capítulo 4.

Conforme apresentado anteriormente, a distância entre os pontos de cola foi fixada em 15 mm. Esse é o tamanho do vão entre os parafusos 1 e 2 onde será colada a FBG e determina o comprimento da rede (L_{FBG}).

Para fixação da FBG nos parafusos de alumínio e cobre, foi utilizada uma composição de resina fotopolimerizável em conjunto com um fotopolimerizador LED, de potência de saída igual a $600\ mW/cm^2$. O procedimento de fixação é feito em 4 etapas, utilizando os componentes da Figura 6.4, apresentados na ordem de utilização.

1) Condacporcelana com ácido fluorídrico a 10%
2) Silano Prosil
3) Adesivo *Alpha Bond Light*
4) Resina *Enforce-Core (*base + catalisador)

Figura 6.4 – Componentes utilizados na fixação da FBG.

Antes de utilizar o componente 1, é necessário a correta limpeza do local onde será colada a rede de Bragg. A superfície dos parafusos de cobre alumínio foram lixadas e polidas antes do início do procedimento. A Condacporcelana com ácido fluorídrico a 10% tem intenção de remover todas as impurezas da superfície para prepará-la para o procedimento de colagem.

O ácido fluorídrico reage com o alumínio, deixando a superfície livre de impurezas e gorduras. No entanto, ele não reage com o cobre, não provocando o efeito desejado no parafuso 2. No lugar do componente 1, foi utilizada acetona PA para o condicionamento do parafuso de cobre.

Após o uso do componente 1 por 1 min, as superfícies dos parafusos foram lavadas e secadas com jatos de ar seco, com auxílio de um soprador. Em seguida foi aplicado o componente 2.

Esse componente, Silano Prosil, é uma solução etanólica promotora de adesão entre a resina e a superfície. Após menos de 1 min, o produto secou por completo, não sendo necessária a secagem da superfície.

Após essas etapas, a FBG foi posicionada no parafuso 2 para continuação do procedimento de fixação. Em seguida, foi aplicado sobre a rede e sobre a superfície do

parafuso 2 o *Alpha Bond Light*, terceiro componente. Ele é um adesivo fotopolimerizável, que promove a adesão de resinas fotoativadas. O adesivo foi fotopolimerizado como fotopolimerizador LED por 5 min.

Por fim, foi utilizada a resina *Enforce-Core* composta por pasta base e catalisador. Uma mistura desses dois elementos, em quantidades iguais, foi feita e aplicada sobre a FBG e a superfície do parafuso 2. A resina foi fotopolimerizada por cerca de 10 min. A Figura 6.5 é uma fotografia do processo de fotopolimerização da resina *Enforce-Core* no parafuso 2.

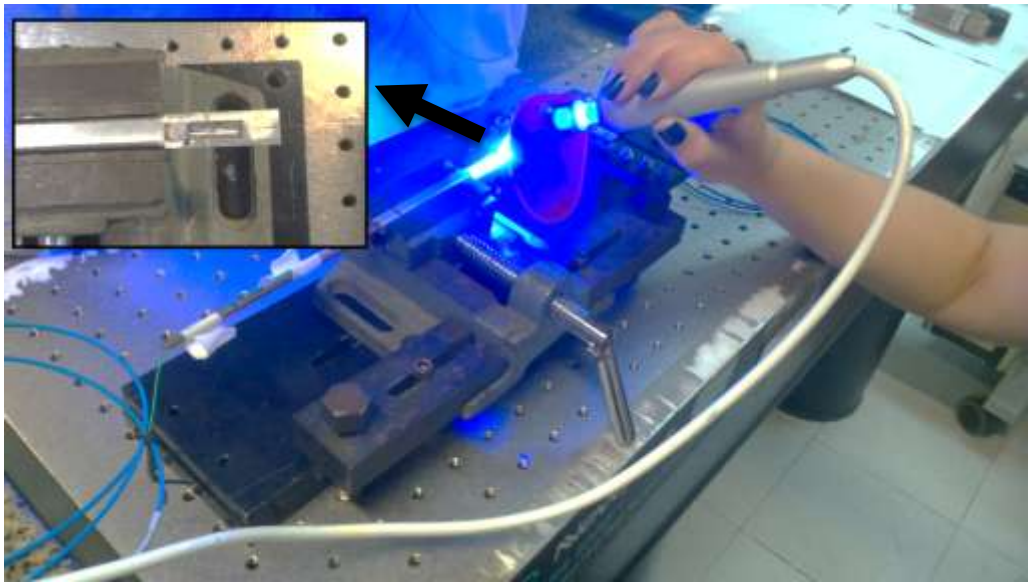


Figura 6.5 – Procedimento de fotopolimerização.

Antes da fixação da FBG, foi necessário retirar a última cobertura da fibra, feita de acrilato, para melhor aderência da cola. No detalhe ampliado da Figura 6.5 é possível ver a FBG colada no parafuso 2 de cobre e ainda livre sobre o parafuso 1 de alumínio. Na parte livre, é possível ver a fibra nua sem a cobertura de acrilato.

O procedimento descrito foi repetido para a fixação da FBG ao parafuso 1 de alumínio. Após a fixação da FBG nos dois parafusos, o conjunto foi passado por dentro do orifício das cerâmicas PZT que compõe a pilha.

Após a passagem dos parafusos dentro da pilha de cerâmicas, o parafuso 1 foi posicionado de forma que seu comprimento para fora da peça seja próximo ao valor dimensionado de 7,64 cm. Em seguida, ele foi travado através do parafuso sem cabeça localizado na parte superior da placa base de 8 mm. O mesmo foi feito para o parafuso 2, ajustando-o para um comprimento próximo a 16,36 mm.

O ajuste fino do posicionamento dos parafusos foi feito utilizando as porcas de passo 0,8 mm (para o parafuso 1) e 0,5 mm (para o parafuso 2). Além do ajuste final

dos parafusos, as porcas foram apertadas de forma a esticar a fibra. Esse procedimento é fundamental para evitar a formação de um arco na FBG quando o transformador operar com tensões em CA a 60 Hz, pois nessa situação o comprimento de onda de Bragg irá variar em torno de 1,36 nm (comprimindo e esticando), conforme calculado na equação 4.51.

O comprimento de onda de Bragg da FBG colada nos parafusos foi medido pelo interrogador SM125 do fabricante Micron Optics. O valor encontrado foi igual a λ_B= 1535,620 nm (T=25ºC). Após o ajuste das porcas, a fibra foi esticada e o comprimento de onda de Bragg passou para λ_B= 1537,600 nm (T=25ºC), ou seja, aproximadamente 2 nm acima do valor original.

A Figura 6.6 mostra o comprimento de onda da FBG antes e depois de ser esticada, visualizada através do *software* do interrogador SM125: MOI Enlight v1.7.3.

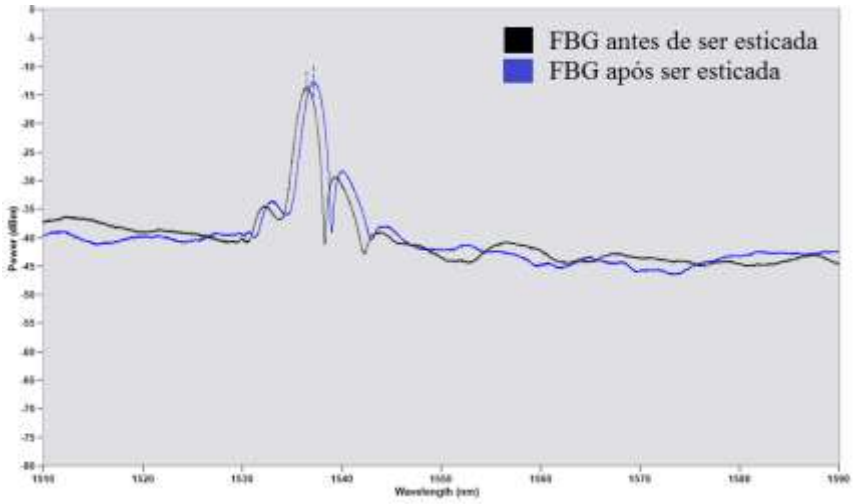


Figura 6.6 – Comprimento de onda de Bragg antes e após esticar a FBG.

A Figura 6.7 mostra uma fotografia do arranjo mecânico do TPO com a rede de Bragg colada e esticada entre os parafusos 1 e 2, após o ajuste final dos mesmos.

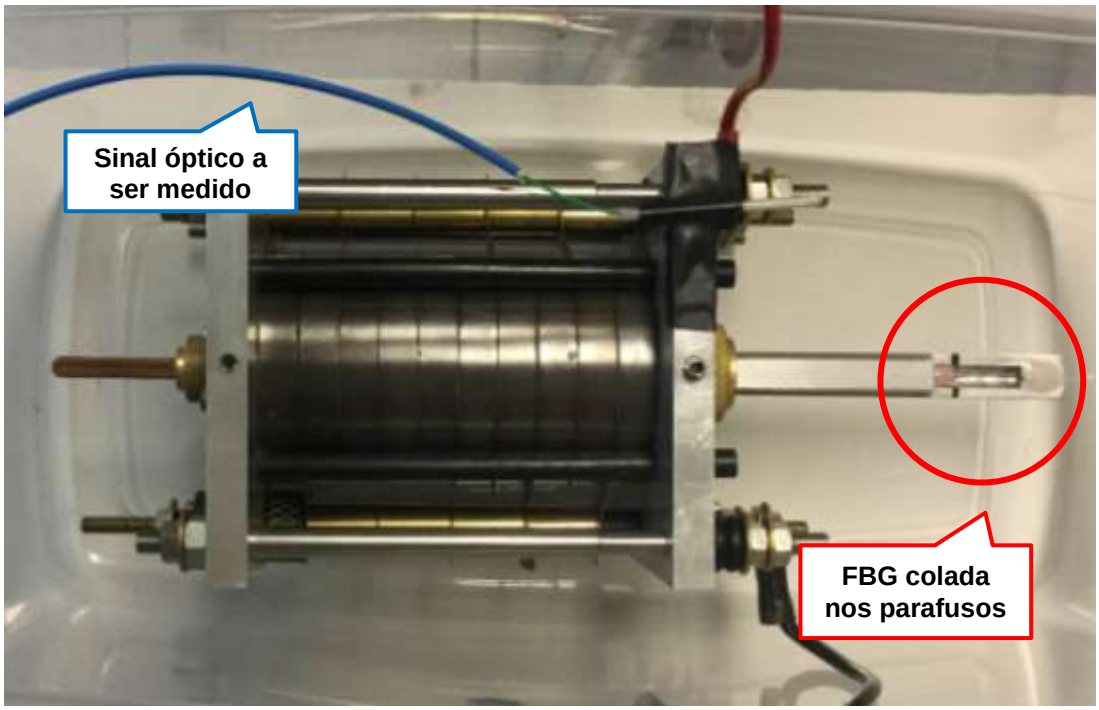


Figura 6.7 – Arranjo mecânico do TPO com a FBG colada nos parafusos 1 e 2.

O conjunto da Figura 6.7 foi submerso em óleo mineral isolante AV-60-IN, do fabricante Lubrax Ind. Ele é classificado como óleo mineral isolante do tipo A, naftênico, segundo as especificações da Resolução ANP nº 25/2005. Ele é usualmente empregado em equipamentos elétrico e transformadores de diversas classes de tensão, pois possui uma rigidez dielétrica de 35 kV/0,1 pol (13,8 kV/mm) [4].

6.3 Montagem do divisor capacitivo de potencial

Os 17 capacitores que formam a capacitância C_1 do divisor capacitivo de potencial foram conectados em série através de uma placa de circuito impresso de fibra de vidro com espessura de 1,6 mm.

Não houve preocupação em relação a distância entre os elementos da pilha, pois o conjunto foi projetado para trabalhar submerso em óleo mineral isolante, que possui as propriedades descritas anteriormente. A alta rigidez dielétrica evita a formação de arcos elétricos entre os elementos capacitivos que compõem a pilha.

A Figura 6.8 mostra a pilha de 17 capacitores que formam o capacitor 1 do divisor antes e depois de ser submersa em óleo mineral isolante, dentro de um recipiente de vidro temperado.

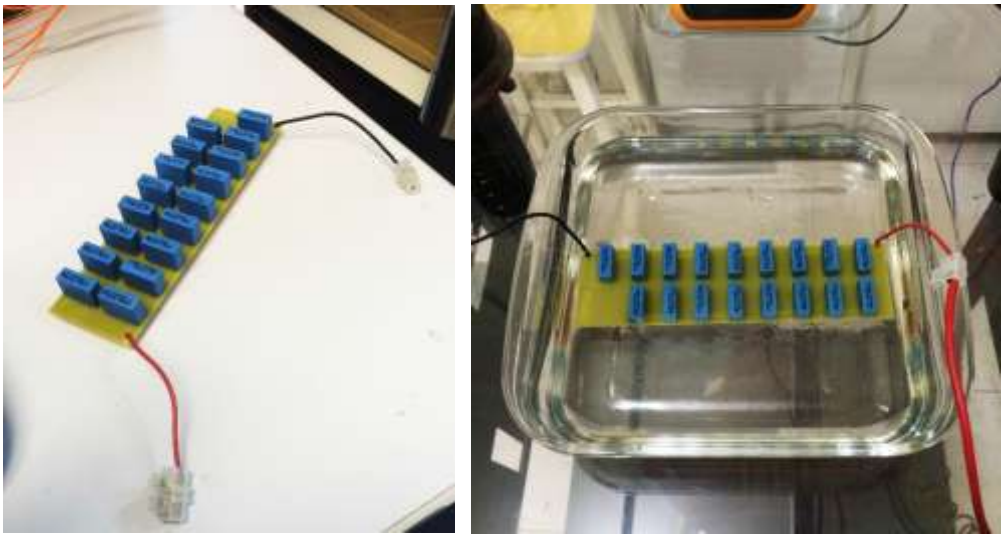


Figura 6.8 – Pilha de 17 capacitores que compõe C_1 do DCP.

A pilha de capacitores foi concebida de forma a caber em um isolador de porcelana tipo bucha para 13,8 kV, do fabricante Isoladores Santana S.A., mostrado na Figura 6.9. Durante os ensaios em laboratório não foi necessário o uso do isolador mencionado.

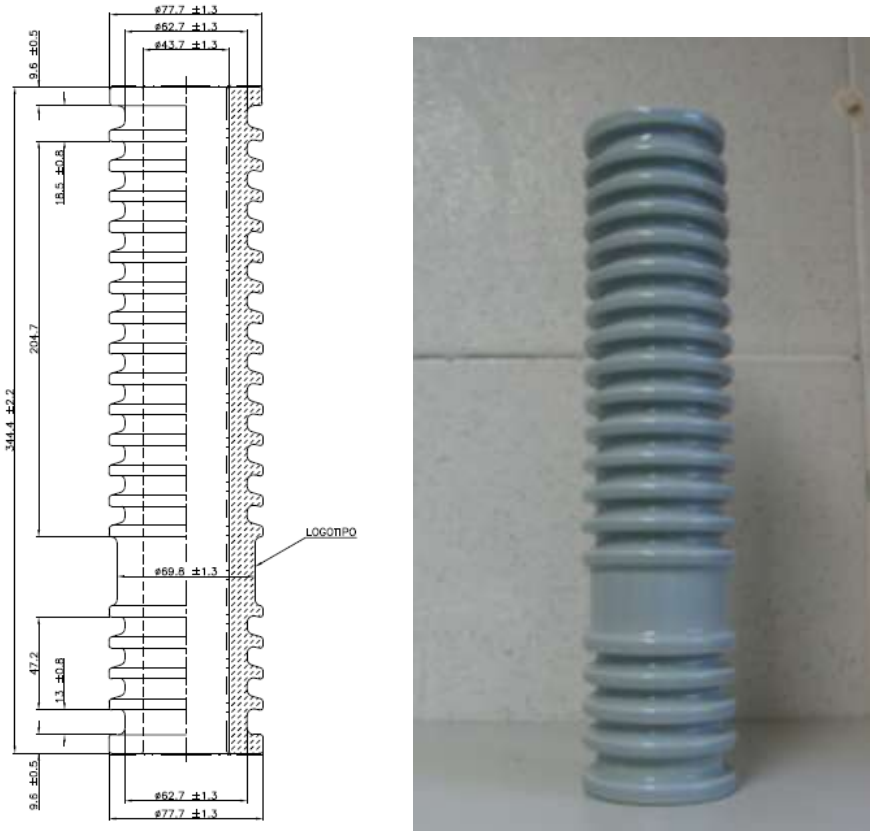


Figura 6.9 – Isolador tipo bucha para 13,8 kV para acomodar C_1.

Para trabalhos futuros, pretende-se posicionar a pilha de capacitores dentro do isolador e impregná-lo de óleo mineral isolante. O isolador ficará posicionado sobre uma caixa

onde ficará acomodado o TP óptico composto pela pilha de cerâmicas PZT, equivalente ao capacitor inferior do divisor capacitivo, conforme Figura 6.10.

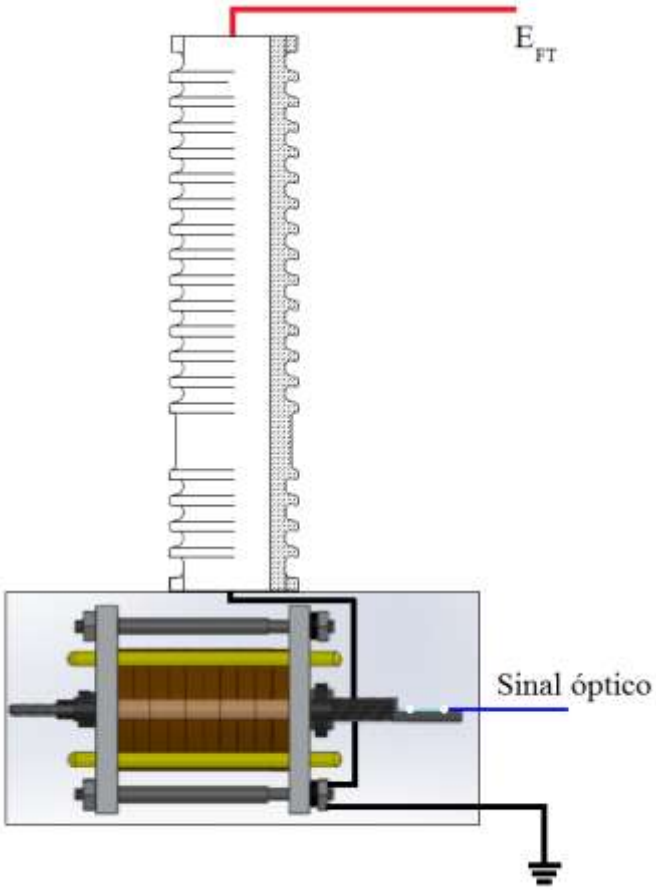


Figura 6.10 – Arranjo futuro do divisor de potencial com o TP óptico.

6.4 Validação da relação do divisor capacitivo de potencial

Foi montado um experimento, conforme a fotografia da Figura 6.11, para validar a relação de divisão do divisor de potencial capacitivo. Nesse ensaio, o arranjo mecânico do TPO ainda não estava finalizado, pois as peças estavam em processo de fabricação. Desse modo, as 10 cerâmicas que compõem a pilha foram dispostas ao longo de um tubo de PVC, com os eletrodos entre elas, para simular o conjunto final.

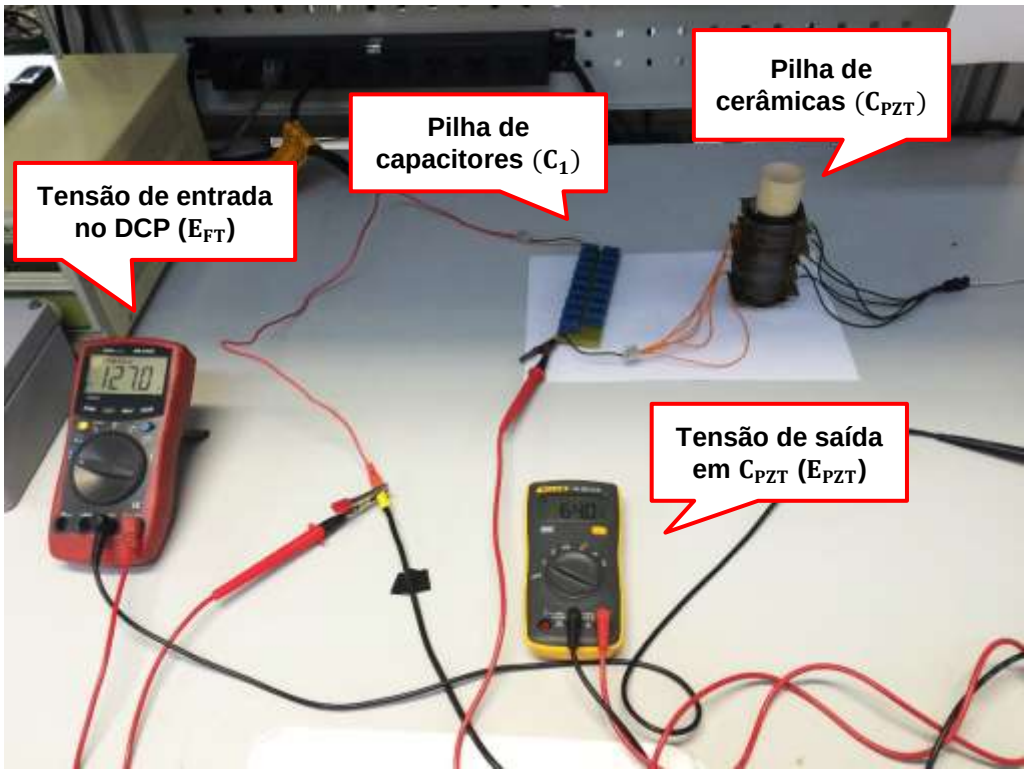


Figura 6.11 – Ensaio de validação da relação de divisão do DCP.

Foi utilizado um Variac monofásico de 127 V, na entrada do divisor e medida a tensão de entrada e de saída inicialmente com um multímetro e, em seguida, com um osciloscópio de dois canais para maior precisão nas medidas.

Foi utilizada uma ponte LCR, modelo MX-801 *Digital LCR Meter*, para medida das capacitâncias da pilha de capacitores e da pilha de cerâmicas PZT-4. A Tabela 6.1 mostra os valores medidos.

Tabela 6.1 – Valor medidos de C_1 e C_{PZT}.

Capacitância total da pilha de 17 capacitores	$C_1 = 12{,}77$ nF
Capacitância total da pilha de cerâmicas PZT-4	$C_{PZT} = 13{,}29$ nF

Os valores medidos são bem próximos dos valores de C_1 e C_{PZT} calculados apresentados nas Equações 5.40 e 5.10 do Capítulo 5, respectivamente. Utilizando os valores medidos da Tabela 6.1, a nova relação de divisão do DCP é igual a:

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{C_1}{C_1 + C_{PZT}}$$

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{12{,}77\ \text{nF}}{(12{,}77 + 13{,}29)\text{nF}}$$

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = 0{,}49 \qquad 6.1$$

A Figura 6.12 mostra a tensão de entrada no divisor e a tensão na pilha de cerâmicas PZT-4 durante o experimento descrito.

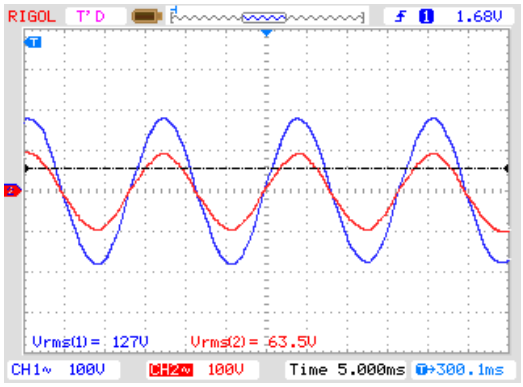


Figura 6.12 – Tensão de entrada e saída do DCP.

Pela análise da Figura 6.12 vemos que, apesar dos capacitores do DCP não serem exatamente iguais, obtivemos uma relação de transformação igual a 0,50. Para uma tensão de entrada igual a 127 V_{RMS}, a tensão em cima da pilha de cerâmicas foi exatamente a metade desse valor (63,5 V_{RMS}).

