



COPPE/UFRJ

SISTEMA DE MONITORAMENTO DE TEMPERATURA E CORRENTE PARA
LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO TECNOLOGIA DE FIBRAS ÓTICAS

Fábio Vieira Batista de Nazaré

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

Maio de 2010

SISTEMA DE MONITORAMENTO DE TEMPERATURA E CORRENTE PARA
LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO TECNOLOGIA DE FIBRAS ÓTICAS

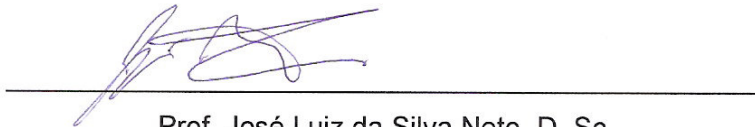
Fábio Vieira Batista de Nazaré

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.

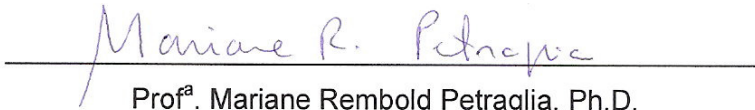
Examinada por:



Prof. Marcelo Martins Werneck, Ph.D.



Prof. José Luiz da Silva Neto, D. Sc.



Profª. Mariane Rembold Petraglia, Ph.D.



Profª. Maria Thereza Miranda Rocco Giraldi, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MAIO DE 2010

Nazaré, Fábio Vieira Batista de

Sistema de Monitoramento de Temperatura e Corrente para Linhas de Transmissão Usando Tecnologia de Fibras Óticas/ Fábio Vieira Batista de Nazaré. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2010.

XXIII, 173 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2010.

Referencias Bibliográficas: p. 150 - 160.

1. Medição de corrente. 2. Fibras óticas. 3. Alimentação ótica. 4. Flecha. 5. Linhas de transmissão.
I. Werneck, Marcelo Martins. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

À minha família, pela oportunidade proporcionada e pelo constante incentivo na busca pelo conhecimento.

A todos que fazem parte do Laboratório de Instrumentação e Fotônica, pelo ambiente de companheirismo, pelas experiências compartilhadas e pela infra-estrutura fornecida para o desenvolvimento deste trabalho.

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

SISTEMA DE MONITORAMENTO DE TEMPERATURA E CORRENTE PARA LINHAS DE TRANSMISSÃO USANDO TECNOLOGIA DE FIBRAS ÓTICAS

Fábio Vieira Batista de Nazaré

Maio/2010

Orientador: Marcelo Martins Werneck

Programa: Engenharia Elétrica

O projeto de linhas de transmissão (LT) é normalmente baseado em aspectos conservadores, de forma que os padrões de segurança sejam atendidos e que a deterioração dos materiais que compõem a linha seja evitada. Com a crescente demanda de energia a idéia do aumento da capacidade de transmissão de linhas existentes, projetadas considerando coeficientes de segurança elevados, é bastante atrativa; e dessa forma o investimento em novas linhas é evitado ou postergado. Um dispositivo para monitoramento de corrente e temperatura em linhas de transmissão de 138 kV empregando tecnologia ótica é proposto neste trabalho. O sistema deverá prover informações para o desenvolvimento de uma relação corrente-flecha da linha analisada, e um conseqüente dimensionamento mais seguro da ampacidade, enquanto a linha é operada em sua capacidade total. A energia elétrica requerida pelos sensores e circuitos de processamento de dados situados em ambiente de alta tensão é provida por energia fotônica, transmitida ao local remoto por meio de um cabo de fibra ótica. Da mesma forma, os resultados das medições são enviados para a área de baixa tensão por um segundo enlace ótico dedicado, de tal modo que isolamento elétrico apropriado é obtido. As etapas de desenvolvimento do projeto são descritas, e os dados das medições são estudados estatisticamente.

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

TEMPERATURE AND CURRENT MONITORING SYSTEM FOR
TRANSMISSION LINES USING OPTICAL FIBER TECHNOLOGY

Fábio Vieira Batista de Nazaré

May/2010

Advisor: Marcelo Martins Werneck
Department: Electrical Engineering

The design of transmission lines (TL) is usually based on conservative aspects, in order to attend safety standards and avoid the deterioration of line construction materials. With the increasing demand of energy, the idea to improve the capacity transmission of already existing lines, designed in a high safety manner, is attractive; instead of duplicate or construct new ones. An equipment for monitoring current and temperature in 138 kV transmission lines using photonic power and data communication is presented; which will provide information for a sag - current relation, and consequently a safer ampacity sizing, while a fully operation of the line is being carried out. The power supply for the sensors and data processing circuits in high voltage area is provided by photonic energy, transmitted through an optical fiber. Likewise, the measured results are sent to the low voltage area using another optical fiber, achieving good electrical insulation. The development stages of the project are described, and the measurement data are statistically analyzed.

Sumário

Sumário	vii
Índice de Figuras	ix
Índice de Tabelas	xxi
Lista de Siglas	xxii
1. Capítulo I.....	1
1.1. Introdução	1
1.2. Motivação e Descrição do Projeto	2
1.3. Organização.....	3
2. Capítulo II.....	5
2.1. Revisão Bibliográfica.....	5
2.1.1. Monitoramento de Linhas de Transmissão	5
2.1.1.1. <i>Power Donut</i>	5
2.1.1.2. <i>Power Donut2</i>	6
2.1.1.3. Sistema CAT-1	7
2.1.1.4. Sistema SONAR	8
2.1.1.5. Medição Direta da Flecha com Uso de Sensores Óticos.....	9
2.1.2. Medição em Ambientes de Alta Tensão	9
2.1.2.1. Medição de Características Elétricas.....	9
2.1.2.2. Medição de Temperatura.....	17
2.1.3. Bobinas de Rogowski	19
2.1.4. Alimentação Ótica.....	36
2.2. Fundamentação Teórica	51
2.2.1. Bobinas de Rogowski	51
2.2.2. Diodo Emissor de Luz (LED).....	54
2.2.3. Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação (LASER).....	56
2.2.4. Fotodiodo	60
2.2.5. Fibras Óticas.....	64
2.2.5.1. Tipos de Fibras Óticas	66
2.2.5.2. Atenuação Ótica	68

2.2.5.3.	Modelagem Matemática da Flecha.....	70
3.	Capítulo III.....	74
3.1.	Visão Geral do Sistema	74
3.2.	Módulo de Alimentação Fotônico - PPM.....	76
3.2.1.	Descrição do <i>Photonic Power Module</i>	76
3.2.2.	Teste do Módulo de Alimentação Fotônico	77
3.3.	Sistema Remotamente Situado	81
3.3.1.	Sensor de Corrente – Bobina de Rogowski	81
3.3.2.	Sensor de Temperatura	83
3.3.3.	Projeto do Circuito Situado em Região de Alta Tensão	84
3.3.4.	Projeto do Circuito Situado em Baixa Tensão (Circuito BT)	87
3.4.	Enlace Ótico.....	88
3.5.	Isoladores Óticos Poliméricos.....	93
3.6.	Sistema de Calibração do Dispositivo de Monitoramento.....	98
3.6.1.	Sistema de Calibração de Corrente	98
3.6.2.	Sistema de Calibração de Temperatura	101
4.	Capítulo IV	104
4.1.	Montagem em Laboratório	104
4.2.	<i>Softwares</i> Desenvolvidos.....	106
4.2.1.	Programação do Microcontrolador.....	107
4.2.2.	Interface Homem-Máquina	108
4.3.	Preparação para Instalação em Campo.....	111
4.4.	Metodologia de Testes.....	124
5.	Capítulo V	127
5.1.	Resultados	127
5.1.1.	Medição de Corrente	127
5.1.2.	Medição de Temperatura.....	132
5.2.	Avaliação Estatística dos Resultados	137
5.3.	Discussão	142
6.	Capítulo VI	146
6.1.	Conclusões	146
	Referências Bibliográficas.....	150
	Anexos	161