6.5 Validação da compensação de temperatura

Nesse ensaio, foi monitorado o comprimento de onda de Bragg da FBG colada entre os parafusos 1 e 2 submetida a variações de temperatura através de um banho termostático.

Para demodulação do comprimento de onda foi utilizado o interrogador óptico SM125-200 do fabricante *Micron Optics*, mostrado na fotografia da Figura 6.13.

Esse interrogador é o mesmo utilizado nos experimentos de determinação da sensibilidade da FBG quanto à temperatura e à deformação, apresentados no Capítulo 4 e para monitorar o comprimento de onda da FBG ao esticá-la. Ele possui faixa nominal de 1510-1590 nm, precisão de 10 pm e frequência de 1 Hz [75].

Figura 6.13 – Fotografia do interrogador SM125 do fabricante Micron Optics [75].

Para monitorar as variações de temperatura, novamente foi utilizado o termômetro digital do fabricante *Extech*, modelo Datalogger – SDL200, em conjunto com dois termopares do tipo K. As temperaturas foram registradas em um PC através da comunicação entre o termômetro e o computador via cabo RS232 USB.

A Figura 6.14 mostra um diagrama do *set-up* desse experimento.

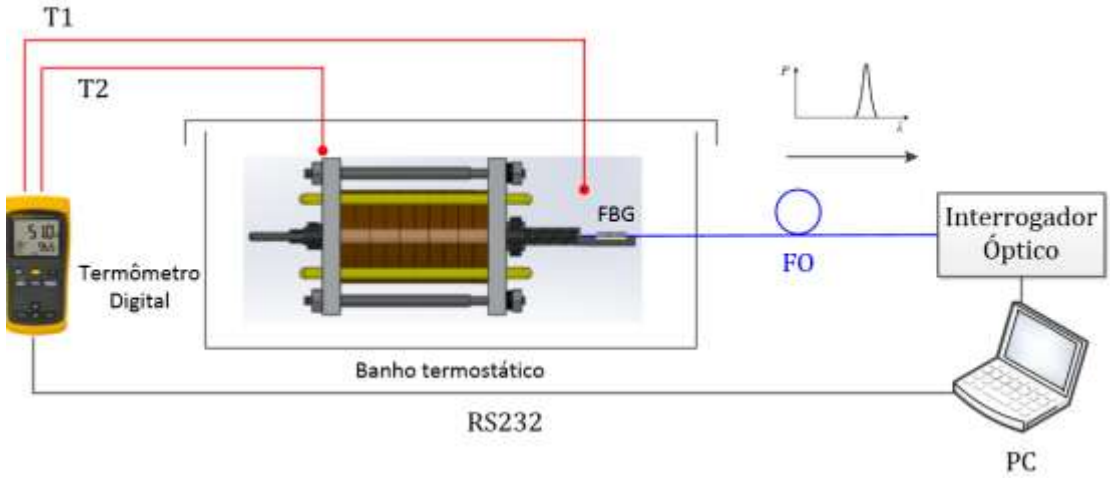


Figura 6.14 – Diagrama do *set-up* experimental para compensação de temperatura.

6.6 Materiais e métodos para medidas de alta tensão

Para demodulação da FBG durante as medidas em alta tensão, não é possível o uso do interrogador SM125 da *Micron Optics*, uma vez que ele possui frequência de operação de 1 Hz e o desejamos medir variações do comprimento de onda em 60 Hz.

O fabricante *Micron Optics* possui outros interrogadores comerciais de frequências 100 Hz e 1 kHz. No entanto, o custo de tais equipamentos é muito elevado (em torno de U$ 30 mil). Uma alternativa de custo mais baixo e com maior sensibilidade é a utilização de filtros espectrais sintonizáveis.

Esse trabalho utiliza um esquema de demodulação com filtro sintonizável Fabry-Perot (FFP-TF). O princípio de funcionamento do filtro é baseado no ajuste do

espaçamento de sua cavidade quando ocorre mudança na tensão aplicada em seus terminais.

A seguir serão detalhados os equipamentos utilizados, suas principais características e as montagens experimentais para os seguintes procedimentos:

- levantamento das características do FFP-TF;
- ajuste da posição do filtro em relação a FBG sensora;
- medidas de alta tensão.

6.6.1 OSA – Analisador de espectro óptico

O analisador de espectro óptico utilizado nos experimentos a serem descritos a seguir foi o modelo MS9710C, do fabricante *Anritsu*.

O sinal identificado é apresentado em comprimento de onda, em nm por intensidade óptica, que pode ser em uma escala linear dada em watts (W) ou uma escala logarítmica dada em dBm, ou densidade de potência (W/nm).

Esse equipamento é capaz de identificar sinais de comprimento de onda entre 600 nm a 1750 nm, com resolução típica de 0,07 nm, pode atingir resolução máxima de 0,05 nm em 1550 nm. Além disso, ele possui precisão de ±20 pm [82].

A sensibilidade mínima do OSA MS9710C é de -90 dBm e a sensibilidade máxima é de +10dBm, podendo ser aumentada até +23dBm com o acionamento do atenuador interno [82]. A Figura 6.15 mostra uma fotografia ilustrativa do OSA MS9710C.

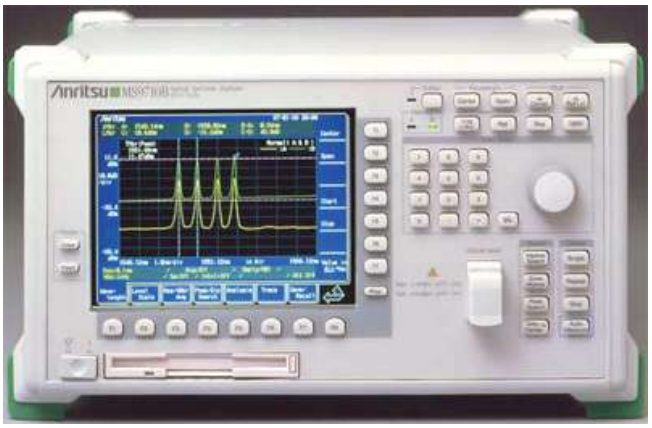


Figura 6.15 – Fotografia do OSA MS9710C do fabricante *Anritsu* [82].

6.6.2 *ASE – Amplificador com emissão espontânea*

O ASE é uma fonte óptica de banda larga que utiliza como princípio ativo uma fibra dopada com fluoreto de érbio para produzir a emissão espontânea amplificada. A fibra é estimulada (ou pulsada) por um laser diodo de infravermelho.

O ASE utilizado nesse trabalho foi fabricado pela *OptoLink*. A Figura 6.16 é uma fotografia desse equipamento.

Figura 6.16 – ASE do fabricante *Opto Link*.

As principais características do ASE da *OptoLink* são: espectro de emissão contínua de 1520 nm a 1565 nm, potência óptica de saída maior que 11dBm ou 20mW e estabilidade da potência óptica igual a ± 0,3 dB por 1 hour [83].

A Figura 6.17 mostra o gráfico espectral do ASE da *OptoLink* visualizado no OSA.

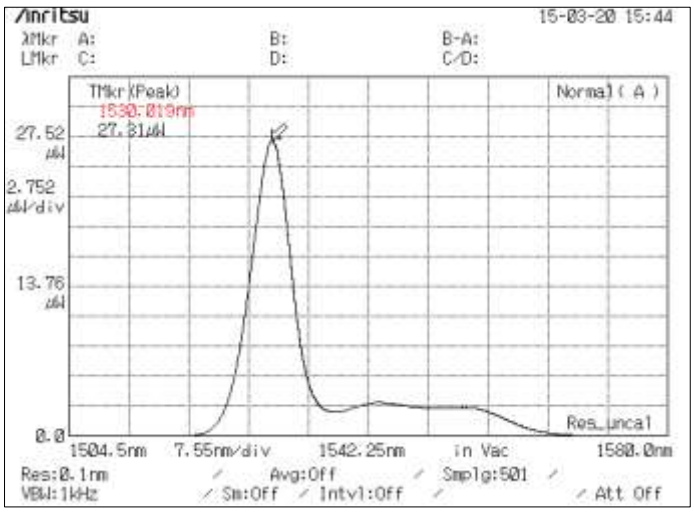


Figura 6.17 – Espectro óptico da fonte de banda larga (ASE) visualizado no OSA.

6.6.3 Circulador Óptico

O circulador óptico é um componente à fibra que possui três portas ópticas. Um sinal óptico injetado na porta 1 é direcionado para a porta 2. O sinal injetado na porta 2 é direcionado para a porta 3.

Os circuladores são utilizados em transmissão bidirecional em fibra e servem para injetar ou extrair sinais sendo transmitidos [84]. Nesse trabalho, o circulador é utilizado para direcionar sinal luminoso de uma fonte de banda larga (injetado na porta 1) para uma FBG sensora (localizada na porta 2). O sinal refletido pela rede é direcionado da porta 2 para a 3 a fim de ser demodulado.

A Figura 6.18 apresenta uma fotografia do circulador óptico, do fabricante *Opto Link*, utilizado nos esquemas de demodulação dessa dissertação.

Figura 6.18 – Circulador Óptico do fabricante *Opto Link*.

Esse circulador possui comprimento de onda de operação entre 1310 nm e 1550 nm e tem uma perda de interseção da porta 1 para porta 2, e da porta 2 para porta 3, menor que 1 dB [84].

6.6.4 Tensão de alimentação

Para simular uma rede de distribuição de 13,8 kV, foi utilizado um transformador elevador monofásico, alimentado por um regulador de tensão (Variac) monofásico de 127 V, conectado diretamente à rede do LIF.

O conjunto formado pelo Variac acoplado ao transformador elevador fica localizado na sala de alta tensão do LIF, conforme mostra a fotografia da Figura 6.19.

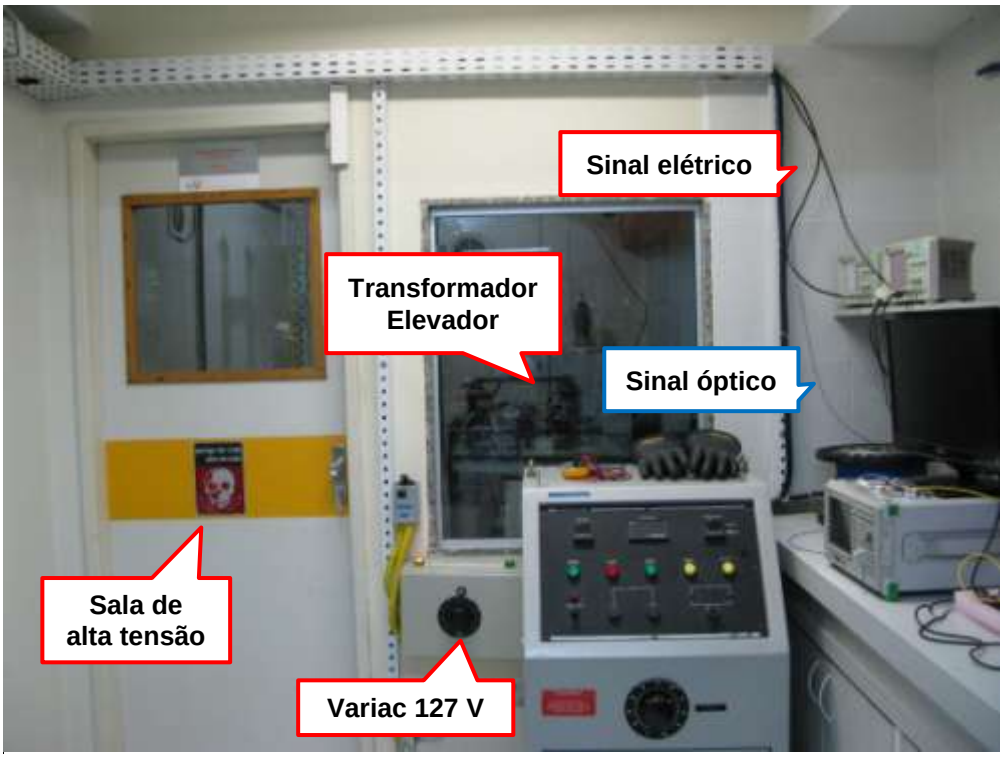


Figura 6.19 – Laboratório de alta tensão do LIF.

O transformador de potencial elevador utilizado tem relação de transformação igual a 1:181,1, isto é, 127 V:23 kV, conforme mostra a Equação 6.2.

$$\mathrm{RTP} = \frac{\mathrm{E_P}}{\mathrm{E_S}}$$

$$\mathrm{RTP} = \frac{127}{23000}$$

$$\mathrm{RTP} = \frac{1}{181{,}1} \qquad 6.2$$

Desejamos medir uma tensão de linha igual a 13,8 kV, que equivale a uma tensão fase-terra de 7,97 kV. Para obtermos essa tensão na saída do transformador de potencial elevador, foi aplicada uma tensão igual a 44 V em seu primário, respeitando a relação mostrada na Equação 6.3.

$$\mathrm{E_P} = \mathrm{E_S\ x\ RTC}$$

$$\mathrm{E_P} = 7{,}97\ \mathrm{kV\ x} \frac{1}{181{,}1}$$

$$\mathrm{E_P} = 44\ \mathrm{V} \qquad 6.3$$

A Figura 6.20 mostra o transformador elevador que fica localizado na sala de alta tensão do LIF. O transformador é do fabricante Isolet, modelo BDE-FF26, pesa 60 kg, tem classe de exatidão de 0,3 P75 e potência térmica de 1500 VA.

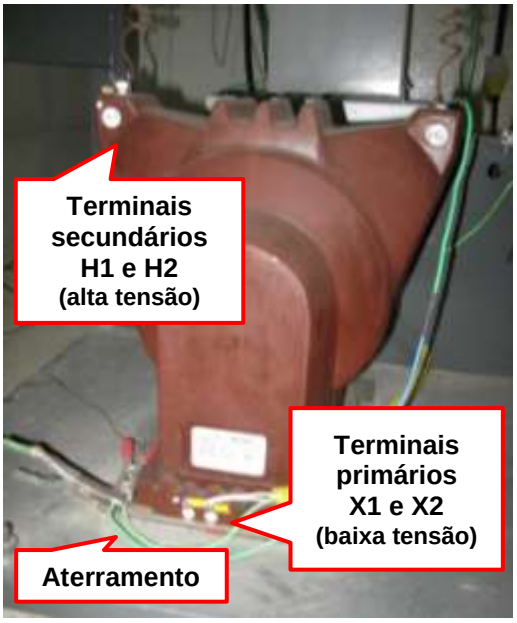


Figura 6.20 – Transformador elevador da sala de alta tensão do LIF.

6.6.5 Curva característica do filtro Fabry-Perot

Foi utilizado o filtro FFP-TF-2 do fabricante *Micron Optics*, apresentado na Figura 6.21. Sua faixa nominal de operação é de 1520 a 1570 nm, faixa espectral de 100 a 45 GHz e tensão de sintonia abaixo de 17 V [85]. Os terminais para alimentação do filtro ficam localizados na parte de baixo do invólucro.

Figura 6.21 – Filtro sintonizável Fabry-Perot do fabricante Micron Optics [85].

A largura de banda do filtro pode ser ajustada variando a tensão através de uma fonte de alimentação CC. Foi realizado um experimento para levantar a relação entre a variação no comprimento de onda do filtro e a tensão aplicada.

Na entrada do filtro foi injetado o espectro da fonte óptica de banda larga da *Optolink* e monitorada a saída com o OSA MS9710C. A Tabela 6.2 mostra os valores

do comprimento de onda medido para tensões de entrada no filtro, aplicadas em incrementos de 0,5 V. Já a Figura 6.22 mostra o gráfico para os dados da Tabela 6.2

Tabela 6.2 – Variação do comprimento de onda do filtro devido a tensão de sintonia do FFP-TF.

Tensão de sintonia (V)	Comprimento de onda do filtro (nm)
0,0	1553,828
0,5	1551,204
1,0	1548,608
1,5	1545,900
2,0	1543,308
2,5	1540,416
3,0	1537,508
3,5	1534,748
4,0	1531,892
4,5	1528,924
5,0	1525,748
5,5	1522,712
6,0	1519,816

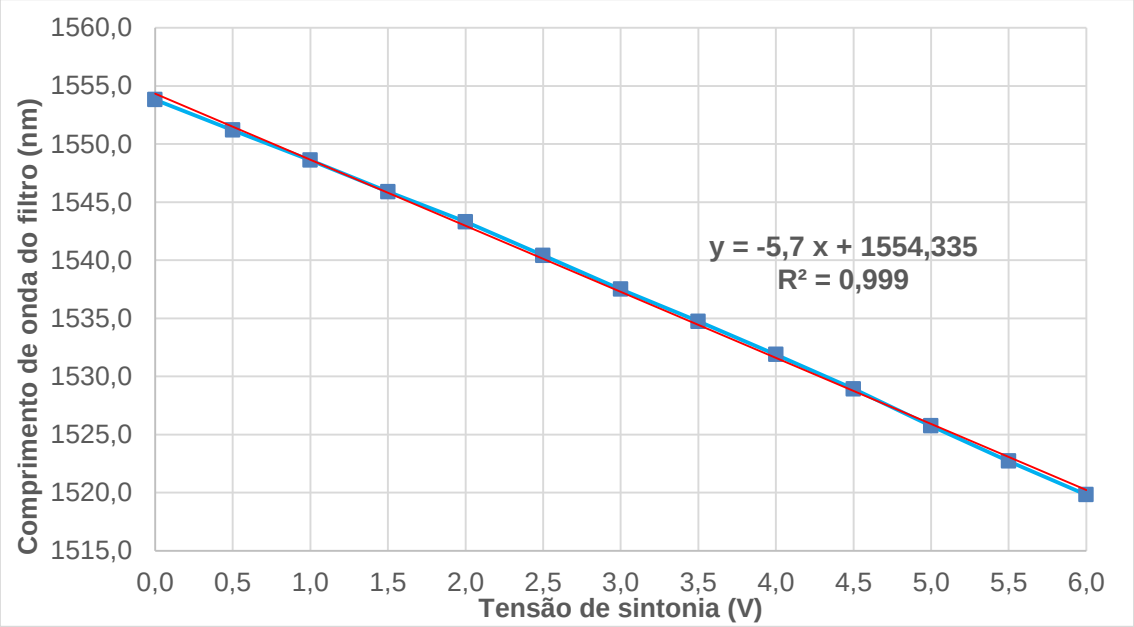


Figura 6.22 – Comprimento de onda do filtro X Tensão de sintonia do FFP-TF.

Podemos observar pela Figura 6.22 que a sintonia do filtro é linear com a tensão aplicada. O coeficiente de correlação da reta foi de 0,999 e a derivada de -5,7 V/nm.

A Figura 6.23 mostra o espectro do filtro Fabry- Perot quando aplicada uma tensão de entrada igual a 3,24 V. Nessa situação, o comprimento de onda central do filtro é igual a 1535,98 nm e sua potência óptica é de 1,49 µW.

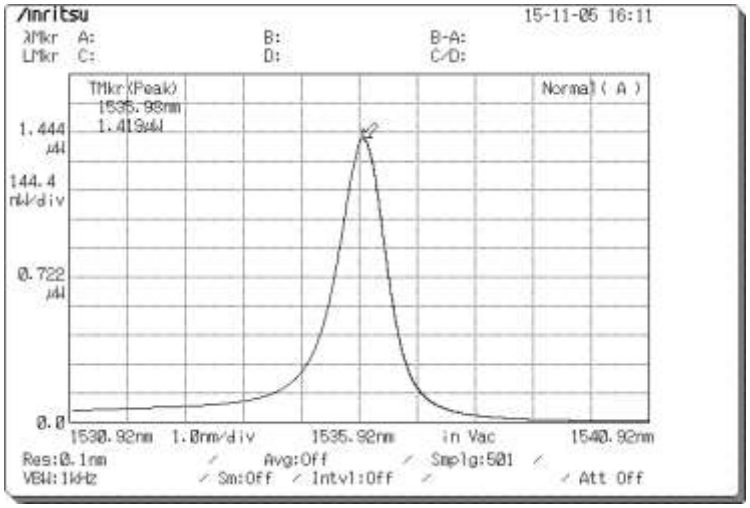


Figura 6.23 - Espectro óptico do filtro Fabry-Perot visualizado no OSA.

6.6.6 Sintonia do filtro Fabry-Perot

A demodulação por filtro Fabry-Perot se baseia no rastreamento do sinal refletido pela FBG sensora através da varredura do espectro do filtro dentro da faixa de operação do sensor. O sinal de saída é a interseção entre o espectro de reflexão da FBG sensora com o espectro do FFP-TF.

A Figura 6.24 mostra o sinal refletido pela FBG visualizada no OSA MS9710C.

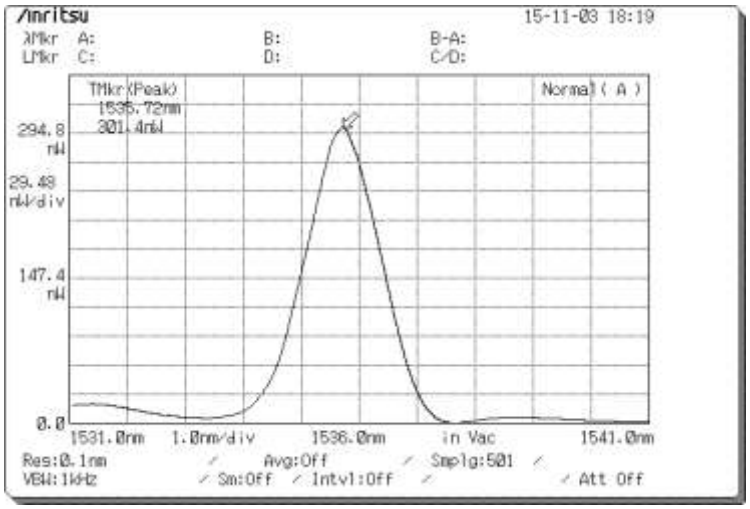


Figura 6.24 – Espectro óptico refletido da FBG visualizado no OSA.

O comprimento de onda central da FBG medido pelo OSA foi igual a λ_B= 1535,72 nm (T=25ºC). É possível observar uma discrepância de 1,4 nm em relação ao valor medido

pelo interrogador óptico da *Micron Optics* (λ_B= 1537,120 nm). A partir desse ensaio, foi tomado como referência o valor de λ_B medido pelo OSA.

A potência do sinal refletido pela FBG é de 301,4 nW. Esse valor depende da potência óptica emitida pela fonte de banda larga, das perdas nas emendas ópticas, das perdas no circulador e da refletância da rede de Bragg fabricada.

Analisando o espectro ASE dado pela Figura 6.17, a sua potência óptica no comprimento de onda da FBG (λ_B=1535,72 nm) é igual a 2,67µW. A relação entre a potência óptica emitida pelo ASE e a potência refletida pela FBG após passar pelo circulador e emendas é dada pela Equação 6.4.

$$R_{FBG} = \frac{P_{FBG}}{P_{ASE}}$$

$$R_{FBG} = \frac{301{,}4 \text{ x } 10^{-9}}{2{,}67 \text{ x } 10^{-6}}$$

$$R_{FBG} = 0{,}1128$$

$$R_{FBG} = 11{,}28\ \% \qquad 6.4$$

Através da Equação 6.4 vemos que apenas 11,28% do sinal da fonte de banda larga é refletido pela FBG e direcionado ao filtro Fabry-Perot, após passar pelas emendas e pelo circulador óptico.

Para visualizar o ponto de interseção entre o sinal refletido pela FBG e o espectro do filtro, foi montado um experimento de acordo com o *set-up* mostrado na Figura 6.25.