Índice de Figuras

Figura 2.1: Sistema <i>Power Donut</i> (adaptado de [5])	6
Figura 2.2: Sistema <i>Power Donut2</i> em linha de transmissão de 138 kV (adaptado de [6])	7
Figura 2.3: Célula de carga do sistema CAT-1 instalada em campo (adaptado de NASCIMENTO <i>et al.</i> [4]).....	8
Figura 2.4: Sensor XPS40 do Sistema SONAR (adaptado de SEVERINO [1])..	8
Figura 2.5: Sistema proposto por WERNECK <i>et al.</i> [7]	10
Figura 2.6: Sensor de corrente ótico NXCT (adaptado de [16])	12
Figura 2.7: Sensor de corrente a fibra ótica portátil (adaptado de PETRICEVIC <i>et al.</i> [18])	13
Figura 2.8: Sensor de corrente em fundição de alumínio (adaptado de BOHNERT <i>et al.</i> [26])	16
Figura 2.9: Sensor de temperatura SMT, da Artech (adaptado de [29]).....	17
Figura 2.10: Fibra ótica integrada ao condutor (adaptado de YILMAZ <i>et al.</i> [30])	18
Figura 2.11: Comparação entre as formas de onda de uma bobina de Rogowski e de um TC saturado (adaptado de KOJOVIC [34])	20
Figura 2.12: Bobina de Rogowski em PCB desenvolvida por DUPRAZ <i>et al.</i> [35]	21

Figura 2.13: Bobina de Rogowski em PCB proposta por KOJOVIC [36].....	22
Figura 2.14: Bobinas de Rogowski fabricadas por QING <i>et al.</i> [37]	22
Figura 2.15: Bobinda de Rogowski aberta de KOJOVIC [40].....	24
Figura 2.16: Corrente de plasma (adaptado de QING <i>et al.</i> [41]).....	25
Figura 2.17: Circuito integrador analógico, com estágio diferencial (adaptado de QING <i>et al.</i> [41])	25
Figura 2.18: Circuito integrador projetado por PETTINGA <i>et al.</i> [42]	26
Figura 2.19: Relação Ganho - Frequência de sensores Rogowski (adaptado de RAY <i>et al.</i> [47]	28
Figura 2.20: Integração passiva L/r (adaptado de RAY <i>et al.</i> [47])	29
Figura 2.21: Integração passiva CR (adaptado de RAY <i>et al.</i> [47]).....	29
Figura 2.22: Integrador não-inversor (adaptado de RAY <i>et al.</i> [47]).....	30
Figura 2.23: Bobina de Rogowski trançada (adaptado de WAPAKABULO <i>et al.</i> [51])	32
Figura 2.24: a) Junção face-a-face, b) Junção em ângulo reto, c) Junção em paralelo (adaptado de VIANA <i>et al.</i> [52]).....	33
Figura 2.25: Modelo da Bobina de Rogowski (adaptado de ARGÜESO <i>et al.</i> [53])	34
Figura 2.26: Dependência da eficiência do conversor fotovoltaico com a temperatura (adaptado de WERTHEN <i>et al.</i> [66]	38

Figura 2.27: Comportamento da tensão de operação do conversor fotovoltaico em função da temperatura (adaptado de WERTHEN <i>et al.</i> [66])	39
Figura 2.28: Fotografia de um conversor fotovoltaico (adaptado de WERTHEN [69])	40
Figura 2.29: Característica I - V do fotoconversor de InGaAs (adaptado de GILES <i>et al.</i> [76]).....	43
Figura 2.30: Fusão da Fibra (adaptado de MITCHELL [77])	44
Figura 2.31: Potência ótica resultando em fusão da fibra (adaptado de MITCHELL [77])	45
Figura 2.32: Conectores de metal normal (esquerda) e danificado (direita) devido à potência ótica elevada (adaptado de MITCHELL [77])	45
Figura 2.33: Conectores de cerâmica normal (esquerda) e danificado (direita) devido à potência ótica elevada (adaptado de MITCHELL [77])	46
Figura 2.34: Terminais especiais da OZOptics para aplicação em enlaces de alta potência (adaptado de [78])	46
Figura 2.35: Face do conector MT normal contaminada (esquerda) e face danificada (direita) após teste (adaptado de HOGARI <i>et al.</i> [79])	47
Figura 2.36: Fibra ótica microestruturada (adaptado de DIANOV <i>et al.</i> [85]) ...	49
Figura 2.37: Seção reta da HAF (adaptado MATSUI <i>et al.</i> [91])	50
Figura 2.38: Concepção teórica da bobina (adaptado de WARD <i>et al.</i> [12]) ...	52
Figura 2.39: Representação simplificada da bobina de Rogowski	53