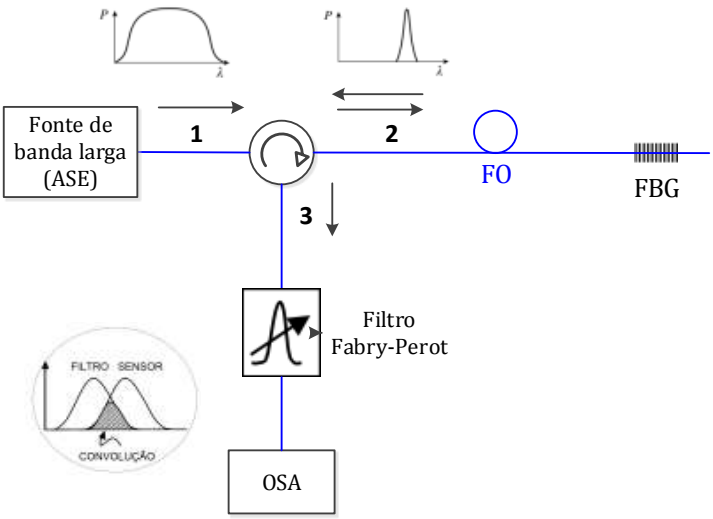


Figura 6.25 – Diagrama do *set-up* para sintonização do FFP-TF.

O filtro Fabry-Perot foi posicionado 260 pm após o comprimento de onda central da FBG, conforme mostrado na Figura 6.23. A Figura 6.26 mostra o espectro refletido pela

FBG e o espectro do filtro Fabry-Perot juntos. Os dados do OSA foram importados para o *software* MATLAB e são apresentados na mesma escala de visualização do OSA.

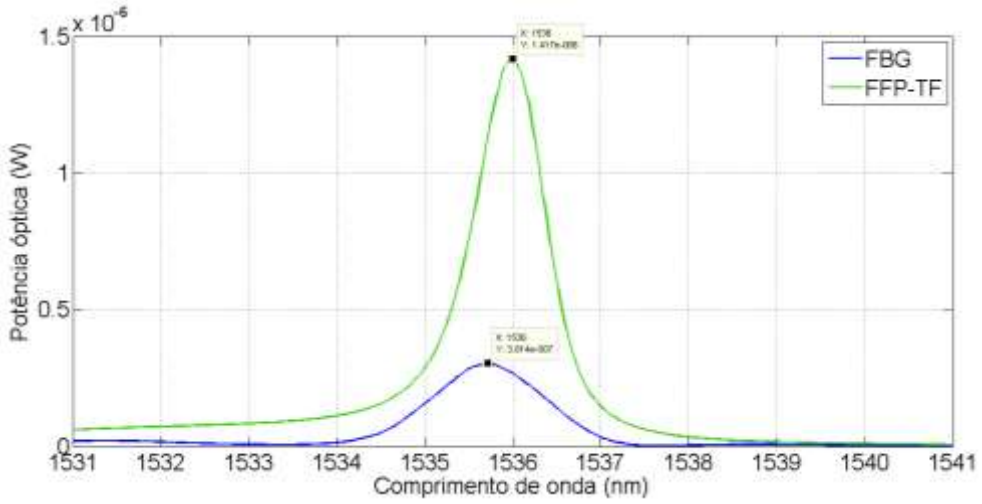


Figura 6.26 – Espectros da refletância da FBG e da transmitância do FFP-TF.

A Figura 6.27 mostra o espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG e o espectro do filtro, quando ajustados na posição da Figura 6.26, visualizado no OSA a partir da saída do filtro Fabry-Perot.

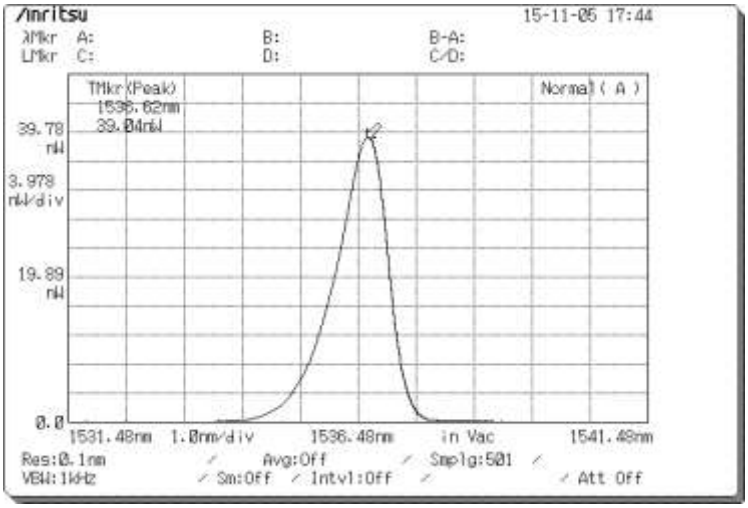


Figura 6.27 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG e a transmitância do filtro Fabry-Perot, visualizado no OSA.

Como pode ser visto na Figura 6.27, a interseção entre os dois sinais resultou em um espectro com comprimento de onda central igual a 1536,62 nm e potência óptica de 39,04 nW.

Quando aplicada tensão alternada de 4 kV_{RMS} no TP óptico, sabemos que o λ_B da rede irá se movimentar ±1,36 nm em relação ao seu valor original (Equação 4.51).

Assim, a potência óptica da interseção entre o filtro e a FBG sensora irá variar em torno do valor da Figura 6.27.

Devemos levar em consideração que a potência do sinal refletido pela FBG varia quando mudamos a posição do λ_B, pois depende da potência incidida sobre ela, proveniente do ASE.

Podemos estimar qual será o espectro refletido da FBG em λ_B =1535,72 + 1,36 = 1537, 08 nm e λ_B =1535,72 – 1,36 = 1534,36 nm, se conhecermos a variação de potência da fonte de banda larga.

Analisando os pontos do gráfico do espectro do ASE, dado na Figura 6.17, vemos que sua potência óptica é máxima em 1530,019 nm e cai para comprimentos de onda maiores que esse valor.

Os dados do OSA foram importados para o MATLAB a fim de facilitar a interpretação dos mesmos. Podemos considerar sua potência óptica linear entre 1534 e 1537 nm. A partir do ajuste linear feito no MATLAB, obtemos o coeficiente da reta entre esses pontos, dado pela Equação 6.5.

$$\frac{\Delta P_{ASE}}{\Delta \lambda} = -1{,}47\ \mu W/nm \qquad 6.5$$

A variação potência óptica do sinal refletido pela FBG em função da variação da potência do ASE pode ser calculada utilizando a relação levantada na Equação 6.4, reescrevendo-a na forma da Equação 6.6.

$$\Delta P_{FBG} = R_{FBG}\ x\ \Delta P_{ASE}$$
$$\Delta P_{FBG} = 0{,}1128\ x\ \Delta P_{ASE} \qquad 6.6$$

Substituindo a variação da potência no ASE em função do comprimento de onda (Equação 6.5) e variação do comprimento de onda de Bragg igual de ±1,36 nm na Equação 6.6, obtemos

$$\Delta P_{FBG} = R_{FBG}\ x\ \Delta P_{ASE}$$
$$\Delta P_{FBG} = 0{,}1128\ x\ \left(-1{,}47\ x\ 10^{-6}\ \frac{W}{nm}\ \Delta\lambda_B\right)$$
$$\Delta P_{FBG} = 0{,}1128\ x \left(-1{,}47\ x\ 10^{-6}\ \frac{W}{nm} x\ \pm 1{,}36\ nm\right)$$
$$\Delta P_{FBG} = \mp 225\ nW \qquad 6.7$$

A Equação 6.7 nos mostra que a potência refletida pela FBG diminui conforme o seu comprimento de onda aumenta e aumenta conforme λ_B dimunui.

Foi simulado no MATLAB, os valores esperados para o espectro refletido da FBG quando submetida a tensão em CA de $4kV_{RMS}$, levando em conta a variação do seu

comprimento de onda (±1,36 nm) e a variação de sua potência óptica calculada na Equação 6.7.

A Figura 6.28 mostra o resultado dessa simulação em conjunto com o espectro do filtro Fabry-Perot que permanece na posição original.

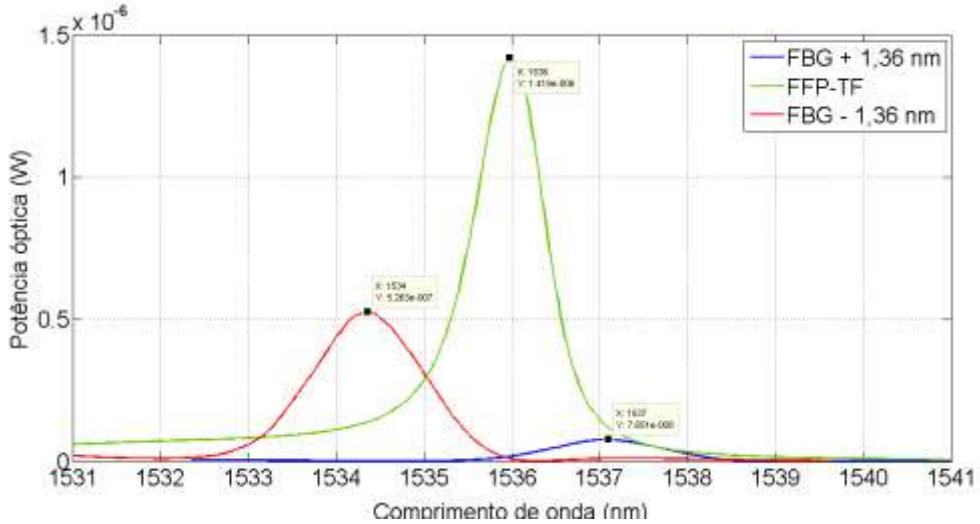


Figura 6.28 – Espectros da refletância da FBG para λ_B±1,36 nm e da transmitância do FFP-TF.

Também foi simulada a convolução entre a FBG na posição original, nessas novas posições e o filtro Fabry-Perot. A Figura 6.29 mostra o resultado dessa simulação.

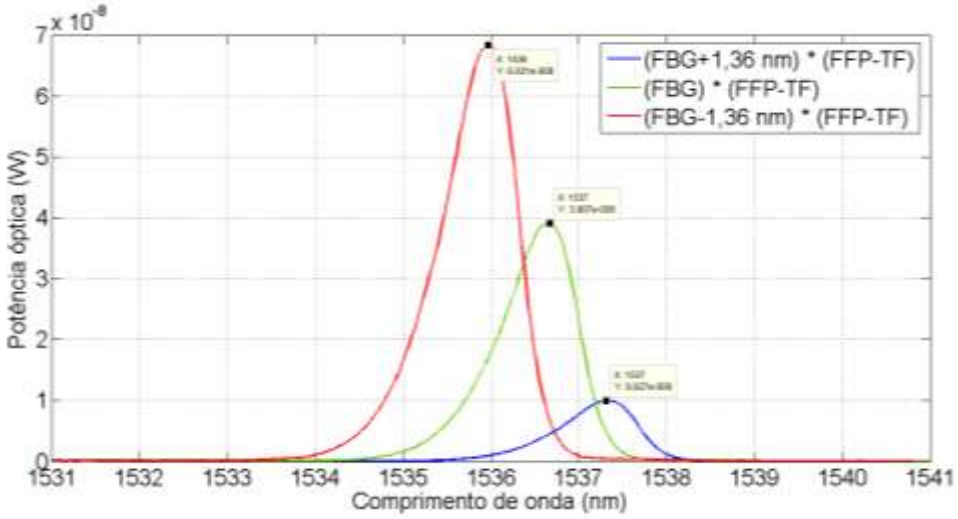


Figura 6.29 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG em λ_B±1,36 nm e a transmitância do filtro Fabry-Perot.

Quando o sinal refletido da FBG variar em torno de ±1,36 pm, a potência óptica da interseção entre o sinal refletido da FBG e o FFP-TF irá variar $\pm 4{,}3 \times 10^{-8}$ W/nm em torno do valor original (39,04 nW). Esse valor é a constante k utilizada no cálculo da relação de transformação do TP, no Capítulo 4.

Devemos ficar atentos pois o comprimento de onda da interseção dos dois sinais que será entregue ao fotodetector varia metade do comprimento de onda da FBG, pois é resultado da convolução entre a FBG e o FFP-TF.

6.6.7 Arranjo experimental para medidas de alta tensão

Foi montado um *set-up* experimental para medidas de alta tensão utilizando o TP óptico projetado, conforme o diagrama da Figura 6.30.

O TPO em conjunto com a pilha de capacitores que compõe o divisor capacitivo de potencial ficou localizado dentro da sala de alta tensão, onde fica o Variac e o transformador elevador utilizados para gerar a tensão de 13,8 kV. O sinal óptico da FBG é estendido para fora da sala de alta tensão através de uma fibra óptica.

Uma ponta de prova de alta tensão com atenuação de 1:1000 é utilizada para medir a tensão no TP óptico. O sinal elétrico medido depois de atenuado é levado para fora da sala de alta tensão e é comparado com o sinal óptico em um osciloscópio de 2 canais modelo DS1102CA, do fabricante RIGOL.

A ponta de prova de alta tensão é do fabricante Minipa Indústria e Comércio Ltda, modelo HV 40 A. Ela possui impedância de entrada de aproximadamente 1000 MΩ e impedância de saída de 1,1 MΩ. Foi feita para trabalhar com voltímetro externo de impedância de entrada igual a 10 MΩ.

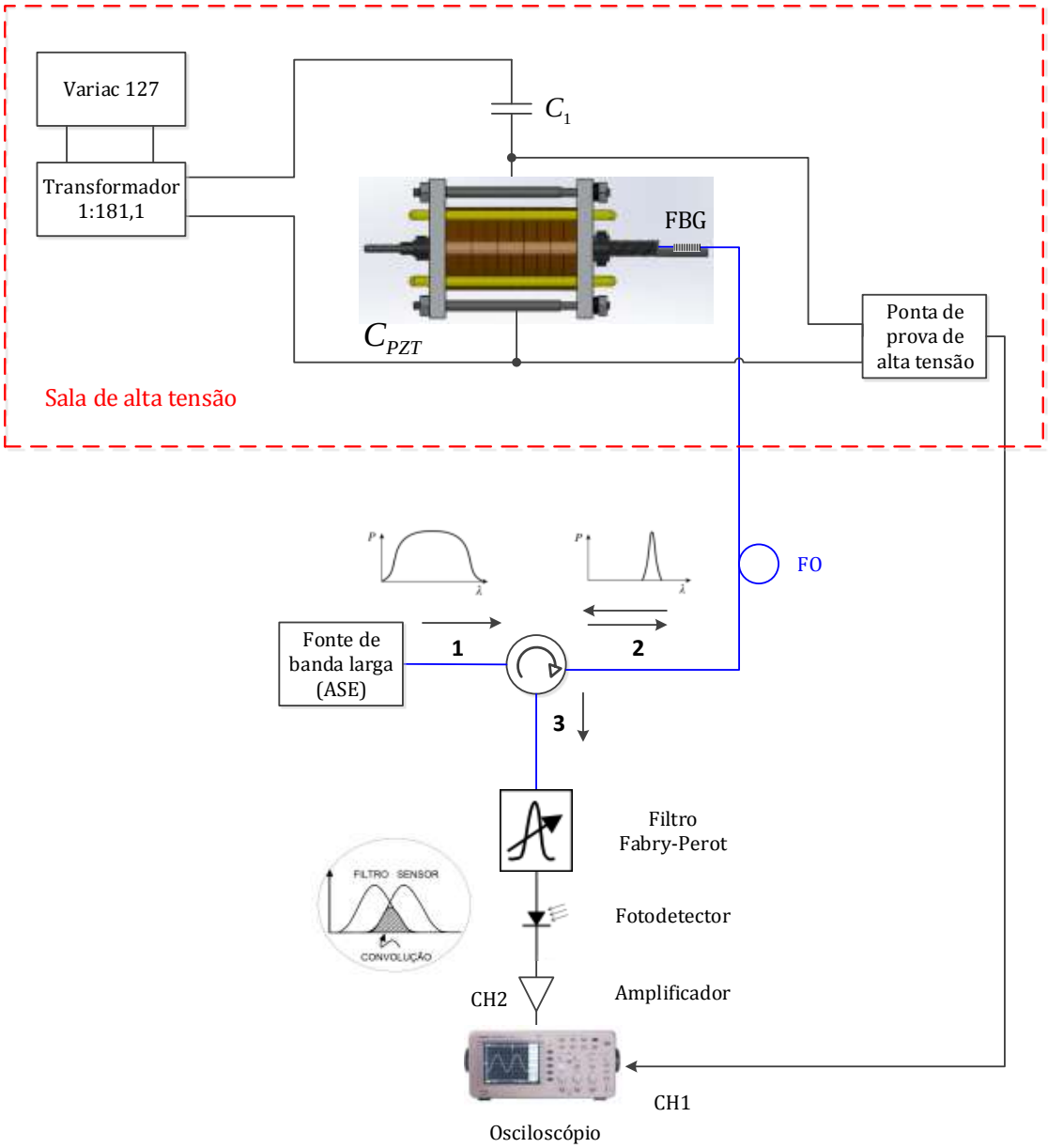


Figura 6.30 – Diagrama do *set-up* experimental para medidas de alta tensão.

Fora da sala de alta tensão, se encontra o *set-up* óptico. Uma fonte de banda larga é incidida na FBG através de um circulador óptico. O sinal da fonte entra na porta 1 do circulador e é direcionado para a FBG através da porta 2. O sinal refletido da rede de Bragg retorna pela porta 2 e é direcionado para o filtro Fabry-Perot através da porta 2.

A interseção entre o sinal refletido da FBG e a transmitância do filtro Fabry-Perot é direcionada a um fotodector acoplado a um amplificador de transimpedância (fotodetector PDA10CS do fabricante Thorlabs). A tensão de saída do amplificador é vista em um osciloscópio de 2 canais, o mesmo que recebe o sinal elétrico medido pela ponta de prova de alta tensão, para efeito de comparação.

7 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos no ensaio de validação da compensação térmica. Foi feita uma análise dos resultados desse ensaio e uma discussão sobre a influência da temperatura nas medidas de alta tensão.

São apresentados os resultados da operação do transformador de potencial óptico medindo diretamente 4 kV_{RMS} e, em seguida, medindo 13,8 kV_{RMS}, com uso do divisor capacitivo de potencial. Os resultados obtidos foram analisados e discutidos.

Por fim, foi feito um estudo sobre a qualidade do sinal medido em alta tensão, em especial em relação à distorção harmônica total e à amplitude dos harmônicos. Também analisou-se qual foi o erro de relação do TPO e a defasagem produzida por ele, a fim de verificar qual a classe de exatidão do transformador construído.

7.1 Compensação de temperatura na FBG

Foi montado um experimento em laboratório equivalente ao diagrama da Figura 6.14, do Capítulo 6. O TP óptico foi mergulhado em um banho termostático controlado.

Foi monitorado o comprimento de onda de Bragg da FBG colada entre os parafusos 1 e 2 submetida a uma variação de temperatura de 30 a 80 ºC, em intervalos de 2 ºC. O interrogador óptico SM125-200 do fabricante *Micron Optics* foi utilizado para demodular o comprimento de onda da FBG.

A Figura 7.1 mostra uma fotografia do experimento realizado.

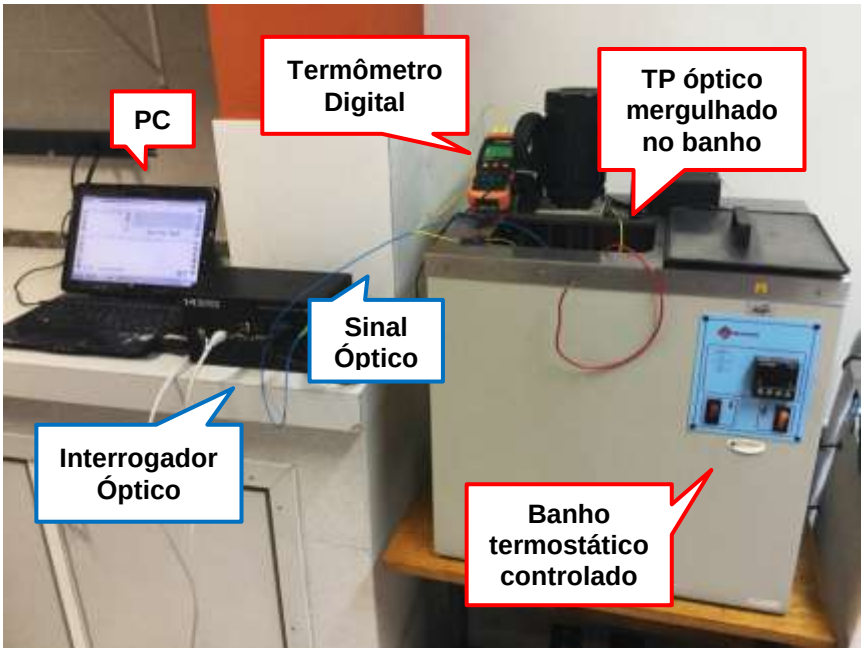


Figura 7.1 – Ensaio para validação da compensação de temperatura.

O banho termostático foi enchido com óleo mineral isolante de forma a cobrir todo o TP óptico. Apesar de nesse ensaio não haver medidas de tensão elétrica, evitou-se o uso de banho em água para não comprometer a estrutura mecânica do TPO feita de parafusos de alumínio, cobre e placas laterais de alumínio. A Figura 7.2 mostra uma fotografia do TP submerso no banho.

Figura 7.2 – TPO submerso em banho térmico.

Dois termopares (T1 e T2) foram utilizados para medir a temperatura do óleo isolante. T1 foi posicionado próximo a FBG e T2 foi deixado livre no óleo, próximo a carcaça do TP. Como o banho possui uma bomba de circulação, a medida de temperatura de T1 e T2 se manteve a mesma durante todo o experimento.

O comprimento de onda da FBG é igual a λ_B= 1537,600 nm (T = 25ºC), após ela ser colada entre os parafusos 1 e 2 e esticada no procedimento descrito no tópico 6.2 do Capítulo 6.

A Tabela 7.1 mostra a variação do comprimento de onda de Bragg em função da variação da temperatura do banho em que a rede está submersa.

Tabela 7.1 – Variação do comprimento de onda devido a variação da temperatura – Ensaio 1.

Temperatura (°C)	λ_B (nm)
28,0	1537,710
30,0	1537,800
32,0	1537,887
34,0	1537,985
36,0	1538,090
38,0	1538,194

Temperatura (°C)	λ_B (nm)
40,0	1538,296
42,0	1538,411
44,0	1538,515
46,0	1538,624
48,0	1538,726
50,0	1538,830
52,0	1538,925
54,0	1539,033
56,0	1539,135
58,0	1539,228
60,0	1539,335
62,0	1539,439
64,0	1539,540
66,0	1539,638
68,0	1539,747
70,0	1539,847
72,0	1539,950
74,0	1540,050
76,0	1540,155
78,0	1540,258
80,0	1540,345

Já a Figura 7.3 apresenta o gráfico e o ajuste linear para os dados da Tabela 7.1.

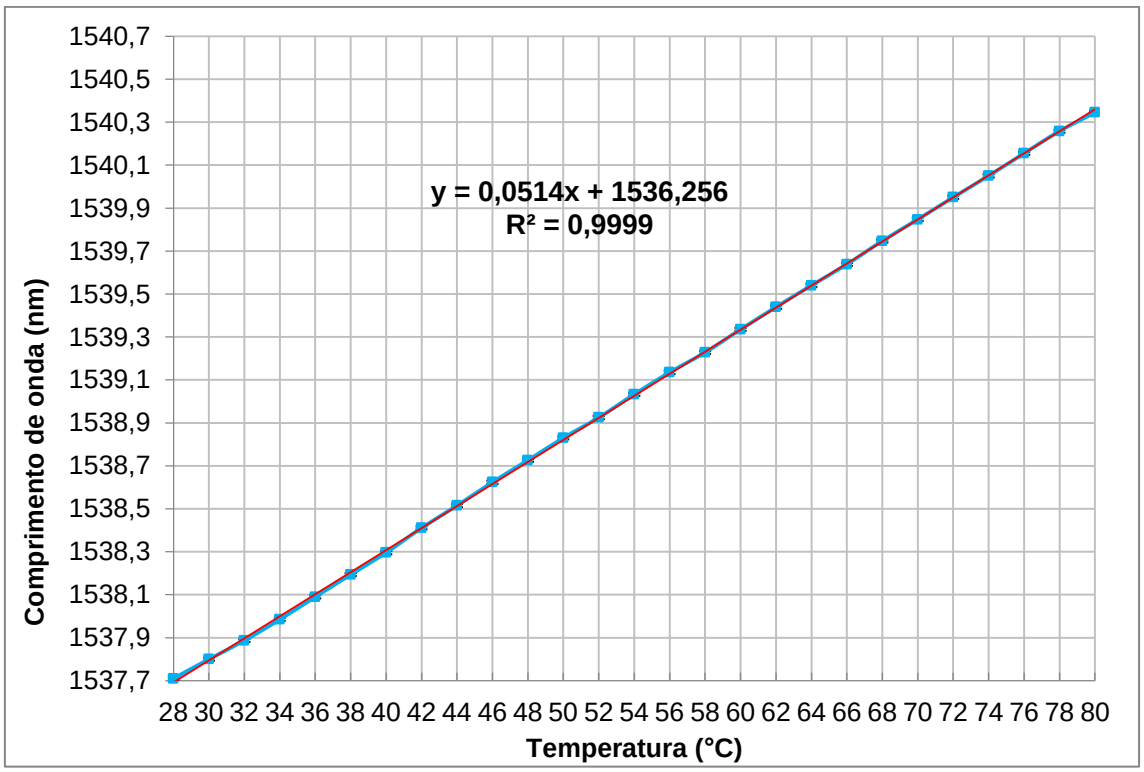


Figura 7.3 – Comprimento de onda X Temperatura – Ensaio 1.

O comprimento dos parafusos 1 de alumínio (parafuso externo) e parafuso 2 de cobre (parafuso interno) foram dimensionados de forma a anular as variações no comprimento de onda de Bragg quando a FBG for submetida a variações de temperatura.

A variação do comprimento do parafuso 2 em função da temperatura deve compensar a variação do comprimento do conjunto formado pela pilha de 10 cerâmicas PZT, eletrodos de cobre, placas base fixa e móvel, de forma que a variação do comprimento da FBG seja igual a $\Delta L_{FBG} = -1{,}42 \text{ x } 10^{-7} \text{ x } \Delta T$ e o coeficiente de dilatação total do conjunto seja igual a $\alpha_{desejado} = -9{,}48 \text{ x } 10^{-6}/°C$.

Esses valores foram calculados nas Equações 4.24 e 4.25 do Capítulo 4 e são os valores que garantem uma variação nula do comprimento de onda de Bragg ($\Delta\lambda_B/\lambda_B = 0$).

Podemos ver pelo gráfico da Figura 7.3 que o comprimento de onda de Bragg não se manteve estático quando submetido a variações de temperatura. Ele cresceu de forma linear (coeficiente de relação da reta igual a 0,9999) com uma taxa igual a:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 51{,}40 \text{ pm/°C} \qquad 7.1$$

Podemos remanejar a equação de Bragg, de forma a descobrir qual foi a variação real do comprimento da FBG (ΔL_{FBG}) e qual foi o coeficiente de dilatação real do conjunto a partir da variação do comprimento de onda de Bragg em função da temperatura. A Equação 7.2 mostra como podemos fazer esse procedimento.

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - \rho_e)\varepsilon_{FBG} + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T$$

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = (1 - \rho_e)\lambda_B \frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} \frac{1}{\Delta T} + (\eta + \alpha_{FBG})\,\lambda_B \qquad 7.2$$

Por simplicidade podemos reescrever a deformação da FBG ($\Delta L_{FBG}/L_{FBG}$) no formato da Equação 4.25 do Capítulo 4, que relaciona a variação do comprimento da rede com o coeficiente de dilatação desejado. Nesse caso, vamos descobrir qual foi o coeficiente de dilatação real medido, conforme Equação 7.3.

$$\frac{\Delta L_{FBG}}{L_{FBG}} = \alpha_{medido} \text{ x } \Delta T \qquad 7.3$$

Substituindo a Equação 7.3 na Equação 7.2, juntamente com valor dos coeficientes fotoelástico, termo-óptico e de expansão da sílica, e o comprimento de onda de Bragg da FBG temos:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 1{,}15 \text{ x } 10^{-6}\, \alpha_{medido} + 10{,}90 \text{ x } 10^{-12} \qquad 7.4$$

Substituindo na Equação 7.4 o valor de $\Delta\lambda_B/\Delta T$ medido e apresentado na Equação 7.1, podemos obter qual foi o coeficiente de dilatação total do conjunto:

$$\alpha_{medido} = \frac{40{,}50 \text{ x } 10^{-12}}{1{,}15 \text{ x } 10^{-6}}$$

$$\alpha_{medido} = 35{,}22 \text{ x } 10^{-6}/℃ \qquad 7.5$$

A Equação 7.5 nos mostra que o coeficiente de dilatação do conjunto é um valor positivo a invés do valor desejado de $-9{,}48 \text{ x } 10^{-6}/℃$. Isso significa que os materiais escolhidos para o arranjo mecânico do TPO não estão compensando termicamente as variações do comprimento de onda de Bragg e, ainda, estão esticando a fibra ao invés de encolhe-la.

Substituindo o valor do α_{medido} dado na Equação 7.5 e o comprimento da FBG, igual a 15 mm, na Equação 7.3, a variação do comprimento da rede foi igual a:

$$\Delta L_{FBG} = \alpha_{medido} \text{ x } L_{FBG} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = 35{,}22 \text{ x } 10^{-6} \text{x } 0{,}015 \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = 5{,}28 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T \qquad 7.6$$

É possível ver que, ao invés de encolher $-1{,}42 \text{ x } 10^{-7} \text{ x } \Delta T$ conforme esperado, o comprimento da FBG aumentou em $5{,}28 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T$. A discrepância entre o valor medido experimentalmente e o projetado pode ser devido a três fatores, enumerados e discutidos a seguir.

7.1.1 Hipótese 1 – Variação do coeficiente de dilatação dos materiais

O primeiro fator a ser levado em consideração é a variação do coeficiente de dilatação térmica dos materiais utilizados na construção do projeto mecânico do TP óptico. Tais coeficientes não são exatamente os valores teóricos considerados na Tabela 4.4 do Capítulo 4.

Comercialmente, o alumínio puro é pouco utilizado, sendo usualmente vendida ligas de alumínios com outros metais. O alumínio puro tem baixa resistência mecânica e resistência a tração. As ligas de alumínio têm como objetivo melhorar as propriedades mecânicas, aumentando a resistência a tração e mudando as características de fundição do material.

As ligas de alumínio podem ser compostas de cobre, silício, magnésio, manganês, zinco, estanho, e até mesmo combinações de silício com magnésico e cobre. Na confecção do parafuso 1 e das placas base fixa e móvel foi utilizada uma liga de

alumínio-cobre, por ser uma liga com elevada resistência mecânica, alta ductilidade, média resistência à corrosão e boa usinabilidade.

O mesmo ocorre para o parafuso 2 feito de cobre. O cobre puro, além de alto custo, é um produto pouco comercializado. As ligas de cobre são feitas com intuito de melhorar a resistência mecânica, a ductilidade e a estabilidade térmica do cobre puro, sem que cause prejuízos à sua forma, condutividade e resistência à corrosão. As ligas de cobre podem ser feitas de latão, bronze, níquel. Na confecção do parafuso 2, foi utilizada uma liga de cobre-bronze, por ser uma liga de boa resistência mecânica e alta usinabilidade.

A fim de validar essa hipótese, foi simulada uma variação de ±10 % no coeficiente de dilatação do alumínio puro ($24{,}0 \times 10^{-6}/℃$) e do cobre puro ($17{,}0 \times 10^{-6}/℃$). Foram mantidos os comprimentos dos parafusos 1 e 2, das placas base e dos demais materiais utilizados no arranjo mecânico do TPO.

O resultado da simulação mostrou que variando o coeficiente dos materiais em ±10%, o comprimento da FBG irá variar entre $-0{,}95 \times 10^{-7} \times \Delta T$ e $-1{,}89 \times 10^{-7} \times \Delta T$. Esse resultado invalida que a hipótese 1 seja a causadora do aumento de ΔL_{FBG} mostrado na Equação 7.6, pois uma pequena variação no coeficiente dos materiais não causaria um crescimento no comprimento da FBG.

7.1.2 Hipótese 2 – O parafuso 2 não consegue expandir por dentro do parafuso 1

Após comprovado que uma pequena variação no coeficiente de dilatação dos materiais não provoca o aumento no comprimento da FBG medido, consideramos uma segunda hipótese, de que o parafuso 2 não está conseguindo expandir correntemente por dentro do parafuso 1.

Caso isso ocorra, o comprimento do parafuso 2 em função da temperatura não compensa a variação do comprimento do conjunto, podendo acarretar em um ΔL_{FBG} crescente como o valor medido. Em outras palavras, todo o conjunto está puxando a fibra na direção longitudinal, mas o parafuso 2 não está empurrando-a de forma a compensar esse movimento e provocar um ΔL_{FBG} negativo conforme foi dimensionado para tal.

Para validar essa hipótese, o conjunto foi desmontado e o parafuso 2 de cobre foi limado polido. Além disso, foi aplicada uma graxa lubrificante de silicone no parafuso 2 e no vão do parafuso 1 por onde passa o de cobre. Todas essas medidas foram tomadas

com o intuito de facilitar a expansão do parafuso 2 por dentro do parafuso 1, permitindo que ele deslize sem atritos.

Ao desmontar o conjunto, a rede de Bragg que estava colada entre os parafusos 1 e 2 teve que ser rompida e descolada. Uma nova FBG foi fixada entre os parafusos 1 e 2 seguindo o procedimento do Capítulo 6. Tentou-se utilizar uma rede nova com comprimento de onda próximo da anterior, para comparar os resultados da melhor forma.

A nova FBG tem λ_B= 1535,620 nm (T= 25 ºC) e após o ajuste das porcas, a fibra foi esticada e o comprimento de onda de Bragg passou para λ_B= 1537,120 nm (T= 25 ºC), isto é, 1,5 nm acima do valor original. O valor do comprimento de onda dessa nova rede foi o valor utilizado em todos os cálculos teóricos dessa dissertação. Esse valor foi medido utilizando o interrogador da Micron Optics.

O TPO foi mais uma vez submetido ao banho térmico e o experimento para validar a compensação de temperatura planejada foi repetido. A Tabela 7.2 mostra a variação do comprimento de onda de Bragg em função da variação da temperatura.

Tabela 7.2 – Variação do comprimento de onda devido a variação da temperatura – Ensaio 2.

Temperatura (°C)	**λb (nm)**
28,0	1537,280
30,0	1537,372
32,0	1537,452
34,0	1537,555
36,0	1537,644
38,0	1537,734
40,0	1537,824
42,0	1537,900
44,0	1537,997
46,0	1538,095
48,0	1538,178
50,0	1538,260
52,0	1538,347
54,0	1538,453
56,0	1538,539
58,0	1538,615
60,0	1538,703

Já a Figura 7.4 apresenta o gráfico e o ajuste linear para os dados da Tabela 7.2

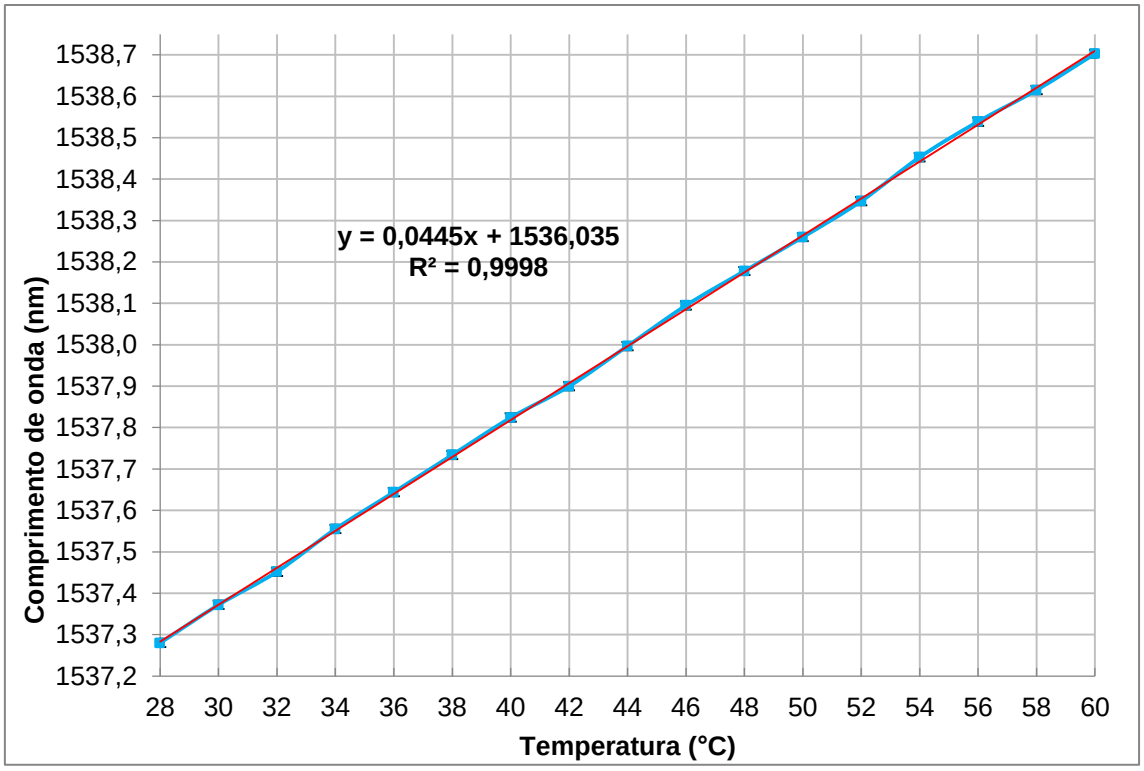


Figura 7.4 – Comprimento de onda X Temperatura – Ensaio 2.

Mais uma vez vemos que o comprimento de onda de Bragg cresceu de forma linear com a temperatura (R^2=0,9998) a uma taxa de:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T} = 44{,}50 \text{ pm/°C} \qquad 7.7$$

O valor encontrado nesse experimento é menor do que o do experimento anterior apresentado na Equação 7.1. Essa diferença é calculada na Equação 7.8.

$$\text{Queda} = \left(\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T}\right)_{\text{Ensaio1}} - \left(\frac{\Delta\lambda_B}{\Delta T}\right)_{\text{Ensaio2}}$$

$$\text{Queda} = 51{,}40 - 44{,}50$$

$$\text{Queda} = 6{,}9 \text{ pm/°C} \qquad 7.8$$

Após os cuidados tomados para facilitar a expansão do parafuso 2 por dentro do parafuso 1, a variação do comprimento de onda com a temperatura reduziu em 6,9 pm/ºC em relação ao valor do primeiro ensaio, mas ainda não foi compensada.

O novo valor obtido na Equação 7.7 foi substituído na Equação 7.4, para encontrar o novo coeficiente de dilatação do conjunto medido.

$$\alpha_{\text{medido}} = \frac{44{,}50 - 10{,}90 \text{ x } 10^{-12}}{1{,}15 \text{ x } 10^{-6}}$$

$$\alpha_{\text{medido}} = 29{,}22 \text{ x } 10^{-6}/°\text{C} \qquad 7.9$$

Substituindo o novo valor do α_{medido} (Equação 7.9) e o comprimento da FBG igual a 15 mm na Equação 7.3, a variação do comprimento da rede foi igual a:

$$\Delta L_{FBG} = \alpha_{medido} \text{ x } L_{FBG} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = 29{,}22 \text{ x } 10^{-6} \text{x } 0{,}015 \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{FBG} = 4{,}38 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T \qquad 7.10$$

Ainda que o comprimento da FBG tenha caído em relação ao valor do primeiro ensaio, ele aumentou em uma taxa igual a $4{,}38 \text{ x } 10^{-7} \text{x } \Delta T$ ao invés de encolher $-1{,}42 \text{ x } 10^{-7} \text{ x } \Delta T$ conforme foi dimensionado.

7.1.3 Hipótese 3 – Variação do coeficiente de dilatação do PZT-4

Após testada e descartada a primeira hipótese e após validada a hipótese 2, com melhoria no deslizamento do parafuso 2 por dentro do 1, uma terceira hipótese para o aumento do comprimento da FBG deve ser considerada: o coeficiente de dilatação das cerâmicas PZT-4 é diferente do valor medido experimentalmente.

O valor do coeficiente de dilatação térmica das cerâmicas PZT-4 não foi fornecido pelo fabricante *Sparkler Ceramics* e foi medido segundo o procedimento descrito no tópico 4.2 do Capítulo 4. Caso o valor real de α_{PZT} seja maior do que o valor medido, justifica-se a variação positiva do comprimento da FBG colada entre os parafusos, pois todo conjunto estaria crescendo mais do que o esperado e os comprimentos dos parafusos 1 e 2 projetados anteriormente não estariam compensando esse crescimento.

A partir do resultado de ΔL_{FBG} encontrado no último experimento, apresentado na Equação 7.10, foi calculado qual a variação no comprimento da pilha de PZTs que estaria ocasionando um aumento no comprimento da FBG, remanejando a Equação 4.17 do Capítulo 4.

$$\Delta L_{PZT} = \Delta L_{FBG} + \Delta L_{P2} - \Delta L_{elet} - \Delta L_{PB} - \Delta L_{P1} \qquad 7.11$$

A variação do comprimento dos parafusos 1 e 2 pode ser obtida através das Equações 4.21 e 4.22, respectivamente, aplicando os valores dimensionados apresentados na Tabela 4.7. O resultado é apresentado na Equação 7.12 para o parafuso 1, e na Equação 7.13 para o parafuso 2.

$$\Delta L_{P1} = L_{P1} \text{ x } \alpha_{P1} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{P1} = 0{,}0764 \text{ x } 24{,}0 \text{ x } 10^{-6} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{P1} = 1{,}83 \text{x } 10^{-6} \text{ x } \Delta T \qquad 7.12$$

$$\Delta L_{P2} = L_{P2} \text{ x } \alpha_{P2} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{P2} = 0{,}1636 \text{ x } 17{,}0 \text{ x } 10^{-6} \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{P2} = 2{,}78 \text{ x } 10^{-6} \text{ x } \Delta T \qquad 7.13$$

Substituindo agora na Equação 7.11 os valores da variação do comprimento dos 11 eletrodos (Equação 4.19), do comprimento das placas bases (Equação 4.20), do comprimento do parafuso 1 (Equação 7.12), do comprimento do parafuso 2 (Equação 7.13) e a variação medida do comprimento da FBG (Equação 7.10), temos:

$$\Delta L_{PZT} = (4{,}38 \text{ x } 10^{-7} + 2{,}78 \text{ x } 10^{-6} - 3{,}74 \text{ x } 10^{-8} - 4{,}80 \text{ x } 10^{-7} - 1{,}83\text{x } 10^{-6}) \text{ x } \Delta T$$

$$\Delta L_{PZT} = 8{,}71 \text{ x } 10^{-7}\text{x } \Delta T \qquad 7.14$$

O resultado da Equação 7.14 é três vezes maior que o valor calculado na Equação 4.18 para um $\alpha_{PZT} = 3{,}6 \text{ x } 10^{-6}/℃$ medido experimentalmente.

Fazendo $\Delta L_{PZT} = 10 \text{ x } L_{PZT} \text{ x } \alpha_{PZT} \text{ x } \Delta T$ e substituindo esse termo na Equação 7.14 juntamente com o valor do comprimento das cerâmicas (8 mm), obtemos o suposto coeficiente de dilatação das cerâmicas PZT-4 (Equação 7.15).

$$10 \text{ x } L_{PZT} \text{ x } \alpha_{PZT} \text{ x } \Delta T = 8{,}71 \text{ x } 10^{-7}\text{x } \Delta T$$

$$\alpha_{PZT} = \frac{8{,}71 \text{ x } 10^{-7}}{10 \text{ x } L_{PZT}}$$

$$\alpha_{PZT} = \frac{8{,}71 \text{ x } 10^{-7}}{10 \text{ x } 8 \text{ x } 10^{-3}}$$

$$\alpha_{PZT} = 10{,}85 \text{ x } 10^{-6}/\text{ ℃} \qquad 7.15$$

O valor do coeficiente de dilatação do PZT-4 medido foi de $3{,}6 \text{ x } 10^{-6}/℃$. Apesar do valor suposto ser superior ao valor medido, essa hipótese é considerada a mais coerente até aqui. Os fabricantes de cerâmicas PZT não fornecem o valor desse coeficiente e poucos trabalhos na literatura apresentam o valor medido experimentalmente.

Em [5] foi considerado um coeficiente de dilatação para o PZT-4 igual a $6{,}4 \text{ x } 10^{-6}/℃$. No entanto, foram utilizadas cerâmicas do fabricante ATCP e no presente trabalho foram utilizadas cerâmicas do fabricante *Sparkler Ceramics*.

Com o valor real de α_{PZT} maior do que o valor medido, justifica-se que o conjunto formado pela pilha de 10 cerâmicas, eletrodos, placas base e parafuso 1 esteja crescendo mais do que o parafuso 2, acarretando numa variação positiva do comprimento da FBG colada entre os parafusos.

7.1.4 Novo dimensionamento dos parafusos 1 e 2

Os parafusos 1 e 2 foram confeccionados com comprimentos maiores que os dimensionados para que se tivesse folga no ajuste dos mesmos em caso de necessidade de redimensionamento das peças do TPO. O comprimento total do parafuso 1 é de 9 cm enquanto o do parafuso 2 é de 20 cm.

Um novo dimensionamento dos parafusos 1 e 2 foi feito, levando em conta coeficiente de dilatação do PZT-4 calculado em 7.15. Como os parafusos já estavam usinados em alumínio e cobre, foram mantidos esses materiais e resolvido o sistema de equações do tópico 4.3.3 do Capítulo 4 deixando como incógnita apenas o comprimento dos parafusos (L_{P1} e L_{P2}).

A Tabela 7.3 resume os novos valores dos comprimentos determinados, mantendo os materiais escolhidos para confecção dos parafusos.

Tabela 7.3 – Novos parâmetros dos parafusos 1 e 2.

Descrição	**Material**	**Coeficiente de dilatação térmica (α)**	**Comprimento**
Parafuso 1	Alumínio	$24{,}0 \times 10^{-6}/℃$	$-0{,}54$ cm
Parafuso 2	Cobre	$17{,}0 \times 10^{-6}/℃$	8,18 cm

Para um $\alpha_{PZT} = 10{,}85 \times 10^{-6}/℃$, o comprimento do parafusos 2 deve diminuir em relação ao comprimento projetado para $\alpha_{PZT} = 3{,}6 \times 10^{-6}/℃$. Todavia, não existe solução real para o comprimento do parafuso 1, isto é, não é possível compensar o sistema termicamente utilizando um parafuso externo e alumínio e um parafuso interno de cobre.

Outros materiais foram testados a fim de simular uma possível solução de parafusos que compense o sistema termicamente. Considerando α_{P1} e α_2 também como incógnitas, novas condições de contorno (diferentes das apresentas nas equações 4.30 e 4.31) devem ser levadas em conta na escolha dos materiais para garantir um L_{P1} e L_{P2} positivos. A Tabela 7.4 apresenta uma nova solução viável de parafusos 1 e 2.

Tabela 7.4 – Novos parâmetros dos parafusos 1 e 2 para uma solução real.

Descrição	**Material**	**Coeficiente de dilatação térmica (α)**	**Comprimento**
Parafuso 1	Invar	$1{,}2 \times 10^{-6}/℃$	4,38 cm
Parafuso 2	Aço 1020	$12{,}0 \times 10^{-6}/℃$	13,10 cm

Não foi possível testar essa nova solução, pois não houve tempo hábil para compra dos materiais e usinagem dos novos parafusos 1 e 2, agora de invar e aço 1020. Fica como proposta de trabalho futuro, a confecção desses parafusos já dimensionados para validar o sistema de compensação de temperatura proposto.

7.2 Influência da temperatura na medida de tensão

7.2.1 Nova sensibilidade da FBG

Como não foi possível compensar termicamente as variações de temperatura, uma nova sensibilidade da FBG foi calculada, levando em conta a variação do comprimento de onda de Bragg, não só com a tensão de entrada aplicada ao TP óptico, como também com a variação de temperatura.