Figura 2.40: Junção p-n (adaptado de RESENDE [92])	55
Figura 2.41: Recombinação de pares elétron-buraco com emissão de fótons (adaptado de RESENDE [92])	55
Figura 2.42: Estrutura Burrus (adaptado de RESENDE [92])	56
Figura 2.43: Simbologia do LED	56
Figura 2.44: Emissão estimulada (adaptado de RESENDE [92])	58
Figura 2.45: Inversão de população para tensão V aplicada (adaptado de RESENDE [92])	58
Figura 2.46: Esquema simplificado do laser	59
Figura 2.47: Potência ótica do laser (adaptado de RESENDE [92])	59
Figura 2.48: Curva característica da responsividade de um fotodiodo de silício	62
Figura 2.49: Característica $I - V$ de operação de uma célula solar (adaptado de RESENDE [92])	63
Figura 2.50: Fibra ótica (adaptado de WERNECK [93])	64
Figura 2.51: Refração na interface entre dois meios com índices de refração diferentes (adaptado de WERNECK [93])	65
Figura 2.52: Ângulo máximo de aceitação de luz (adaptado de WERNECK [93])	66
Figura 2.53: Perfis degrau e gradual, respectivamente	67

Figura 2.54: Atenuação da fibra em função do comprimento de onda	70
Figura 2.55: A forma da catenária (adaptado de DOUGLASS <i>et al.</i> [2])	71
Figura 2.56: Representação de um vão inclinado (adaptado de DOUGLASS <i>et al.</i> [2])	72
Figura 3.1: Visão geral do sistema de medição de corrente e temperatura	75
Figura 3.2: Módulo laser do PPM	78
Figura 3.3: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 1.267 \text{ A}$	79
Figura 3.4: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 2.000 \text{ A}$	79
Figura 3.5: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 2.533 \text{ A}$	79
Figura 3.6: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 3.267 \text{ A}$	80
Figura 3.7: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 3.933 \text{ A}$	80
Figura 3.8: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 4.667 \text{ A}$	80
Figura 3.9: Bobina de Rogowski com terminais de enroscamento.....	82
Figura 3.10: Bobina de Rogowski conectada ao circuito integrador.....	82
Figura 3.11: Placa do circuito integrador (tampa metálica removida).....	82
Figura 3.12: Forma de onda de saída do sensor Rogowski	83
Figura 3.13: Sensor de temperatura LM35.....	84

Figura 3.14: Diagrama de blocos do sistema de medição.....	85
Figura 3.15: Diagrama de blocos do sistema de comunicação.....	85
Figura 3.16: Alicate miliamperímetro.....	86
Figura 3.17: Funcionamento do Circuito BT.....	87
Figura 3.18: Equipamentos para emenda ótica.....	89
Figura 3.19: Emenda com proteção mecânica.....	89
Figura 3.20: Esquema de inspeção ótica.....	91
Figura 3.21: Imagens do conector ótico danificado.....	91
Figura 3.22: Imagens de conectores bem conservados.....	92
Figura 3.23: Procedimento de limpeza do conector.....	92
Figura 3.24: Base de resina do núcleo e áreas de conexão.....	94
Figura 3.25: Isolador.....	94
Figura 3.26: Montagem do isolador polimérico.....	95
Figura 3.27: Núcleo com fibra ótica e luva isolante.....	95
Figura 3.28: Isolador ótico polimérico para 138 kV.....	96
Figura 3.29: Detalhe do isolador ótico, com quatro vias de fibra ótica.....	96
Figura 3.30: Esquemático do sistema de calibração de corrente.....	99

Figura 3.31: Esquemático do sistema de teste do sistema de calibração de corrente	99
Figura 3.32: Visão geral da montagem do sistema de calibração de corrente em laboratório	100
Figura 3.33: Detalhe do teste do sistema de calibração de corrente.....	100
Figura 3.34: Teste do sistema de calibração de corrente.....	101
Figura 3.35: Diagrama de blocos do sistema de calibração de temperatura..	102
Figura 3.36: Detalhe do sistema de calibração de temperatura	102
Figura 3.37: Termômetro digital rastreado	102
Figura 3.38: Teste do sistema de calibração de temperatura.....	103
Figura 4.1: Montagem em bancada do sistema	104
Figura 4.2: Implementação em PCI do circuito BT	105
Figura 4.3: Implementação em PCI do circuito AT	106
Figura 4.4: Placa de acionamento ligada ao laser.....	106
Figura 4.5: Fluxograma do programa de operação do microcontrolador.....	108
Figura 4.7: Assistente de E/S do LabVIEW	109
Figura 4.7: Fluxograma de funcionamento do programa em LabVIEW.....	110
Figura 4.8: Interface gráfica desenvolvida em LabVIEW.....	111