A variação do comprimento de onda de Bragg em função da tensão de entrada respeita a Equação 4.49, desenvolvida no Capítulo 4. Devemos somar a ela as variações provocadas pela variação da temperatura, conforme mostrado na Equação 7.16.

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1-\rho_e)(\varepsilon_{FBG-1} + \varepsilon_{FBG-2}) + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T \qquad 7.16$$

na qual ε_{FBG-1} é a deformação sofrida pela FBG devido a tensão de entrada e ε_{FBG-2} é a deformação sofrida pela FBG devido à expansão térmica dos materiais do TPO, isto é, devido ao coeficiente de dilatação do conjunto dado na Equação 7.9.

$$\varepsilon_{FBG-1} = \frac{\Delta L_{PZT}}{L_{FBG}}$$

$$\varepsilon_{FBG-1} = \frac{n\, d_{33}\Delta V_{in}}{L_{FBG}} \qquad 7.17$$

$$\varepsilon_{FBG-2} = \alpha_{Medido}\, \Delta T \qquad 7.18$$

Substituindo as Equações 7.17 e 7.18 na Equação 7.16, obtemos:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1-\rho_e)\frac{n\, d_{33}\Delta V_{in}}{L_{FBG}} + (1-\rho_e)\,\alpha_{Medido}\,\Delta T + (\eta + \alpha_{FBG})\Delta T \qquad 7.19$$

Por fim, substituindo na Equação 7.19 os coeficientes conhecidos da FBG (ρ_e, η e α_{FBG}), o comprimento da rede (L_{FBG}), do número de elemento na pilha (n = 10) e o valor da constante de carga piezoelétrica (d_{33}), temos a variação do comprimento de onda em função da tensão de entrada e da temperatura (Equação 7.20).

$$\Delta\lambda_B = 0{,}24 \text{ x } 10^{-12}\ \Delta V_{in} + 44{,}50 \text{ x } 10^{-12}\Delta T \qquad 7.20$$

O comprimento de onda de Bragg irá váriar 240 pm/kV acrescido de uma parcela contínua de 44,5 pm/ºC. Para uma tensão de entrada igual a 4 kV_{RMS}, a variação no comprimento de onda de Bragg será igual a:

$$\Delta\lambda_B = \pm 1{,}36 \text{ x } 10^{-9} + 44{,}50 \text{ x } 10^{-12}\ \Delta T \qquad 7.21$$

O comprimento de onda de Bragg irá variar ±1,36 nm devido a tensão de entrada, exatamente como calculado no Capítulo 4. A diferença aqui é que essa variação será somada a uma parcela de 44,5 pm/ºC equivalente a variação de temperatura. Ou seja, o mesmo sem nenhuma tensão de entrada, λ_B não estará mais fixo em 1535,72 nm, ele se movimentará conforme a temperatura aumenta.

Nessa situação, a tensão de saída visualizada no osciloscópio depende da tensão de entrada aplicada aos terminas da pilha de cerâmicas e da variação da temperatura em que o TPO está submetido.

7.2.2 Nova sintonia do filtro Fabry-Perot

Quando a FBG se deslocar devido às variações de temperatura, o filtro Fabry-Perot irá sair do seu ponto de sintonia, mostrado no tópico 6.6.5 do Capítulo 6. Para encontrar qual foi a variação de potência óptica em função do comprimento de onda entregue ao fotodetector (constante k), foi simulada a convolução entre o FFP-TF e a FBG variando 1,36 nm em torno do seu valor original.

Agora a FBG irá crescer 44,5 pm/ºC devido ao aumento da temperatura e ainda variar ±1,36 nm devido a tensão de entrada. Nessa situação, o valor da constante k não será igual a $4{,}3 \text{ x } 10^{-8}\ \mathrm{W/nm}$, influenciando diretamente na tensão de saída do fotodetector amplificador.

Supondo um aumento de temperatura no TPO de 10 ºC, mesmo sem nenhuma tensão de entrada, λ_B passará de 1535,12 nm para 1536,16 nm, pois a variação no comprimento de onda de Bragg será igual a:

$$\Delta\lambda_B = 44{,}50 \text{ x } 10^{-12} \text{ x } 10$$

$$\Delta\lambda_B = 445 \text{ pm} \qquad 7.22$$

A potência óptica refletida pela FBG também não será a mesma, devido às variações na potência da fonte de banda larga. Aplicando a Equação 6.7 tem-se qual será a variação da potência da FBG em relação a potência na posição original (301,4 nW):

$$\Delta P_{FBG+} = R_{FBG} \text{ x } \Delta P_{ASE}$$

$$\Delta P_{FBG+} = 0{,}1128 \text{ x } \left(-1{,}47 \text{ x } 10^{-6} \frac{W}{nm} \Delta\lambda_B\right)$$

$$\Delta P_{FBG+} = 0{,}1128 \text{ x} \left(-1{,}41 \text{ x } 10^{-6} \frac{W}{nm} \text{x } 0{,}445 \text{ nm}\right)$$

$$\Delta P_{FBG+} = -70{,}7 \text{ nW} \qquad 7.23$$

Nessa nova situação de potência máxima igual a 230,7 nW, teremos outro ponto de sintonia entre a FBG e o filtro Fabry-Perot. A Figura 7.5 mostra o espectro refletido da FBG nessa nova posição e a refletância do filtro mantido na posição original.

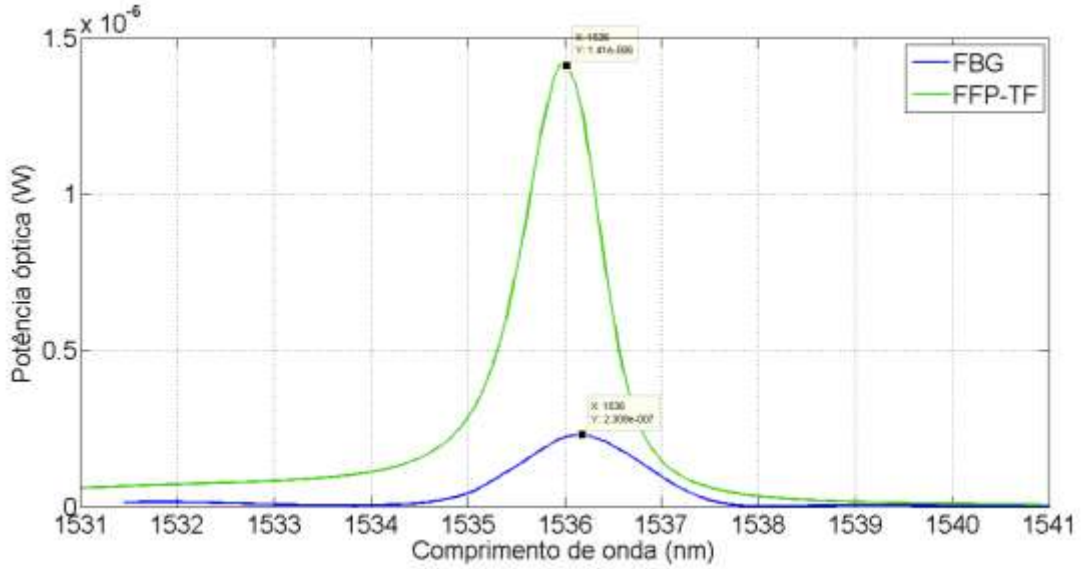


Figura 7.5 – Espectros da refletância da FBG na nova posição e da transmitância do FFP-TF.

Quando aplicarmos uma tensão de entrada de 4 kV_{RMS}, o comprimento de onda de Bragg irá variar ±1,6 nm em relação a sua nova posição (1536,16 nm), o que significa uma variação de +1,8 nm no sentido positivo e -0,91 nm no sentindo negativo em relação a sua posição original de 1535,12 nm, conforme mostram as Equações 7.24 e 7.25.

$$\Delta\lambda_{B+} = 1{,}36 \text{ x } 10^{-9} + 44{,}50 \text{ x } 10^{-12} \text{ x } 10$$

$$\Delta\lambda_B = 1{,}80 \text{ nm} \qquad 7.24$$

$$\Delta\lambda_{B+} = -1{,}36 \text{ x } 10^{-9} + 44{,}50 \text{ x } 10^{-12} \text{ x } 10$$

$$\Delta\lambda_B = -0{,}91 \text{ nm} \qquad 7.25$$

Foi simulada a convolução entre a FBG centrada nas posições 1536,16 nm, 1535,72 +1,8 nm = 1537,55 nm e 1535,72-0,91 = 1534,81 nm, com o filtro Fabry-Perot posicionado em 1535,98 nm. A Figura 7.6 mostra a simulação do sinal refletido pela

FBG nessas posições em conjunto com a transmitância do filtro, enquanto a Figura 7.7 mostra a convolução entre esses dois sinais.

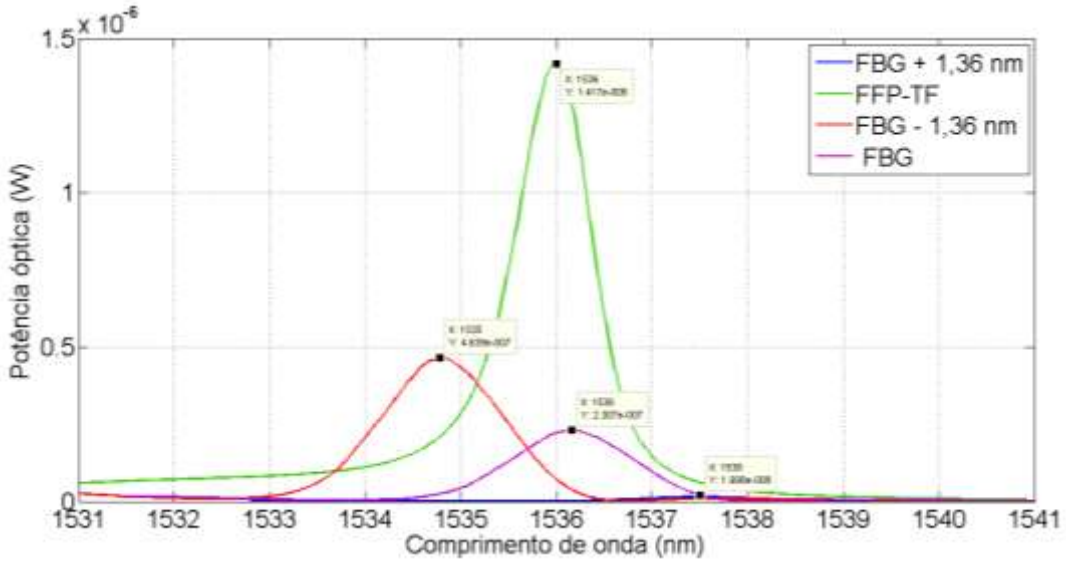


Figura 7.6 – Espectros da refletância da FBG para λ_{Bnovo}, λ_{Bnovo} ±1,36 nm e da transmitância do FFP-TF.

Podemos observar que o espectro refletido pela FBG em 1537,55 nm tem potência óptica bastante reduzida (19 nW) e em 1534,81 nm possui potência maior (464 nW). Mais uma vez, isso se deve às variações da potência óptica da fonte ASE. Aqui também aplicou-se a Equação 6.7 para estimar qual foi a variação da potência da FBG nessas posições.

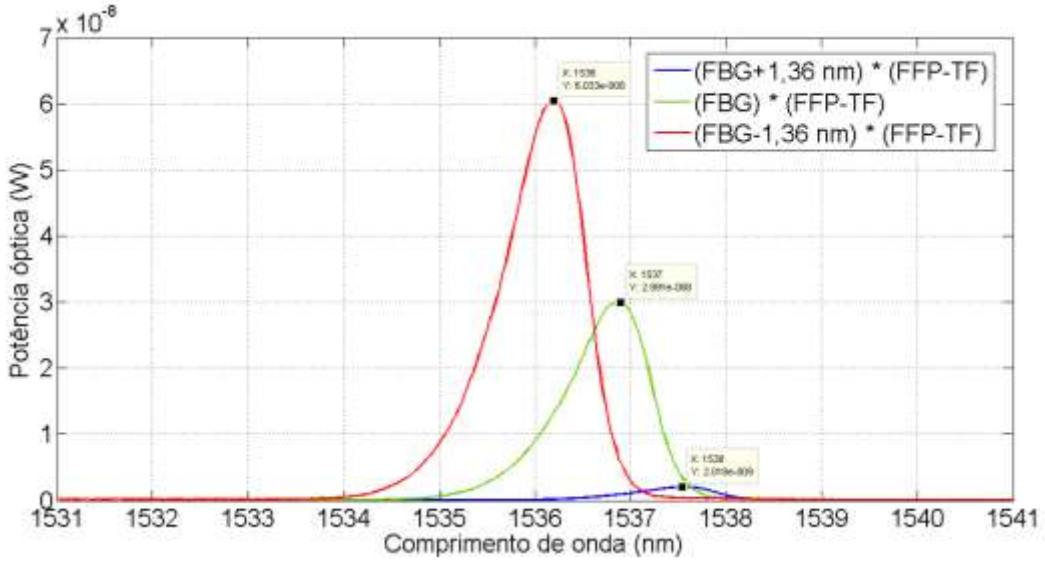


Figura 7.7 – Espectro da interseção entre o sinal refletido pela FBG em λ_{Bnovo}, λ_{Bnovo} ±1,36 nm e a transmitância do filtro Fabry-Perot.

Quando a FBG expandir, a potência óptica da interseção entre o sinal refletido por ela e o FFP-TF irá reduzir numa taxa igual a $4{,}1 \times 10^{-8}$ W/nm. Por outro lado, quando a FBG comprimir, a potência óptica da interseção irá aumentar $4{,}5 \times 10^{-8}$ W/nm.

Nesse caso, a constante k começa a deixar de ser simétrica, pois além da variação de ±1,36 nm, a FBG se desloca 44,5 pm/ºC para frente, equivalente a 0,445 nm para $\Delta T = 10℃$. Para ambas a situações, o valor de k é diferente do valor encontrado quando a FBG variava apenas em função da tensão de entrada do TPO ($k = 4{,}3 \times 10^{-8}$ W/nm).

É fácil ver que conforme a temperatura aumenta, o espectro refletido da FBG se desloca para direita e o resultado da convolução pode resultar em uma constante k tão pequena que não seja possível amplificar o sinal que chega no fotodetector mesmo ajustado em seu ganho máximo.

Ainda, o valor de k fica cada vez mais assimétrico, podendo chegar a zero, caso a FBG saia totalmente da faixa de sintonia do filtro e não exista mais interseção entre eles. Para essas situações é necessário reposicionar o filtro Fabry-Perot de forma a garantir um novo ponto de interseção.

Uma constante k assimétrica, provoca uma assimetria na tensão de saída, deixando a tensão visualizada na saída do fotodetector distorcida. Durante os ensaios realizados, essa distorção pode ser percebida, como será mostrado nos tópicos adiante.

7.3 Transformador de potencial óptico em 4 kV_{RMS}

Foi montado um experimento para validar a relação de transformação do TP óptico. O conjunto foi acomodado em um recipiente feito de material isolante e foi submerso em óleo mineral isolante do tipo A.

A tensão aplicada sobre os terminais da pilha de cerâmicas foi monitorada através de multímetro digital do fabricante Fluke, modelo 106, ligado em uma ponta de prova de alta tensão 1:1000. Esse multímetro possui impedância de entrada maior que 10 MΩ, ideal para trabalhar com a ponta de alta tensão, que possui impedância de saída de 1,1 MΩ.

O arranjo experimental ficou localizado na sala de alta tensão do LIF, equipada com todo esquema de aterramento e proteção necessário para operar tensões de até 23 kV. A Figura 7.8 mostra uma fotografia do experimento realizado.

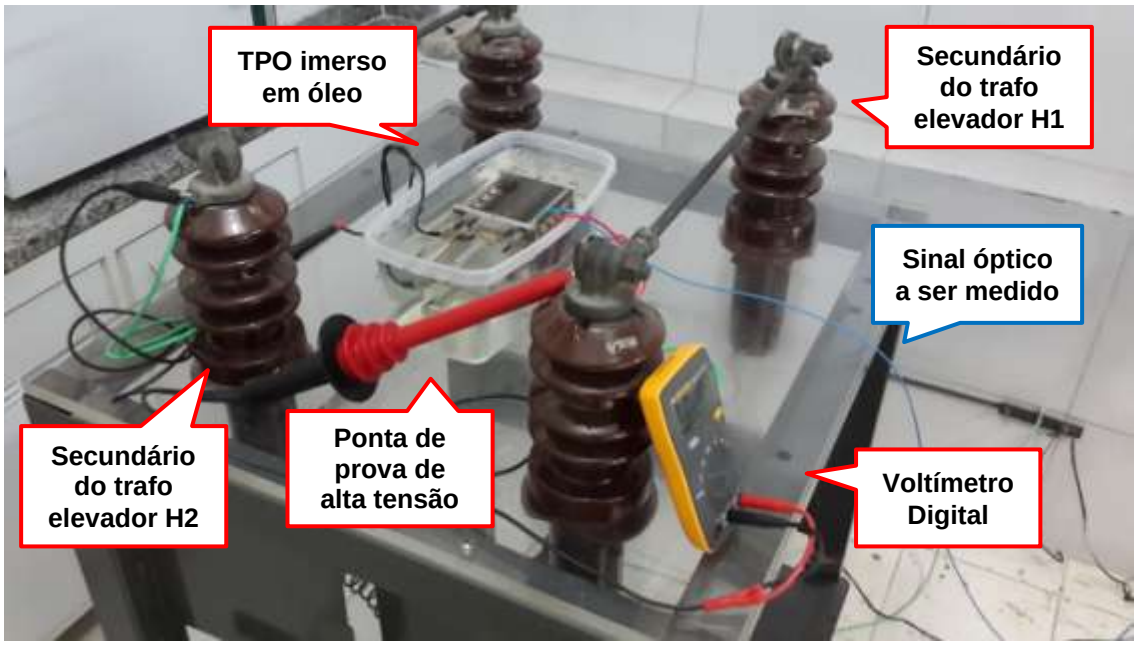


Figura 7.8 – Ensaio de alta tensão em 4 kV_{RMS}.

O sinal óptico é estendido para fora da sala de alta tensão e é demodulado através do *set-up* apresentado na Figura 7.9.

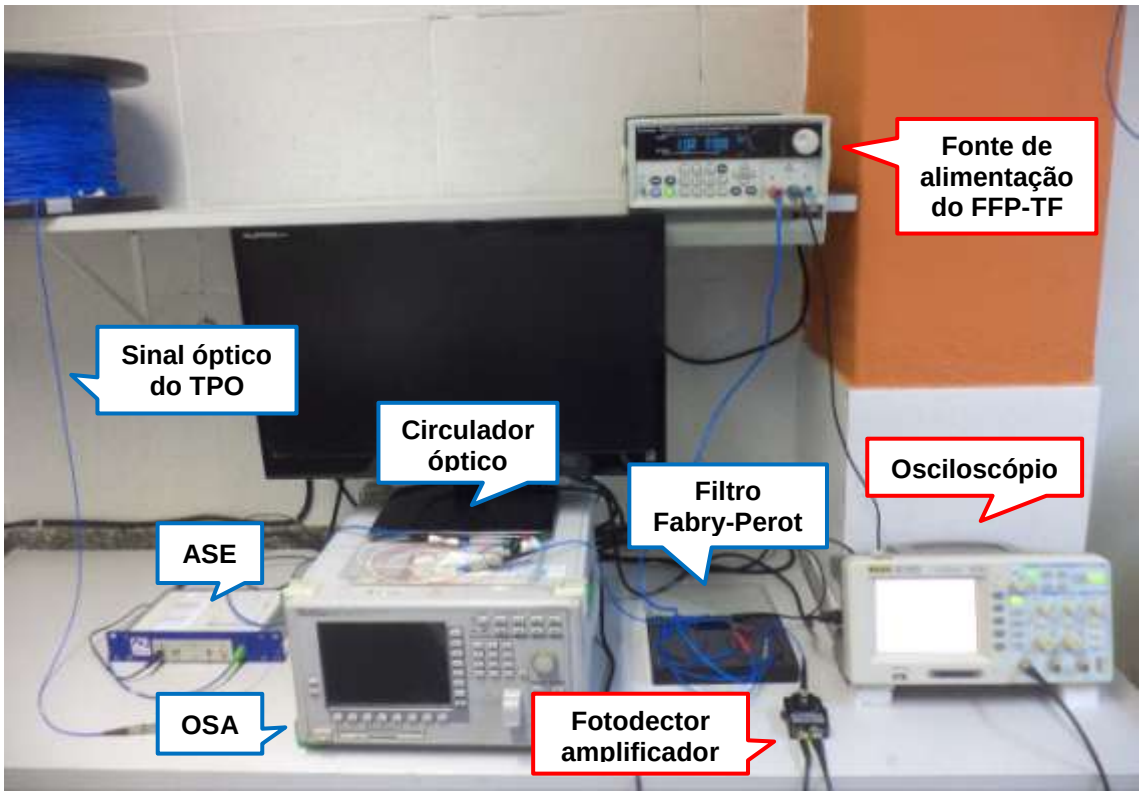


Figura 7.9 – Arranjo experimental para demodulação de λ_B.

Na porta 1 do circulador incide uma fonte de banda larga (ASE), esse sinal é direcionado à FBG pela porta 2. O sinal óptico refletido pela rede retorna pela porta 2 e é direcionado ao filtro Fabry-Perot através da porta 3. O espectro da interseção da FBG

com o filtro é direcionado ao fotodetector amplificador, que converte o sinal óptico em elétrico e amplifica-o de forma a ser visualizado em um osciloscópio, ligado em sua saída.

Na Figura 7.9, encontra-se também um analisador de espectro óptico, que não foi utilizado nesse esquema de demodulação. Ele está posicionado junto com o arranjo experimental, pois foi utilizado anteriormente para visualizar em qual comprimento de onda se encontra o ponto de interseção entre o sinal refletido pela FBG e o espectro do filtro, seguindo o *set-up* mostrado na Figura 6.25 do Capítulo 6.

A Tabela 7.5 mostra os valores da tensão de saída medida pelo osciloscópio em RMS para uma tensão de entrada de 0,5 kV_{RMS} a 4 kV_{RMS}, aplicada em intervalos de 0,5 $kV_{RMS.}$ O sinal visualizado no osciloscópio é 10x o valor medido na saída do fotodetector, pois foi utilizada uma ponteira 10x para amplificar o sinal.

Tabela 7.5 – Tensão de saída do TPO em função da tensão de entrada.

Tensão de entrada (kV_{RMS})	**Tensão de saída vista no osciloscópio (mV_{RMS})**	**Tensão de saída real (mV_{RMS})**
0,52	146	14,6
1,04	228	22,8
1,55	292	29,2
2,00	344	34,4
2,52	415	41,5
3,06	511	51,1
3,52	587	58,7
4,00	709	70,9

A Figura 7.10 mostra o gráfico para os pontos da Tabela 7.5, considerando a tensão de saída real.

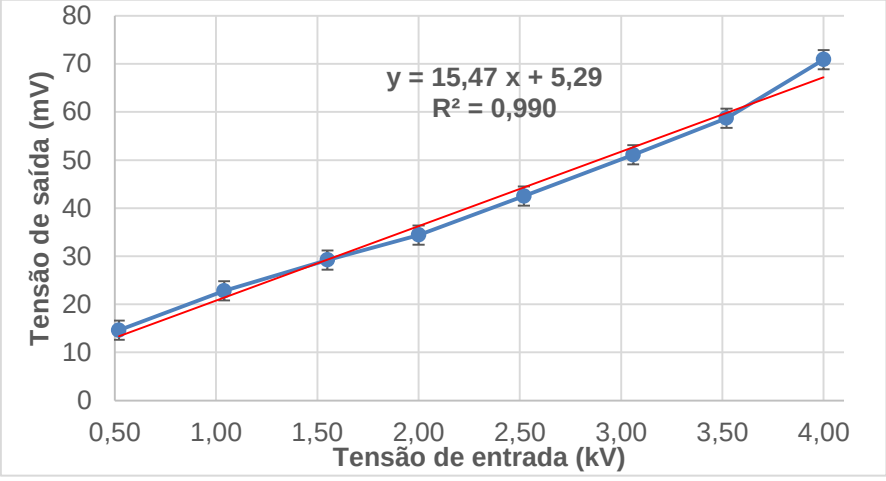


Figura 7.10 – Tensão de saída X Tensão de entrada.