Figura 4.9: Proposta para fixação do sistema na linha de 138 kV.....	112
Figura 4.10: Grampo para fixação do sistema na linha	112
Figura 4.11: Detalhe da montagem mecânica.....	113
Figura 4.12: Desenho da peça de suporte do sensor de temperatura	113
Figura 4.13: Peça de suporte do sensor de temperatura construída em alumínio	114
Figura 4.14: Desenho da peça de suporte da bobina de Rogowski	114
Figura 4.15: Peça de suporte para a bobina de Rogowski confeccionada em alumínio.....	114
Figura 4.16: Desenho da abraçadeira do grampo de fixação.....	115
Figura 4.17: Abraçadeira de pressão para o grampo de fixação.....	115
Figura 4.18: Esquema de fixação do sistema de medição no condutor	115
Figura 4.19: Vista expandida do esquema de fixação.....	116
Figura 4.20: Caixa AT inicialmente vazia	117
Figura 4.21: Integrador Rogowski alocado no primeiro nível.....	117
Figura 4.22: Circuito AT alocado no segundo nível.....	117
Figura 4.23: Terceiro nível - suporte dos conectores óticos	118
Figura 4.24: Estágio inicial da montagem ótica	118

Figura 4.25: Procedimento de obtenção de emendas.....	119
Figura 4.26: Montagem final da região AT	120
Figura 4.27: Caixa de emendas	120
Figura 4.28: Caixa BT operante	121
Figura 4.29: Enlace ótico e extremidades	122
Figura 4.30: Montagem mecânica para campo	122
Figura 4.31: Proposta de instalação detalhada	123
Figura 4.32: Fibras ópticas inutilizadas na saída do núcleo do isolador.....	124
Figura 4.33: Esquema de medição.....	124
Figura 4.34: Fotografia do esquema de medição em laboratório	125
Figura 4.35: Vista do esquema de medição em detalhe	125
Figura 5.1: Histograma para os dados de corrente (valor de referência 100 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	128
Figura 5.2: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 150 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	128
Figura 5.3: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 200 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	128
Figura 5.4: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 250 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	129

Figura 5.5: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 300 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	129
Figura 5.6: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 350 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	129
Figura 5.7: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 400 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	130
Figura 5.8: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 450 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	130
Figura 5.9: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 500 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	130
Figura 5.10: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 550 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	131
Figura 5.11: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 600 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	131
Figura 5.12: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 650 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal.....	131
Figura 5.13: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 30.3 °C) e aproximação pela curva normal	132
Figura 5.14: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 35.6°C) e aproximação pela curva normal	133
Figura 5.15: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 40.0 °C) e aproximação pela curva normal	133

Figura 5.16: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 45.3 °C) e aproximação pela curva normal	133
Figura 5.17: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 50.5 °C) e aproximação pela curva normal	134
Figura 5.18: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 55.5 °C) e aproximação peça curva normal	134
Figura 5.19: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 60.4 °C) e aproximação pela curva normal	134
Figura 5.20: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 65.4 °C) e aproximação pela curva normal	135
Figura 5.21: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 70.6 °C) e aproximação pela curva normal	135
Figura 5.22: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 75.3 °C) e aproximação pela curva normal	135
Figura 5.23: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 80.5 °C) e aproximação pela curva normal	136
Figura 5.24: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 85.4 °C) e aproximação pela curva normal	136
Figura 5.25: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 90.3 °C) e aproximação pela curva normal	136
Figura 5.26: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 95.2 °C) e aproximação pela curva normal	137

Figura 5.27: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 100.3 °C) e aproximação pela curva normal	137
Figura 5.28: Desvio absoluto entre os dados de referência e aqueles fornecidos pelo sistema de medição de corrente desenvolvido.....	140
Figura 5.29: Desvio absoluto entre os dados de referência e aqueles fornecidos pelo sistema de medição de temperatura desenvolvido.....	140
Figura 5.30: Evolução do erro de porcentagem para a medição de corrente elétrica.....	142
Figura 5.31: Evolução de erro de porcentagem para a medição de temperatura	143