Podemos observar que a tensão na saída do fotodetector cresceu linearmente (R^2 =0,990) com a tensão de entrada aplicada aos terminais do transformador de potencial óptico desenvolvido, com uma taxa de variação igual a:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = 15{,}47 \text{ mV/kV} \qquad 7.26$$

Esse valor é um pouco menor do que o valor teórico calculado no tópico 4.4.3 do Capítulo 4, igual a 27mV/kV (Equação 4.61). Essa discrepância pode ser atribuída ao ruído de medição, uma vez que o sinal medido pelo osciloscópio está na ordem de mV. Somente o fotodetector PDA10CS injeta um ruído de 1,5 mV_{RMS} quando seu ganho está ajustado para 70 dB (equivalente a $4{,}75 \text{ x } 10^6$ V/A) [77].

Tomando como base a tensão de entrada de 4,08 kV_{RMS}, a relação de transformação experimental do TPO é igual a:

$$\text{RTP} = \frac{4000}{0{,}0709}$$

$$\text{RTP} = 56417 \qquad 7.27$$

Uma RTP de 56417:1 significa que aproximadamente 56,4 kV na entrada do TPO implica em 1V na saída.

A Figura 7.11 mostra as tensões de saída visualizadas no osciloscópio para as tensões de entrada da Tabela 7.5 (0,5 kV_{RMS} a 4 kV_{RMS}).

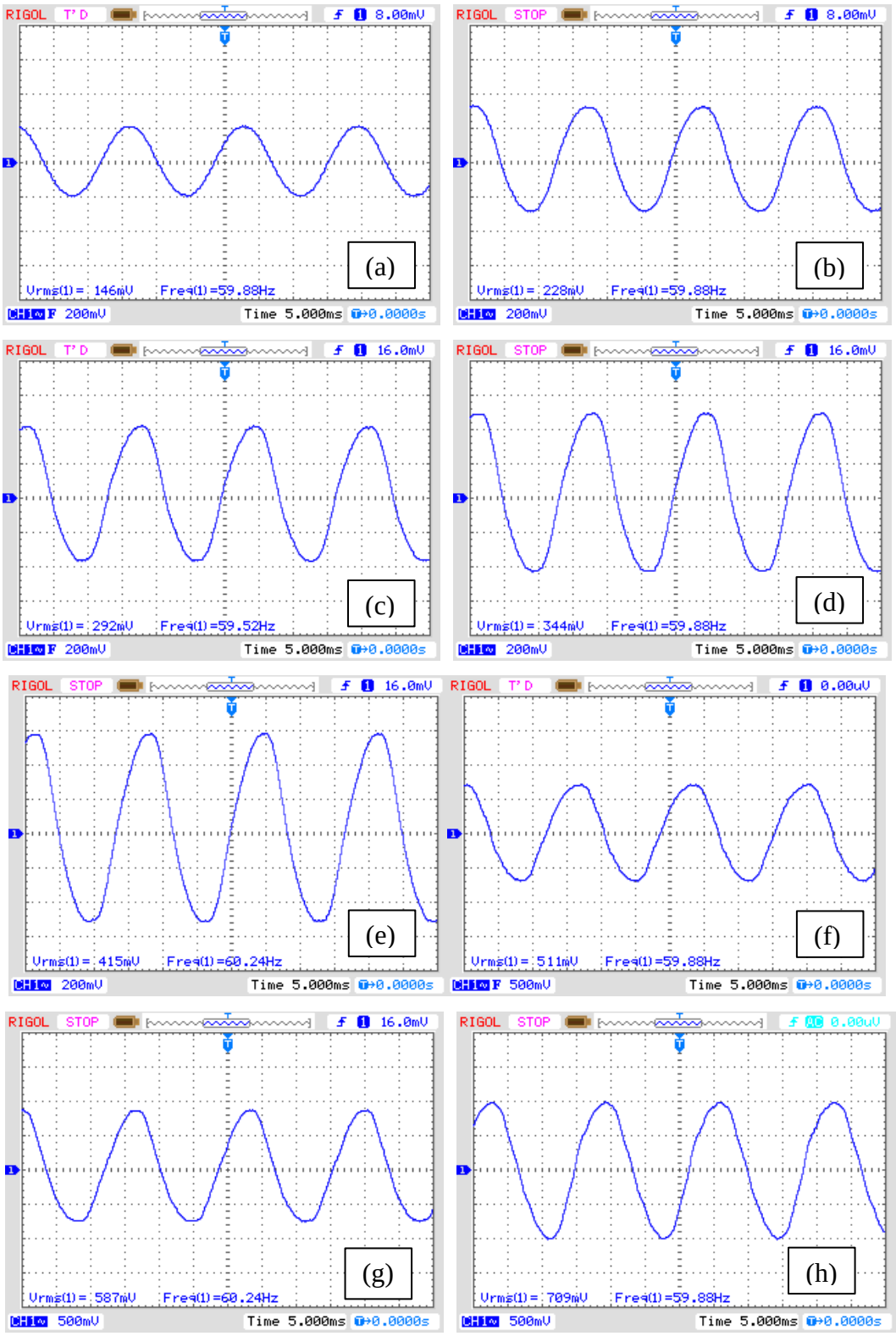


Figura 7.11 – Tensão de saída medida no osciloscópio para uma tensão de entrada igual a (a) 0,52 kV_{RMS}, (b) 1,04 kV_{RMS} , (c) 1,55 kV_{RMS}, (d) 2,00 kV_{RMS}, (e) 2,52 kV_{RMS}, (f) 3,06 kV_{RMS}, (g) 3,52 kV_{RMS} e (h) 4,08 kV_{RMS}.

7.4 Transformador de potencial óptico com divisor capacitivo em 13,8 kV

Foi montado o experimento equivalente ao diagrama da Figura 6.30, do Capítulo 6. Esse ensaio tem como objetivo validar o uso do divisor capacitivo de potencial, composto por uma pilha de capacitores ligados em série para formar a capacitância C_1 e a própria pilha de cerâmicas PZT-4 para formar a capacitância C_2.

O uso do divisor capacitivo deve proporcionar a medição de 13,8 kV_{RMS} pelo transformador de potencial óptico baseado em FBG e cerâmicas piezoelétricas desenvolvido nessa dissertação.

A Figura 7.12 mostra uma fotografia do experimento montado em laboratório.

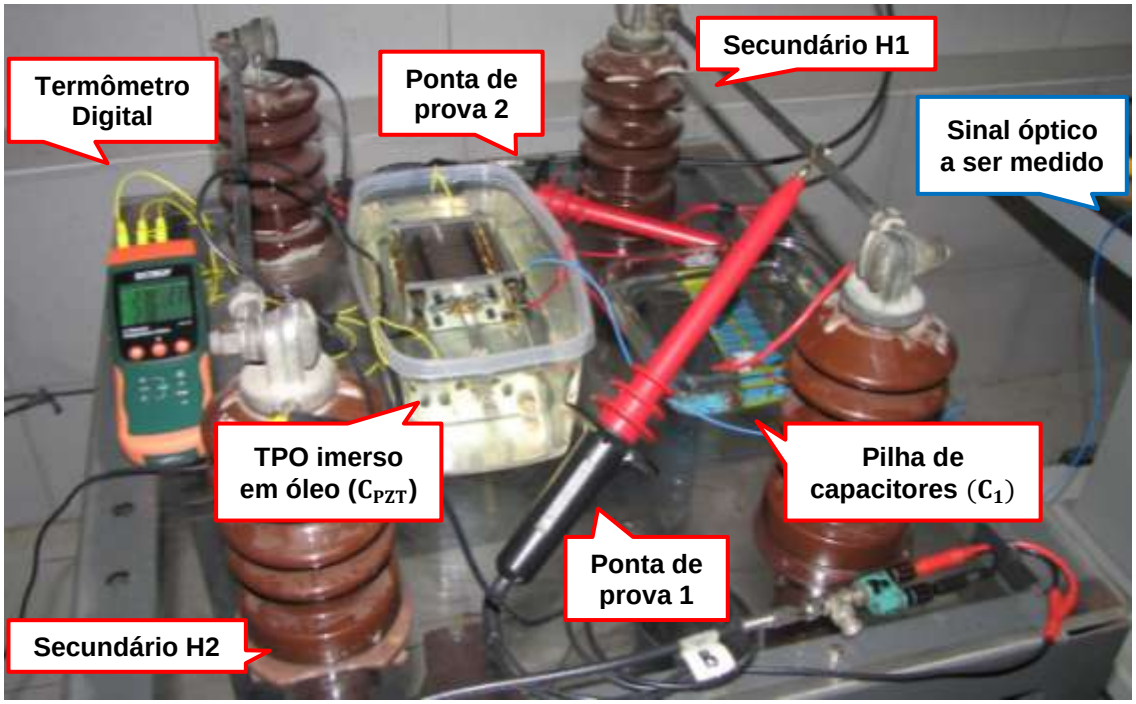


Figura 7.12 – Ensaio de alta tensão em 13,8 kV_{RMS}.

A tensão de entrada, proveniente de um transformador elevador alimentado por um Variac, alimenta o circuito formado por C_1 e C_{PZT}. O sinal chega pelo terminal H1 do transformador, que está ligado à pilha de capacitores C_1. Esses capacitores, por sua vez, estão conectados em série com a pilha de cerâmicas PZT (C_{PZT}), onde está colada a rede de Bragg, formando o TP óptico. Fechando o loop do circuito, o terminal negativo do TPO está conectado no secundário H2 do transformador.

Duas pontas de prova de alta tensão 1:1000 foram utilizadas nesse arranjo experimental. A ponta de prova 1 mede a tensão de entrada do circuito, que deve ser

igual a 13,8 kV_{RMS} entre fases. Já a ponta de prova 2 mede a tensão em C_{PZT}, isto é, tensão de entrada do transformador de potencial óptico.

O arranjo óptico para demodulação do comprimento de onda de Bragg é o mesmo apresentado na Figura 7.9. Foram utilizados uma fonte de banda larga, um circulador óptico, um filtro Fabry-Perot (mantido no mesmo ponto de sintonia anterior) e um fotodetector amplificador.

7.4.1 Validação da relação do divisor capacitivo de potencial

Segundo a relação de transformação do divisor, a tensão na pilha de cerâmicas deve ser metade da tensão fase-terra (7,97 kV_{RMS}) que chega ao circuito. Incialmente, o sinal de entrada foi medido pelo multímetro digital do fabricante *Fluke*, que tem impedância de entrada de 10 MΩ e foi feito para trabalhar com a ponta de prova de alta tensão 1:1000, para certificar o correto valor da tensão de entrada aplicada.

Após ajustada V_{in} para 7,97 $kV_{RMS,}$ os sinais das pontas de prova foram estendidos para fora da sala de alta tensão e foram conectados ao mesmo osciloscópio digital para validar a relação de divisão do DCP. O sinal da tensão de entrada foi conectado ao canal 1 enquanto o sinal da tensão em C_{PZT} foi conectado ao canal 2.

O osciloscópio DS1102CA, do fabricante RIGOL, possui uma impedância de entrada de 1 MΩ, provocando uma queda de tensão no sinal proveniente das ponteiras de alta tensão, uma vez que a impedância de saída das mesmas é de aproximadamente 1,1 MΩ. A tensão vista pelo osciloscópio pode ser obtida a partir da Equação 7.28.

$$V_{osc} = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} V_{in} \qquad 7.28$$

na qual

Z_{in}: impedância de entrada do osciloscópio;

Z_{out}: impedância de saída da ponteira conectado ao osciloscópio.

Substituindo os valores conhecidos de Z_{in} e Z_{out} na Equação 7.28, a tensão vista no osciloscópio quando aplicada $V_{in} = 7{,}97\ kV_{RMS}$ será igual a:

$$V_{osc} = \frac{1 \text{ x } 10^6}{(1 + 1{,}1) \text{ x } 10^6}\ 7{,}97 \text{ x } 10^3$$

$$V_{osc} = 3{,}8\ kV_{RMS} \qquad 7.29$$

A Figura 7.13 mostra a tensão de entrada do divisor capacitivo (CH1) e a tensão de entrada do TPO (CH2), isto é, a tensão sobre pilha de cerâmicas PZT. Ambas foram

medidas pelas pontas de prova de alta tensão e visualizadas no osciloscópio do fabricante RIGOL.

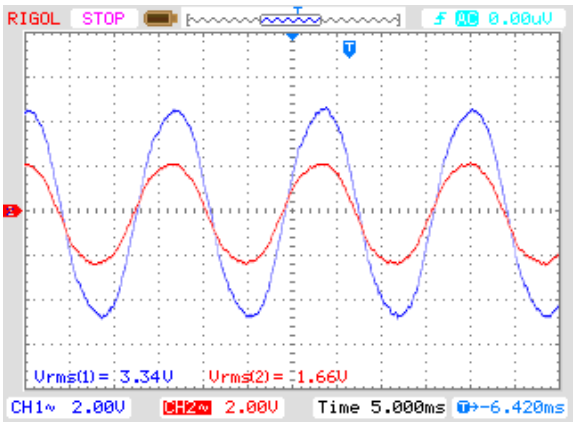


Figura 7.13 – Tensão de entrada do divisor capacitivo (CH1) e tensão de entrada do TPO (CH2) medidas pelas pontas de prova de alta tensão.

A diferença entre a tensão de entrada vista no osciloscópio (3,41 V_{RMS}) e a tensão esperada da Equação 7.29 se deve às variações da impedância de saída da ponteira e da impedância de entrada do osciloscópio, que são valores aproximados.

A relação de divisão do DCP é igual a:

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = \frac{1,66}{3,34}$$

$$\frac{E_{PZT}}{E_{FT}} = 0,497 \qquad 7.30$$

Esse valor é coerente com o valor calculado no Capítulo 6 (Equação

6.1) e mostra que os capacitores que compõem C_1 e a pilha de cerâmicas que foram C_{PZT} estão dividindo a tensão de entrada pela metade corretamente, conforme foram projetados.

Segundo essa relação, a tensão sobre a pilha de cerâmicas PZT, que é a tensão de entrada do TPO, é igual a:

$$E_{PZT} = 7,97\ kV_{RMS}\ x\ 0,497$$

$$E_{PZT} = 3,96\ kV_{RMS} \qquad 7.31$$

7.4.2 Medida de 13,8 kV pelo TPO

Após validada a relação de divisão do DCP, os sinais das pontas de prova foram estendidos para fora da sala de alta tensão através de dois cabos coaxiais e foram

conectados em dois osciloscópios digitais, conforme foi mostrado na Figura 6.19 do Capítulo 6.

O sinal da ponta de prova 1, que mede a tensão de entrada do circuito, foi ligado em um dos osciloscópios, enquanto o sinal da ponta de prova 2, que mede a tensão em C_{PZT}, foi conectado a um segundo osciloscópio. Esse último recebe em seu canal 1 o sinal do fotodetector amplificador, proveniente do *set-up* óptico de demodulação de λ_B, para efeito de comparação com o sinal medido pela ponta de prova ligada ao canal 2.

Os dois osciloscópios utilizados são do modelo DS1102CA, do fabricante RIGOL. Desse modo, a tensão proveniente da ponta de prova tem a mesma queda de tensão apresentada anteriormente. A Figura 7.14 mostra a tensão na pilha de cerâmicas, medida pelo TPO e pela ponta de prova, visualizadas no osciloscópio.

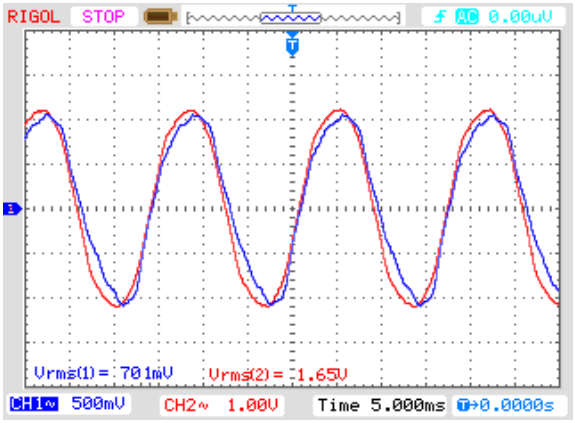


Figura 7.14 – Tensão de saída do TPO (CH1) e tensão de entrada, medida pela ponta de prova de alta tensão (CH2).

É possível observar uma pequena distorção na crista e no vale do sinal de saída do TPO, mas essa distorção também é observada no sinal de entrada medido pela ponta de prova de alta tensão, o que nos leva a crer que ela é proveniente do próprio esquema de alimentação do circuito.

Em [26] foi utilizado o mesmo esquema de alimentação desse trabalho: sinal da rede do LIF chegando a um Variac que alimenta o transformador elevador que fica na sala de alta tensão do laboratório. Pode-se observar a mesma distorção no sinal proveniente do transformador elevador, mais um indício de que essa distorção é oriunda desse arranjo.

Uma forma de provar isso é analisar a distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) a e a amplitude das harmônicas dos dois sinais e compará-los.

7.4.3 Análise da qualidade do sinal medido

Os dados da Figura 7.14 foram importados para o MATLAB, a fim de analisa-los matematicamente e compará-los. Foram avaliados os seguintes parâmetros:

- Amplitude das harmônicas,
- Distorção harmônica total,
- Erro de relação do TPO,
- Deslocamento de fase do TPO e
- Classe de exatidão do TPO.

a) Amplitude das harmônicas e distorção harmônica total

As tensões ou correntes harmônicas podem ser definidas como um sinal senoidal cuja frequência é múltiplo inteiro da frequência fundamental do sinal. Elas podem ser classificadas quanto à sua ordem e frequência. A harmônica de ordem 1 representa a frequência fundamental, que no caso do sinal de tensão medido aqui é igual a 60 Hz.

As harmônicas podem ser classificadas como ímpares e pares, na qual as ímpares são de origem de corrente alternada e as pares de corrente contínua. Geralmente as ímpares são causadas pelas variações da rede de alimentação, como consequência da circulação de correntes distorcidas devido à instalação e cargas não-lineares. Já as pares aparecem no caso de assimetrias devido à presença de componente contínua.

A distorção harmônica total é definida com intuito de medir o quanto da tensão ou corrente é afetada pelas componentes harmônicas em um determinado ponto.

A amplitude das harmônicas pode ser calculada através da transformada rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*). Já o valor da distorção harmônica total é calculado através da Equação 7.32.

$$\mathrm{THD}\ (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}}{V_1} \qquad 7.32$$

na qual

V_i: tensão eficaz (RMS) da harmônica de ordem i;

V_1: tensão eficaz (RMS) harmônica de ordem 1 (frequência fundamental).

Pela equação vemos que quanto maior o conteúdo das harmônicas, maior será a distorção harmônica total. O THD é um importante parâmetro para avaliar a qualidade da energia do sinal medido, pois quando menor seu valor, menos distorcido é o sinal em relação a sua fundamental.

Segundo a IEC 61869-103 (Uso de transformadores de instrumentação para medidas de qualidade de energia), a medidas das harmônicas é feita em 10 ciclos. São exigidas medições de até a 50ª harmônica (2,5 kHz para fundamental igual a 50Hz e 3,0 kHz para fundamental igual a 60 Hz). A resposta em frequência, magnitude e fase dos transformadores de instrumentação impactam diretamente a precisão na medição de harmônicas [56].

A Figura 7.15 mostra o diagrama de blocos do Simulink/MATLAB utilizado para obter a amplitude das harmônicas e o valor da distorção harmônica total, tanto do sinal de entrada do TPO quanto do sinal de saída.

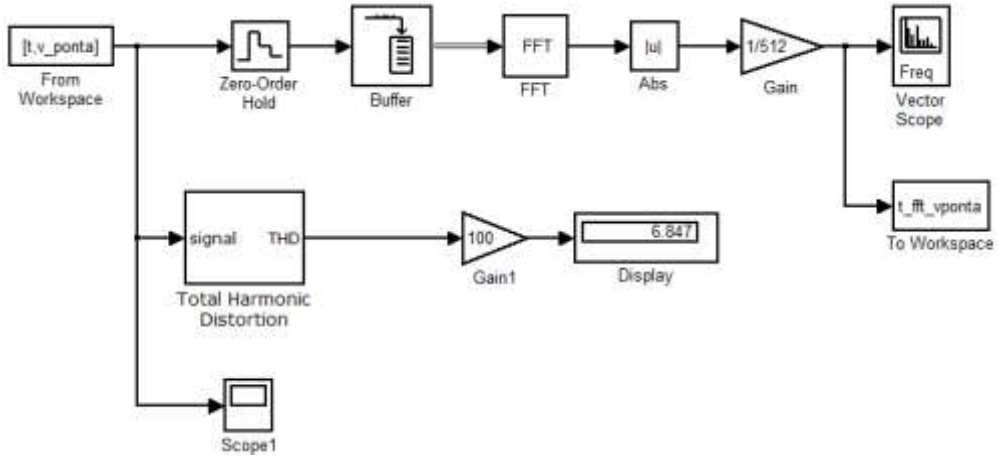


Figura 7.15 – Diagrama de blocos do Simulink para análise da FFT e do THD.

A Figura 7.16 mostra o gráfico da amplitude das harmônicas da tensão de entrada do TPO, medida pela ponta de prova de alta tensão, em RMS.

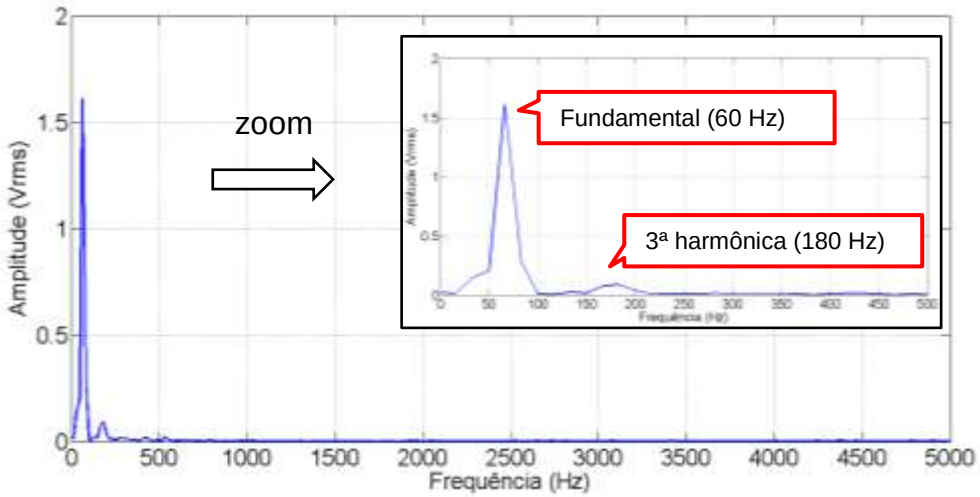


Figura 7.16 – FFT da tensão tensão de entrada do TPO medida pela ponta de prova de alta tensão.

A Tabela 7.6 mostra os resultados obtidos a partir do gráfico da Figura 7.16.

Tabela 7.6 – Análise das harmônicas e THD da tensão de entrada do TPO medida pela ponta de prova de alta tensão.

Descrição	Frequência	Amplitude	Percentual da fundamental
Sinal original	60 Hz	1,65 V_{RMS}	-
1ª harmônica (fundamental)	60 Hz	1,62 V_{RMS}	-
3ª harmônica	180 Hz	0,092 V_{RMS}	5,68 %
5ª harmônica	300 Hz	0,011 V_{RMS}	0,68 %
Distorção harmônica total (THD)			**6,85 %**

Podemos observar que a tensão de entrada medida pela ponta de prova de alta tensão e estendida através de um cabo coaxial para fora da sala de alta tensão, já chega ao circuito com uma distorção harmônica total de 6,58 %. Esse sinal apresenta uma harmônica de 3ª ordem de 5,68% e uma harmônica de 5ª ordem de 0,68%.

O sinal medido, foi comparado com a tensão de saída do transformador de potencial óptico. A Figura 7.17 mostra o gráfico da amplitude das harmônicas da tensão de saída do TPO, em RMS.

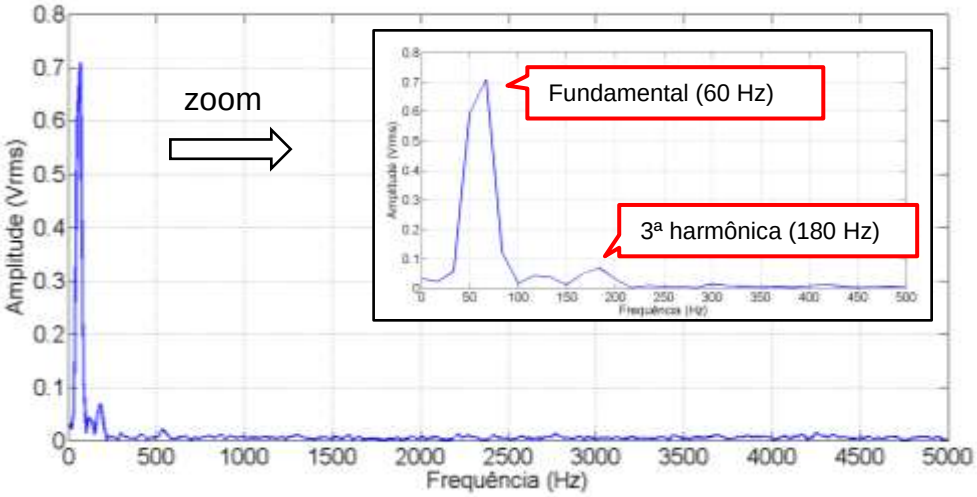


Figura 7.17 – FFT da tensão de saída do TPO.

A Tabela 7.7 mostra os resultados obtidos a partir do gráfico da Figura 7.17.

Tabela 7.7 – Análise das harmônicas e THD da tensão de saída do TPO.

Descrição	Frequência	Amplitude	Percentual da fundamental
Sinal original	60 Hz	709 mV_{RMS}	-
1° harmônica (fundamental)	60 Hz	708 mV_{RMS}	-
2° harmônica	120 Hz	30,4 mV_{RMS}	4,28 %
3° harmônica	180 Hz	54,0 mV_{RMS}	7,62 %
5° harmônica	300 Hz	4,43 mV_{RMS}	0,63 %
Distorção harmônica total (THD)			**13,56 %**

A tensão de saída do transformador de potencial óptico apresentou uma distorção harmônica total de 13,56%. A amplitude da 3ª harmônica foi 7,62%, enquanto a amplitude da 5ª harmônica foi de 0,63 %. Esses valores são coerentes com os valores das harmônicas apresentados na Tabela 7.6.

Esse resultado prova que, de fato, a distorção nas cristas e vales do sinal apresentado na Figura 7.14 é oriunda do circuito de alimentação, uma vez que as mesmas harmônicas apareceram na tensão de entrada medida pela ponta de prova de alta tensão e na tensão de saída do TPO.

O THD da tensão de saída do TPO foi maior pois apareceu uma harmônica de ordem 2 de amplitude igual a 4,28%. Como dito anteriormente, harmônicas pares tendem a aparecer quando há assimetrias no sinal medido devido à presença de componente contínua.

De fato, o sinal de saída do TP óptico apresentado na Figura 7.14 não está perfeitamente simétrico. A tensão de saída variou entre +1,00 V_{pico} e -1,02 V_{pico}, ou seja, 20mV de diferença.

Essa assimetria pode ser devido a variação da temperatura do TPO, o que acaba por mudar o ponto de sintonia do filtro Fabry-Perot, alterando o valor da constante k e prejudicando a demodulação das variações comprimento de onda de Bragg. Essa hipótese foi validada em um ensaio com monitoração de temperatura, que será apresentado adiante.

A assimetria no sinal de saída também pode ser atribuída a histesere das cerâmicas piezoelétricas utilizadas na construção do TPO. Conforme apresentado na

Figura 2.17 e discutido no Capítulo 2, é possível observar o fenômeno da histesere em cerâmicas PZT quando aplicamos um campo elétrico alternado sobre elas.

b) Erro de relação do TPO

Segundo a norma IEC 61869-6, que trata dos transformadores de instrumentação de baixa potência (LPIT), o erro de relação pode ser determinado através da Equação 7.33 [57]:

$$\varepsilon_U = \frac{k_{ra} Y_S - X_P}{X_P} \text{ x } 100 \qquad 7.33$$

na qual:

k_{ra}: relação de transformação do transformador,

Y_S: valor RMS do sinal de saída;

X_P: valor RMS do sinal de entrada.

Substituindo o valor da tensão de saída obtida no ensaio da Figura 7.14 (701 mV) para a tensão de entrada igual a 3,97 kV_{RMS} (Equação 7.31) e a relação de transformação obtida na Equação 7.27 na Equação 7.33, obtemos um erro de relação igual a:

$$\varepsilon_U = \frac{56417\ x\ 0{,}0701 - 3960}{3960} \text{ x } 100$$

$$\varepsilon_U = -0{,}13\% \qquad 7.34$$

c) Deslocamento de fase do TPO

Segundo a norma IEC 61869-6, o deslocamento de fase de um transformador de instrumentação de baixa potência pode ser calculado através da Equação 7.35 [57]:

$$\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_P - (\varphi_{or} + \varphi_{tdr}) \qquad 7.35$$

na qual

φ_S: fase do primário;

φ_P: fase do secundário;

φ_{or}: deslocamento de fase nominal de um LPIT devido à tecnologia utilizada e que não é afetada pela frequência;

$\varphi_{tdr} = -2\,\pi\,f\,t_{dr}$: deslocamento de fase devido ao valor nominal do tempo de atraso para o LPIT com saída analógica (t_{dr}).

O transformador de potencial óptico projetado não introduz nenhum deslocamento de fase nominal nem tempo de atraso. Desse modo, $\varphi_{or} = 0$ e $\varphi_{tdr} = 0$,

de modo que o deslocamento de fase é dado somente pela diferença entre a fase no secundário (fase da tensão de saída do TPO) e no primário (fase da tensão de entrada do TPO).

A Figura 7.18 mostra, de forma amplificada, o sinal da Figura 7.14. Nela, são apresentadas a tensão de entrada no TPO, medida pela ponta de prova de alta tensão, e a tensão de saída do transformador, obtida através da demodulação do comprimento de onda de Bragg da FBG colada à estrutura mecânica.

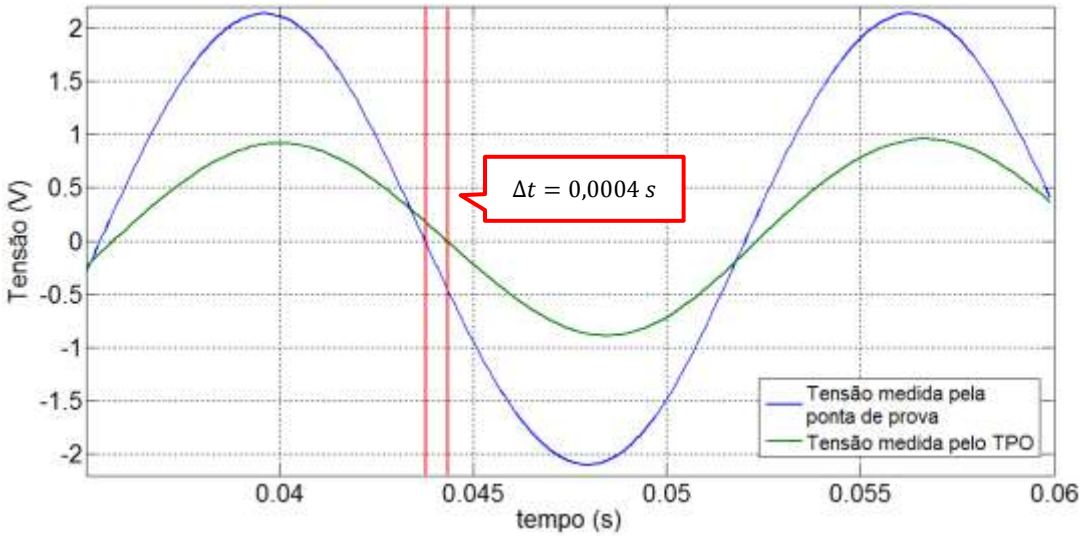


Figura 7.18 – Deslocamento de fase entre o sinal de entrada do TPO, medido pela ponta de prova de alta tensão, e o sinal de saída do TPO.

Pela análise da Figura 7.18, vemos que o sinal medido pelo transformador está adiantado 0,0004 s em relação ao sinal de entrada. A Equação 7.36 mostra qual é essa diferença de fase, em graus, conhecendo o período T = 1/60Hz = 0,0167 s.

$$360° \text{ _____ } 0{,}0167 \text{ s}$$

$$\Delta\varphi \text{ _____ } 0{,}0004 \text{ s}$$

$$\Delta\varphi = \frac{0{,}0004}{0{,}0167} \text{ x } 360$$

$$\Delta\varphi = 8{,}62° \qquad 7.36$$

Esse deslocamento de fase pode ser justificado pela resistência paralela R_{PZT} da pilha de cerâmicas PZT. Essa resistência foi abstraída dos cálculos do Capítulo 5 por ser um valor muito grande, na ordem de MΩ. No entanto, ela introduz uma defasagem no sinal de saída do TPO.

Conhecendo o fator de dissipação elétrica das cerâmicas ($\tan\delta = 0{,}004$), também chamado de tangente ou ângulo de perda, podemos estimar é a fase na tensão de saída, conforme Equação 7.37.

$$\varphi_s = \text{atan}(\tan \delta)$$
$$\varphi_s = \text{atan}(0{,}004)$$
$$\varphi_S = 13{,}13°$$
7.37

Substituindo o valor encontrado na Equação 7.37 na Equação 7.35, o deslocamento de fase esperado é de:

$$\Delta\varphi = \varphi_S - \varphi_P$$
$$\Delta\varphi = 13{,}13° - 0$$
$$\Delta\varphi = 13{,}13°$$ 7.38

O valor experimental encontrado na Equação 7.36 é 4,5° menor do que o esperado dado pela equação 7.38, mostrando que o fator de dissipação é na verdade um pouco menor do que o valor teórico.

d) Classe de exatidão do TPO

Os transformadores de potencial óptico são incluídos no conjunto de normas IEC 61869 como um subgrupo dos transformadores de potencial eletrônicos, que por sua vez são classificados como transformadores de potencial de baixa potência (LPVT), conforme mostrado na Tabela 3.2 do Capítulo 3.

As classes de exatidão dos transformadores de instrumentação de baixa potência são diferentes das apresentadas na Tabela 3.3 para TP e TC convencionais. Os LPIT são divididos nas classes 0,1 – 0,2 – 0,5 – 1 – 3 para medição e 5P – 10P – 5TPE para proteção, quando se trata de transformadores de corrente, e 3P – 6P, quando se trata de transformadores de potencial.

A norma IEC 61869-6 determina limites para o erro de relação e o deslocamento de fase dos transformadores de potencial eletrônicos, com saída analógica, apresentados na Tabela 7.8.

Tabela 7.8 – Limites do erro de relação e deslocamento de fase para um LPVT [57].

Classe de exatidão	**Erro de relação $\pm\varepsilon_U$ (%)**	**Deslocamento de fase $\pm\Delta\varphi$ (min)**	**Deslocamento de fase $\pm\Delta\varphi$ (graus)**
0,1	0,1	5	0,08
0,2	0,2	10	0,17
0,5	0,5	20	0,33
1	1	40	0,67
3	3	-	
3P	3	120	2
6P	6	240	4

Avaliando o transformador de potencial óptico projetado nesse trabalho, ele se enquadra na classe de exatidão 0,2 de acordo com o erro de relação e não possui classificação quanto ao deslocamento de fase.

7.4.4 Comprovação da influência da temperatura na medida de tensão

A fim de validar a influência da temperatura nas medidas de tensão, o conjunto formado pela pilha de capacitores e o TP óptico foi mantido em operação com uma tensão de entrada igual a 13,8 kV_{RMS} durante 6 horas.

O ensaio foi realizado seguindo o mesmo procedimento apresentado no tópico 7.4.2 desse capítulo. Além das medidas de tensão através das duas pontas de prova de alta tensão, pode-se observar na fotografia da Figura 7.12 que foi utilizado o termômetro digital do fabricante *Extech* com 3 termopares (T1, T2 e T3).

Os termopares T1 e T2 foram inseridos dentro do recipiente que contém o TPO em óleo mineral isolante. T1 foi posicionado próximo a rede de Bragg colada nos parafusos 1 e 2, já T2 foi deixado livre no óleo, próximo a carcaça do transformador.

Apesar de não haver circulação do óleo, a medida de temperatura de T1 e T2 se manteve a mesma durante todo o experimento. O terceiro termopar foi posicionado fora do óleo isolante, com intuito de medir a temperatura ambiente da sala de alta tensão.

A Tabela 7.9 mostra a tensão de saída do transformador e a variação da temperatura de 13:37 h às 19:30 h.

Tabela 7.9 – Tensão de saída do TPO em função de ΔT.

Tensão de entrada (kV_{RMS})	**Tensão de saída (mV_{RMS})**	**Horário**	**Temperatura no TPO (°C)**	**Temperatura ambiente (°C)**
3,97	701	13:37 h	29,2	28,9
3,97	687	15:57 h	30,1	28,8
3,97	678	17:15 h	30,6	28,9
3,97	665	19:30 h	31,5	28,7

Observou-se uma variação de temperatura de 2,5 °C no transformador em um intervalo de 6h de operação. Não houve variação significativa da temperatura ambiente da sala de alta tensão durante o experimento, que pudesse mascarar os resultados.

Esse aquecimento já era esperado, pois a pilha de cerâmicas piezoelétricas dissipada energia na forma de calor, devido às perdas mecânicas e dielétricas do

material. Mais uma vez vale ressaltar que a correta escolha do elemento piezoelétrico influencia na construção de um TPO baseado em rede de Bragg e PZT.

Para confecção do TP óptico desse trabalho foi escolhida uma cerâmica PZT-4, feita de material *Hard* do tipo I. Essa cerâmica apresenta um baixo fator de dissipação elétrico ($\tan\delta$ = 0,0004), resultando em uma pequena dissipação de potência e, consequentemente, uma pequena variação de temperatura do conjunto.

A Figura 7.19 mostra a tensão de saída no osciloscópio para a temperatura no TPO de 30,6 °C.

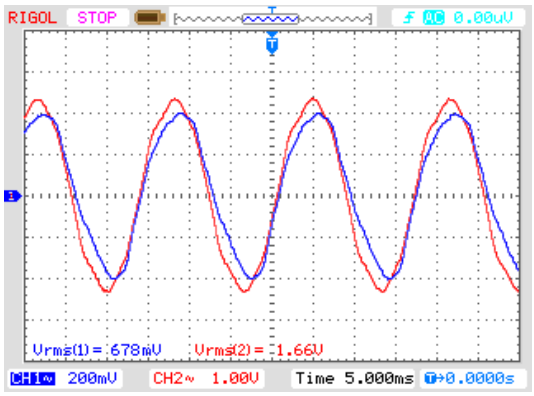


Figura 7.19 – Tensão de saída do TPO (CH1) e tensão de entrada, medida pela ponta de prova de alta tensão (CH2), para uma temperatura igual a 30,6 °C.

É possível ver que a amplitude do sinal reduziu conforme a temperatura aumentou. Utilizando o mesmo diagrama de blocos do Simulink/MATLAB apresentado na Figura 7.15, foi feita uma análise das harmônicas do sinal de tensão medido pelo TPO apresentado na Figura 7.19. A Tabela 7.10 mostra o resultado dessa análise.

Tabela 7.10 – Análise das harmônicas e THD da tensão de saída do TPO.

Descrição	**Frequência**	**Amplitude**	**Percentual da fundamental**
Sinal original	60 Hz	678 mV_{RMS}	-
1° harmônica (fundamental)	60 Hz	675 mV_{RMS}	-
2° harmônica	120 Hz	36,7 mV_{RMS}	5,43 %
3° harmônica	180 Hz	55,6 mV_{RMS}	8,24 %
5° harmônica	300 Hz	6,27 mV_{RMS}	0,93 %
Distorção harmônica total (THD)			**15,01 %**

Para esse caso, a distorção harmônica total foi de 15,01 %. Esse valor é 1,45 % maior do que a situação inicial, em que a tensão de saída era de 701 mV para uma temperatura

igual a 29,2 °C. A amplitude de todas as harmônicas cresceram em comparação com os resultados da Tabela 7.7, em especial a harmônica de ordem 2.

A amplitude do sinal reduziu devido ao deslocamento da FBG pela temperatura, retirando-a do ponto de sintonia do filtro Fabry-Perot e resultando em uma constante k menor do que o valor inicial.

Além disso, o sinal ficou mais assimétrico, pois o valor de k além de diminuir tende a ficar assimétrico quando a temperatura aumenta. Isso reflete diretamente no crescimento das harmônicas de ordem par do sinal de tensão medido na saída do fotodetector.

Na prática, os transformadores de potencial ficam expostos ao tempo e, além da variação de temperatura devido a energia dissipada pelas cerâmicas PZT na forma de calor, sobrem variações da temperatura ambiente. Isso pode significar temperaturas operacionais que variam desde abaixo de zero até temperaturas bem acima dos 31,5 °C obtidos nesse experimento.

Para evitar o aumento da distorção harmônica e queda na amplitude do sinal medido, é importante compensar a influência das variações temperatura na variação do comprimento de onda de Bragg da FBG sensora colada ao conjunto que forma o transformador de potencial óptico.

A utilização de uma segunda FBG inscrita na mesma fibra óptica e submetida às mesmas variações térmicas que a FBG sensora pode ser uma pode ser uma solução para esses problemas. Entretanto, esse método exige um segundo esquema de demodulação para essa nova rede de Bragg, tornando elevado o custo total do conjunto.

Já a compensação térmica mecânica, proposta nesse trabalho, por meio da variação do comprimento dos parafusos em que a FBG está colada, pode ser uma solução de menor custo, dependendo somente da escolha dos materiais que compõe o TPO. No entanto, para isso é importante conhecer corretamente o coeficiente de dilatação térmica de todos os materiais envolvidos no arranjo mecânico do transformador.

8 CONCLUSÃO

8.1 Conclusões

O presente trabalho propôs o projeto e construção de um transformador de potencial óptico baseado em piezoeletricidade e rede de Bragg para medição de linhas de distribuição de 13,8 kV.

Dando continuidade à linha de TPs e TCs ópticos desenvolvidos no Laboratório de Instrumentação e Fotônica da COPPE/UFRJ, pela primeira vez um sensor de alta tensão baseado em PZT e FBG foi utilizado para medição dessa classe de tensão.

Isso só foi possível devido ao uso de um divisor capacitivo de potencial a fim de reduzir a tensão aplicada aos terminais da pilha de cerâmicas piezoelétricas que compõe o arranjo mecânico do transformador.

O projeto mecânico do TPO incluiu melhorias no arranjo que já vinha sendo empregado no LIF na construção de TP ópticos para medidas de alta tensão. A nova configuração agregou soluções importantes, tais como: melhor posicionamento da FBG para fora do conjunto, facilitando o manuseio e fixação da mesma e uso de cerâmicas PZT com maior diâmetro interno, facilitando a injeção do óleo isolante na estrutura interna do sensor.

Além disso, foi utilizada uma cerâmica com espessura maior (8 mm). Esse aumento da espessura implica em um aumento da sensibilidade da FBG em relação a tensão de entrada aplicada no TPO e, consequentemente, da relação de transformação do mesmo.

A sensibilidade teórica obtida nesse trabalho foi igual a 240 pm/kV (Equação 4.50). Esse valor é maior do que a sensibilidade obtida em [5] igual a 128,6 pm/kV, utilizando cerâmicas PZT-4 de 4 mm de espessura. Uma forma de aumentar a sensibilidade do TPO é utilizar cerâmicas PZT com maior d_{33}. Utilizando uma cerâmica do tipo PZT-5H é possível chegar a sensibilidades de até 368 pm/kV, conforme mostrado em [5] e [7].

As demais modificações mecânicas possibilitaram um equipamento mais robusto e único que não necessita de intervenções após ser montado pela primeira vez. Um exemplo disso é o uso de hastes condutoras até os conectores dos terminais positivo e negativo, que são ligados em série à pilha de capacitores que compõe o DCP.

Outro exemplo é o esquema de eletrodos entre as cerâmicas, acomodada entre duas placas bases, uma fixa e outra móvel, garantindo a conexão elétrica da pilha sem necessidade de cola ou adesivos.

O projeto do divisor capacitivo de potencial foi feito levando em consideração duas propostas e optou-se pela segunda, na qual utilizou-se a pilha de cerâmicas PZT como parte do divisor capacitivo de potencial e mediu-se a tensão de saída na capacitância da mesma.

A relação de divisão entre as capacitâncias do DCP foi ajustada dimensionando corretamente o número de capacitores na pilha que compõe C_1 em função da capacitância medida C_{PZT}. Foi necessário projetar um número de capacitores em série que suportasse a tensão a ser aplicada sobre eles de 3,98 kV_{RMS}.

Os resultados obtidos experimentalmente na operação do TP óptico em alta tensão foram coerentes com os cálculos teóricos desenvolvidos nos Capítulo 4, em especial a relação de transformação do TPO, que relaciona a tensão de entrada com a tensão de saída.

As discrepâncias entre a tensão de saída medida e o valor teórico podem ser atribuídas ao ruído de medição injetado pelo fotodetector amplificador e pela queda de tensão provocada pela impedância interna do osciloscópio utilizado na visualização do sinal de saída, impedância esta que fica em série com uma ponta de ponta de prova de ganho unitário ligada à saída do fotodetector.

O resultado da distorção harmônica total do sinal medido mostra que a maior parte do THD é proveniente do circuito de alimentação localizado na sala de alta tensão do LIF. O sinal de saída apresentou uma pequena assimetria que pode ser justificada pela influência da variação da temperatura do TPO, que leva o ponto de sintonia entre a FBG e o filtro Fabry-Perot para uma posição diferente da original.

A influência da variação da temperatura foi comprovada através de um ensaio em regime de 6 horas de duração, no qual observou-se um aumento de 2,5 °C na temperatura do TPO, devido à dissipação de potência da pilha de cerâmicas. Esse aumento de temperatura provocou uma queda na amplitude do sinal medido bem como uma assimetria entre as tensões $\pm V_{pico}$.

Através da análise do erro de relação do TPO e do seu deslocamento de fase, observou-se que o transformador de potencial óptico desenvolvido nesse trabalho inclui-se na classe de exatidão 0,2 para transformadores de instrumentação eletrônicos de saída analógica.

8.2 Trabalhos Futuros

8.2.1 Melhorias no arranjo mecânico do TPO

O projeto mecânico do TP óptico foi aprimorado para a nova estrutura apresentada nessa dissertação, no entanto, algumas melhorias podem ser feitas em relação a esse novo conjunto. O uso de *o-ring's* no lado da base móvel traz a necessidade do correto ajuste da força aplicada e eles, pois uma força maior do que o necessário pode impedir o conjunto mecânico a expandir livremente.

Fica como proposta de trabalho futuro, avaliar a influência da força nos *o-ring's* nos resultados. Deve-se comprimir ou relaxar as porcas que prendem os mesmos e realizar os ensaios de alta tensão novamente verificando se houve uma diminuição ou aumento da tensão de saída medida pelo fotodetector, uma vez que ela é proporcional à variação do comprimento da pilha de cerâmicas PZT, que, por sua vez, é proporcional à variação do comprimento de onda de Bragg demodulado.

Ainda sobre o arranjo mecânico, podemos destacar a necessidade de uma proteção para a rede de Bragg que fica para fora do conjunto. Esse novo posicionamento trouxe facilidade na fixação da FBG e manuseio do conjunto, mas deixa-a exposta. Por ser um material frágil, o ideal é proteger a cabeça dos parafusos que fica para fora da peça, onde está colada a FBG.

8.2.2 Compensação da influência da temperatura na demodulação do sinal óptico

O presente trabalho propôs uma compensação mecânica baseada no método proposto em [5], onde se utilizou o coeficiente de expansão térmica dos materiais empregados no arranjo mecânico do TPO para compensar a variação no comprimento de onda de Bragg devido à temperatura.

Os parafusos projetados de alumínio (parafuso 1 externo) e cobre (parafuso 2 interno) não foram capazes de compensar $\Delta\lambda_B \backslash \Delta T$. O coeficiente de expansão térmica do conjunto medido experimentalmente foi igual a $29{,}22 \times 10^{-6}/℃$ (Equação 7.9) e a variação do comprimento da rede foi de $4{,}38 \times 10^{-7} \times \Delta T$ (Equação 7.10) quando na verdade seus valores deveriam ser negativos e iguais aos das Equações 4.24 e 4.25.

Três hipóteses foram levantadas na tentativa de explicar o comportamento observado experimentalmente. Das hipóteses analisas, apenas a terceira pode ter ocasionado realmente a discrepância entre o valor teórico e o experimental. Essa

hipótese supoõe que o valor do coeficiente de dilatação do PZT-4 medido experimentalmente e utilizado nos cálculos teóricos não é o correto valor de α_{PZT}.

Para continuidade dessa linha de pesquisa, já está sendo montado no LIF um novo esquema para realizar o ensaio de medição coeficiente de dilatação do PZT-4. Pretende-se comprovar o valor obtido na equação 4.15.

Um α_{PZT} maior do que o valor utilizado nos cálculos do Capítulo 4, poderia justificar o fato de que conjunto formado pela pilha de 10 cerâmicas, eletrodos, placas base e parafuso 1 está crescendo mais do que o parafuso 2, acarretando numa variação positiva do comprimento da FBG colada entre os parafusos.

Caso seja validado o valor teórico da Equação 4.15, deve-se testar uma nova configuração de materiais e comprimentos para o parafuso 1 e 2. Esse novo dimensionamento foi estimado e apresentado na Tabela 7.4. Para essa situação, o parafuso 1 de alumínio deve ser substituído por um parafuso de invar, enquanto o parafuso 2 deve ser substituído por um parafuso de aço 1020.

8.2.3 Processamento do sinal de saída do TPO

Nos ensaios de alta tensão, o fotodetector PDA10CS do fabricante Thorlabs foi ajustado em seu ganho máximo de 70 dB, que equivale a um ganho de $4{,}75 \times 10^6$ V/A $\pm$ 5%. Mesmo assim a tensão de saída teórica do conjunto ficou na ordem 100 mV_{RMS} para uma tensão de entrada nominal de 4 kV_{RMS}.

Na prática, esse valor foi menor ainda devido ao ruído de medição, também na ordem de mV. Pode-se futuramente eliminar esses problemas utilizando um fotodetector amplificador com ganho mais alto ou, ainda, montando um circuito amplificador de transimpedância em conjunto com um fotodetector amplificador de elevada responsividade ($R(\lambda)$) e, consequentemente, elevada corrente de saída.

O sinal de saída do amplificador pode ser convertido em digital através de um conversor analógico-digital (A/D) e tratado através de um processador de sinais digitais ou de um PC com boa capacidade de processamento. Filtros digitais podem ser implementados para melhorar a visualização final do sinal medido.

É importante ressaltar que, nesse caso, a classe de exatidão do transformador pode ser diferente, pois os limites de erro de relação e deslocamento de fase apresentados na Tabela 7.8 são válidos apenas para transformadores de instrumentação eletrônicos de saída analógica. É necessário consultar a norma IEC 61869-6 para verificar os limites para transformadores de instrumentação eletrônicos de saída digital.

8.2.4 Aumento da classe de tensão aplicada ao TPO

Para uma futura implementação em campo, pretende-se acomodar a pilha de capacitores que compõe C_1 em uma bucha cerâmica isoladora e posicioná-la sobre a caixa onde ficará localizado o TP óptico, em um esquema similar ao apresentado na Figura 6.10.

Essa montagem já está em andamento no LIF e está sendo projetada uma tampa para bucha cerâmica com uma vedação adequada para que seja possível impregná-la com óleo mineral isolante. O uso do óleo isolante junto com a pilha de capacitores possibilita o uso de mais elementos na pilha, sem preocupação com o surgimento de arco elétrico entre eles, uma vez que a rigidez dielétrica do óleo chega a ser 5x maior do que a do ar.

O esquema proposto de transformador de potencial óptico acoplado a um divisor capacitivo pode ser implementado para níveis mais elevados de tensão, até mesmo na classe de tensão de transmissão, desde que seja dimensionada corretamente a relação de divisão entre a pilha de capacitores e a pilha de cerâmicas piezoelétricas.

Desse modo, para medir-se tensões maiores, deve-se aumentar o número de capacitores na pilha que compõe C_1 e o uso de óleo isolante no isolador se torna de fundamental importância.

8.2.5 O uso do transformador de potencial para medição de qualidade de energia

Além da utilização em medição e proteção, o transformador de potencial óptico pode ser utilizado em medidas da qualidade do sinal da rede. As vantagens do transformador óptico frente aos convencionais, como imunidade a ruídos e interferências eletromagnéticas, colocam-no a frente dos transformadores de instrumentação convencionais para medição dos parâmetros de qualidade de energia.

Dentre os principais parâmetros a serem medidos, dados pela IEC 61869-103, podemos destacar a magnitude da tensão de alimentação, *flicker*, afundamentos e picos de tensão, interrupções de tensão, transientes de tensão, desequilíbrio da tensão de alimentação, harmônicas e interharmônicas da tensão.

Os resultados obtidos até aqui mostram que o TPO desenvolvido nesse trabalho possui boa repetibilidade e consegue identificar as harmônicas da tensão de entrada, como pode ser visto nos resultados comparados das Tabela 7.6 e Tabela 7.7.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] MARTINS, W. W. M., *Sensores ópticos de tensão baseados no efeito eletroóptico em cristais de noibato de lítio.* Dissertação de M.Sc., Universidade Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira, SP, 2006.

[2] LIMA, D. K., *Transformadores para instrumentos ópticos: aspectos da viabilidade do seu uso pelas empresas do setor elétrico brasileiro.* Dissertação de M.Sc., Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétrica, São Paulo, 2009.

[3] LI, B., LI, L., "An Overview of the Optical Current Sensor", *2012 International Conference on Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE)*, vol. 3, pp. 202-206, Hangzhou, Mar. 2012.

[4] ALLIL, R. C. S. B., *Sensores a fibra óptica com tecnologia FBG para medida de temperatura e alta tensão.* Tese de D.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2010.

[5] RIBEIRO, B. A., *Transformador de Potencial Óptico Baseado em FBG-PZT com Demodulação por Redes Gêmeas e Filtro de Fabry-Perot.* Dissertação de M.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2011.

[6] NAZARÉ, F. V. B., *Sensor Opto-Magnético de Corrente Elétrica para Linhas de Transmissão.* Tese de D.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2014.

[7] RIBEIRO, B. A., *Compensação de temperatura em um sensor óptico-elétrico para medidas de tensão em linhas de transmissão.* Tese de D.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2015.

[8] HILL, K. O., MELTZ, G., "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview", **Journal of Lightwave Technology**, vol. 15, n. 8, pp. 1263-1276, 1997.

[9] OTHONOS, A., KALLI, K., "Fiber Bragg gratings: Fundamentals and Applications in Telecomunications and sensing", **Artech House Publishers**, Boston, 1999.

[10] ZHEN-LANG, L., "Application research of temperature real-time monitoring and early warning system in coal mine mechanical and electrical equipmemt", **Technological Development of Enterprise**, pp. 74-75, 2011.

[11] WILD, G., “Optical Fiber Bragg Grating Sensors Applied to Gas Turbine Engine Instrumentation and Monitoring”, *2012 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, pp. 186-192, Galveston, TX, 2013.

[12] ZHANG, N., CHEN, W., ZHENG, X., HU, W., “Optical Sensor for Steel Corrosion Monitoring Based on Etched Fiber Bragg Grating Sputtered With Iron Film”, **IEEE Sensors Journal**, vol. 15, issue 6, pp. 3551-3556, 2015.

[13] RIBEIRO, B. A., WERNECK, M. M., “FBG-PZT sensor system for high voltage measurements”, *2011 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 1-6, Hangzhou, China, 2011.

[14] NAZARÉ, F. V. B., WERNECK, M. M., “Towards a Hybrid Current Monitoring System: Nickel and GMM Comparison as Magnetostrictive Transducers”, *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 1-6, Minneapolis, USA, 2013.

[15] YIN, S., RUFFIN, P. B., YU, F. T. S., **Fiber Optical Sensor**. 2nd ed., Boca Raton, CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC, 2008.

[16] NETO, F. P., MARQUES, R., ENERGIA, B., CURADO, P. J. P., PARADISI, A., & AYRES, J. B., “Desenvolvimento de Sensor de Alta Tensão à Fibra Óptica”, [S.l.], Disponível em: < http://www.aneel.gov.br/biblioteca/citenel2007/pdf/it01.pdf>. Acesso em: 10 Mar. 2014.

[17] ROMERO, M., CALLIGARIS JR, A., SILVA, M. T. C., “A fiber-optic Bragg-grating temperature sensor for high-voltage transmission lines”. *Microwave and Optoelectronics Conference, 1997. Linking to the Next Century. Proceedings., 1997 SBMO/IEEE MTT-S International.*, vol. 1, pp. 34-38., Natal, 1997.

[18] GAN, W., WANG, Y., “Application of the distributed optical fiber grating temperature sensing technology in high-voltage cable”, *2011 Internacional Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT)*, vol. 9, pp. 4538 – 4541, Harbin, Heilongjiang, 2011.

[19] MA, G., LI, C., JIANG, J., QUAN, J., CHENG, Y., “Design of Fiber Bragg Grating load sensor used in ice monitoring on overhead transmission lines”, *2010 International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, pp. 232-235, New Orleans, LA, 2010.

[20] WEI-GEN, C., JUN, L., YOU-YUAN, W., LIU-MING, L., JIAN-BAO, Z., YAN-FENG, Y., "The Measuring Method for Internal Temperature of Power Transformer", *International Conference on High Voltage Engineering and Application, 2008. ICHVE 2008*, pp. 672-676, Chongqing, 2008.

[21] ZHANG, X., YAO, S., HUANG, R., HOU, D., HUANG, W., ZHENG, M., "Oil-immersed transformer online hot spot temperature monitoring and accurate life lose calculation based on liber Bragg grating sensor technology", *2014 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, pp. 1256-1260, Shenzhen, 2014.

[22] MORAIS, K. S., HAFNER, A. A., CRESPIM, M., SOMENZI, J., "Fiber Bragg Grating Sensing Applications in Temperature Monitoring of Three-Phase Induction Motors", *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC)*, pp. 862-866, Natal, 2011.

[23] WERNECK, M. M., ALLIL, R. C. S. B., RIBEIRO, B. A., "Calibration and operation of a fibre Bragg grating temperature sensing system in a grid-connected hydrogenerator", **IET Science, Measurement & Technology**, vol.7 , issue 1, pp. 59-68, 2013.

[24] LIU, Y., LIU, M., YI, C., CHEN, M., "Measurement of the deformation field for machine tool based on optical fiber Bragg grating sensors", *Proceedings of the 2014 International Conference on Innovative Design and Manufacturing (ICIDM)*, pp. 222-226, Montreal, QC, 2014.

[25] CHINTAKINDI, R., RAJESH, S. P. S., "Vital Role of FBG Sensors – 2012 Developments in Electrical Power Systems", *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, pp. 478-483, Sri Rangalatchum Dindigul, 2013.

[26] ONN, B. I., ARASU, P. T., AL-QAZWINI, Y., ABAS, A. F., TAMCHEK, N., NOOR, A. S. M., "Fiber Bragg Grating Sensor For Detecting Ageing Transformer Oil", *2012 IEEE 3rd International Conference on Photonics (ICP)*, pp. 110-113, Penang, 2012.

[27] SANTOS, D. M., *Estudo do THD da corrente de fuga de pararraios como parâmetro indicador de degradação.* Dissertação de M.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2015.

[28] MA, G., JIANG, J., MU, R., LI, C., "High Sensitive FBG Sensor for Equivalent Salt", **IEEE Photonics Technology Letters**, vol. 27, issue 2, pp. 117-180, 2015.

[29] HUANG, Q., ZHANG, C., LIU, Q., NING, Y., CAO, Y., "New Type of Fiber Optic Sensor Network for Smart Grid", *2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, pp. 1-5, Minneapolis, MN, 2010.

[30] CHENG, C., LIN, L., LIU, W., "Real and Reactive Power Sensors Based on Fiber Grating", *2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, pp. 759-763, Kachsiung, 2012.

[31] OLIVEIRA, S. C., *Sistema de detecção óptica de descargas parciais em cadeias de isoladores.* Tese de D.Sc., Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2008.

[32] WERNECK, M. M., ALLIL, R. C. S. B., RIBEIRO, B. A., NAZARÉ, F. V. B., "A Guide to Fiber Bragg Grating Sensors", In: Intech Open, Capítulo 1, pp. 1-24, 2013.

[33] OLIVEIRA, R. P., *Sensor monoponto de temperatura baseado em redes de Bragg gêmeas.* Dissertação de M.Sc., Programa de Engenharia Elétrica, COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2009.

[34] VALENTE, L. C. G., SILVA, L. C. N., RIBEIRO, A. S., TRIQUES, A., REGAZZI, R. D., BRAGA, A. M. B., "Técnicas de leitura para sensores a rede de Bragg", *6ª Conferência sobre Tecnologia de Equipamentos*, Salvador, 2002.

[35] HARAMONI, N., *Sistema para interrogação de redes de Bragg utilizando laser EDF sintonizado mecanicamente.* Dissertação de M.Sc., Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2007.

[36] KERSEY, A. D., BERKOFF, T. A., MOREY, W. W., "High resolution fiber Bragg grating based strain sensor with interferometric wavelength shift detection", **Electronics Letters**, v. 28, p. 236, 1992.

[37] OLIVEIRA, V., *Leitura de Redes de Bragg por modulação óptica.* Dissertação de M.Sc., Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, CEFET-PR, Curitiba, 2005.

[38] KERSEY, A. D., BERKOFF, T. A., MOREY, W. W., "Multiplexed fiber Bragg grating strain-sensor system with fiber Fabry-Perot wavelength filter", **Optic Letters**, v. 18, n.16, pp. 1370-1372, 1993.

[39] RIBEIRO, B. A., WERNECK, M. M., SILVA-NETO, J. L., "Novel optimization algorithm to demodulate a pzt-fbg sensor in ac high voltage measurements", **IEEE Sensors Journal**, vol. 13, issue 4, pp. 1259-1264, 2013.

[40] WANG, W., *Implementação de algoritmos otimizados em sensoriamento fbg.* Dissertação de M.Sc. PPGEEL/Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2013.

[41] CAZO, R. M., *Sistemas interrogadores de sensores baseados em grades de Bragg. Tese de D.Sc.*, Instituto Tecnológico da Aeronáutica, São José dos Campos, 2001.

[42] RIBEIRO, B. A., WERNECK, M. M., NAZARÉ, F. V. B., GONÇALVES, M. N., "A Bragg Grating Tunable Filter Based on Temperature Control System to Demodulate a Voltage Sensor", *Proc. SPIE 9634, 24th International Conference on Optical Fiber Sensors*, Curitiba, 2015.

[43] RECOPE – PROGRAMA DE REDES COOPERATIVAS DE ENGENHARIA, **Sensores – Teoria e Aplicações.** Disponível em: <http://www.atcp.com.br/imagens/produtos/ceramicas/artigos/Sensores_Teoria_e_Aplicacoes.pdf>. Acesso em: 10 Mar. 2014.

[44] ATPC DO BRASIL, **Apostila 3 da fase 1 – Materias Piezoelétricos, Materiais e Dispositivos Piezoelétricos: Fundamentos e Desenvolvimento.** In: Materiais e Dispositivos Piezoelétricos: Fundamentos e desenvolvimentos. São Carlos, 2004.

[45] MIL-STD-1376B (SH). **Military Standard: piezoelectric ceramic material and measurements guidelines for sonar transducers**, [S.l.], 1995.

[46] SPARKLER PIEZOCERAMICS, **Material Cross Reference Chart**. Disponível em: < http://www.sparklerceramics.com/materialcross.html>. Acesso em: 10 Mar. 2014.

[47] SPARKLER PIEZOCERAMICS**, General Information.** Disponível em: < http://www.sparklerceramics.com/piezoeelectricbasics.html>. Acesso em: 10 Mar. 2014.

[48] PI CERAMICS, **Designing with Piezoelectric Transducers: Nanopositioning Fundamentals**, 2005. Disponível em: <http://www.piceramic.com/info.html>. Acesso em: 04 Jun. 2014.

[49] SPARKLER PIEZOCERAMICS, **Piezoelectric Properties**. Disponível em: < http://www.sparklerceramics.com/piezoelectricproperties.html>. Acesso em: 10 Mar. 2014.

[50] HOOKER, M. W., **Properties of PZT-Based Piezoelectric Ceramics Between-150 and 250°C**, Lockheed Martin Engineering & Sciences Co., Hampton, Virginia, 1998.

[51] DAVOUDI, S., *Effect of Temperature and Thermal Cycles on PZT Ceramic Performance in Fuel Injector Applications.* Doctoral dissertation., Mechanical and Industrial Engineering Departament, University of Toronto, 2012.

[52] MURATA MANUFACTORING, **Piezoelectric Ceramics (PIEZOTITE) Sensors.** Disponível em: <http://www.murata.com>. Acesso em: 04 Jun. 2014.

[53] IEEE Std 177-1978. Standard Definitions and Methods of Measurement for Piezoelectric Vibrators, 1978.

[54] CLARK, H. K. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. 2. ed. [S.l.]: Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, 1983.

[55] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61869-2: Instrument transformers – Additional requirements for current transformers, *2012.*

[56] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61869-103: Instrument transformers – The use of instrument transformers for power quality measurement, 2012.

[57] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 61869-6: Instrument transformers – Additional general requirements for Low Power Instrument Transformers, 2013.

[58] ARAÚJO, C. A. S.; CANDIDO, J. R. R.; SOUZA, F. C.; DIAS, M. P., **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. Rio de Janeiro: Editora Interciência, 2ª edição, 2005.

[59] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 6856: Transformador de corrente – Especificação, 1992.

[60] FRONTIN, S. O., **Equipamentos de alta tensão – prospecção de inovações tecnológicas**. Edição única, Teixeira, Brasília, 2013.

[61] REILLY, D., WILLSHIRE, A. J., FUSIEK, G., NIEWCZAS, P., "A Fiber-Bragg-Grating-Based Sensor for Simultaneous AC Current and Temperature Measurement", **IEEE Sensors Journal**, vol. 6, issue 6, pp. 1539-1542, 2006.

[62] XIONG, Y., ZHAO, H., WANG, X., HE, J., "Power current transformer system based on FBG", *2011 Academic International Symposium on Optoelectronics and Microelectronics Technology (AISOMT)*, pp. 52-54, Harbin, 2011.

[63] NAZARÉ, F. V. B. e WERNECK, M. M., "Development of an FBG-Nickel-Based Current Sensor Head for High-EMI Environments", *22nd International Conference on Plastic Optical Fibers*, Búzios, 2013.

[64] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. NBR 6855: Transformador de potencial indutivo – Especificação, 1992.

[65] LIMA, L. H. L., **Notas de aula da disciplina ENE095 – Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. Revisão de Equipamentos Elétricos: Transformadores de Medidas e Disjuntores de Potência. Disponível em: <www.ufjf.br/luishenrique_lima/files/2013/09/Aula-02-ENE095.pdf>. Acesso em 10 Jan. 2015.

[66] KINDERMANN, G., **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência – Volume 1**. Ed. do autor, Florianópolis, 1999.

[67] LACHMAN, M., *Sistema de monitoração remota e validação do estado operativo de Transformadores de Potencial Capacitivo (TPCs) instalados em subestações em operação.* Dissertação de M.Sc., Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.

[68] SILVA, C. A., *Correção da Tensão Secundária de Transformadores de Potencial Capacitivos em Tempo Real.* Tese de D.Sc., Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2010.

[69] KAWAMURA, M., SAITO, H., NOTO, F., "Development of a High Voltage Sensor Using a Piezoelectric Transducer and a Strain Gage", **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 37, issue 4, pp. 564-568, 1988.

[70] FABINY, L.; VOHRA, S. T.; BUCHOLTZ, F., "High-Resolution fiber-optic low frequency voltage sensor based on the electrostrictive effect", **IEEE Photonics Technology Letters**, v.5, n.8, pp. 952-953, New York, 1993.

[71] PACHECO, M. , SANTOYO, F. M., MÉNDEZ, A., ZENTENO, L. A., "Piezoelectric-modulated optical fiber Bragg grating high-voltage sensor", **Measurement Science and Technology**, vol. 10, number 9, pp. 777–782, 1999.

[72] NIEWCZAS, P., DZIUDA, L., FUSIEK, G., MCDONALD, J. R., "Design and evaluation of a pre-prototype hybrid fiber-optic voltage sensor for a remotely interrogated condition monitoring system", Proceedings of the *IMTC 2004*, pp. 2369-2374, Como, Italy, 2004.

[73] NIEWCZAS, P., FUSIEK, G., MCDONALD, J. R., "Dynamic Capabilities of the Hybrid Fiber-Optic Voltage and Current Sensors", **IEEE Sensors 2006**, EXCO, Daegu, Korea, 2006.

[74] EXTECH INSTRUMENTS, **Manual do Usuário – Termômetro Registrador de dados em 4 canais, entradas para RTD e termopar, Modelo SDL200**. Número do documento: SDL200-pt-BR_V2.4, 2013. Disponível em: < www.extech.com>. Acesso em: 02 Out. 2015.

[75] MICRON OPTICS, **Optical Sensing Interrogator SM125**. Número do documento: sm125_1207.e_1207..4, 2009. Disponível em: < www.micronoptics.com>. Acesso em: 02 Out. 2015.

[76] BERLINCOURT, D., KRUEGER, H. H. A., **Properties of Morgan Electro Ceramics**. In: Technical Publication TP-226 Properties of Piezoelectricity Ceramics. Disponível em: < http://www.morgantechnicalceramics.com/sites/default/files/ documents/tp226.pdf>. Acesso em: 04 Maio 2015.

[77] COSKUN, S., KAHRAMAN, G., "An FBG Sensor System for Low Voltage AC Signals", *2009. LEOS '09. IEEE LEOS Annual Meeting Conference Proceedings*, pp. 258-259, Belek-Antalya, 2009.

[78] THORLABS, **PDA10CS InGaAs Switchable Gain Detector User Guide.** Revisão C de Abril de 2014. Disponível em: < https://www.thorlabs.com>. Acesso em: 01 Out. 2015.

[79] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. IEC 60358: Coupling capacitors and capacitor dividers, 1990.

[80] IESA PROJETOS, EQUIPAMENTOS E MONTAGENS S.A., C**apacitores impregnados x capacitores imersos (PPM) em BT.** Disponível em: < www.iesa.com.br/institucional/pdf/pdf_reativa/it_capMpPpm.pdf>. Acesso em: 20 Abril 2014.

[81] EPCOS AG, **Film Capacitors - EMI Suppression Capacitors (MKP),** 2008. Disponível em: <http://en.tdk.eu/>. Acesso em: 10 Jan. 2015.

[82] ANRITSU CORPORATION, **MS9710C Optical Spectrum Analyzer Operation Manual, 11th Edition,** Número do documento: M-W1579AE-11.0. Disponível em: < www.anritsu.com>. Acesso em: 02 Out. 2015.

[83] OPTOLINK, **Produtos – Instrumentação óptica – Fonte de banda larga (ASE) – Dados técnicos.** Disponível em: <www.optolink.com.br>. Acesso em: 02 Out. 2015.

[84] OPTOLINK, **Produtos – Componentes ópticos – Circulador Óptico – Dados técnicos.** Disponível em: <www.optolink.com.br>. Acesso em: 02 Out. 2015.

[85] MICRON OPTICS, **Fiber Fabry-Perot Tunable Filter | FFP-TF2**, Número do documento: FFP-TF2_1303.b_1303.2, 2010. Disponível em: < www.micronoptics.com>. Acesso em: 02 Out. 2015.