Índice de Tabelas

Tabela 1: Estimativa de consumo do circuito AT.....	86
Tabela 2: Resultado do ensaio de impulso atmosférico a seco	97
Tabela 3: Resultados do ensaio de frequência industrial sob chuva.....	97
Tabela 4: Intervalos de confiança de 95% para medição de corrente	138
Tabela 5: Intervalos de confiança de 95% para medição de temperatura.....	139
Tabela 6: Erros de porcentagem para a medição de corrente	141
Tabela 7: Erros de porcentagem para a medição de temperatura	141

Lista de Siglas

ANEEL – Agência Nacional de Energia Elétrica
APD – *Avalanche Photodiode*
AT – Alta Tensão
BT – Baixa Tensão
CAD – Conversão Analógico-Digital
CMOS – *Complementary Metal-Oxide Semiconductor*
CPFL – Companhia Paulista de Força e Luz
CRCs – *Combined Rogowski Coils*
DGPS – *Differential Global Positioning System*
FOCS – *Fiber Optic Current Sensors*
FPGA – *Field-Programmable Gate Array*
FT – Função de Transferência
GIS – *Gas Insulated Switchgear*
GPRS - *General Packet Radio Service*
GSM – *Global System for Mobile Communications*
HAF – *Hole Assisted Fibers*
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*
J-TEXT – *Joint Texas Experimental Tokamak*
LASER - *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*
LED – *Light Emitting Diode*
LIF – Laboratório de Instrumentação e Fotônica
LT – Linha de Transmissão
MRC – *Machinable Rogowski Coils*
OCDR - *Optical Coherence-Domain Reflectometry*
OCT – *Optical Current Transducer*
OTDR – *Optical Time Domain Reflectometry*
PCB – *Printed Circuit Board*
PCF – *Photonic Crystal Fiber*
PCI – Placa de Circuito Impresso
PCM – *Pulse Code Modulation*

PFM – *Pulse Frequency Modulation*
PLL – *Phase Locked Loop*
POFs – *Plastic Optical Fibers*
PPC – *Photovoltaic Power Converter*
PPM – *Photonic Power Module*
PRCs – *Planar Rogowski Coils*
RGE – *Rio Grande Energia*
RMS – *Root Mean Square*
SMS – *Short Message Service*
SMT – *Sensor de Medida de Temperatura*
SRM – *Switched Reluctance Motor*
TC – *Transformador de Corrente*
TRCs – *Traditional Rogowski Coils*

1. Capítulo I

1.1. Introdução

O crescimento econômico de uma nação em geral implica também no aumento do consumo de energia elétrica; e em países em desenvolvimento, como o Brasil, alternativas que proporcionem o aumento da potência elétrica transportada com reduzido ou mínimo nível de investimentos oferecem grande atratividade. Os estudos que determinam a capacidade de transporte de energia em linhas de transmissão (LT) geralmente são efetuados de forma indireta, considerando diversas variáveis, entre elas a velocidade do vento, temperatura do cabo condutor e temperatura ambiente, incidência solar e características mecânicas do cabo, não existindo, entretanto, confrontação de dados reais obtidos de medições diretas in-loco com os modelos aplicados pelas concessionárias para os cálculos de ampacidade.

De forma que se aumente o fluxo de potência sem a necessidade de modificações nas linhas já existentes ou construção de novas linhas, é preciso que haja o aumento da corrente elétrica transportada pelo condutor, como descrito por SEVERINO [1]. O incremento da corrente através do condutor causa aumento da temperatura do cabo; conseqüentemente há dilatação térmica e a flecha (ou *sag*, termo de origem inglesa) do condutor em questão sofre acréscimo. O aumento do valor da flecha, ou diminuição da distância condutor-solo, é um dos fatores limitantes do aumento da capacidade de transmissão, uma vez que a linha energizada deve estar situada a uma distância segura de construções, vegetação, pessoas e veículos, eliminando a possibilidade de ocorrência de acidentes (DOUGLASS *et al.* [2]).

Assim, o presente trabalho propõe um sistema de monitoramento dos parâmetros corrente, temperatura e flecha dos condutores das linhas de transmissão investigados. O sistema sugerido propiciará a coleta de dados de campo para a comprovação de critérios de carregamento das linhas menos conservadores, provendo a otimização do transporte de energia; paralelamente postergando, ou em alguns casos eliminando, investimentos em infra-estrutura de transmissão de energia elétrica.

1.2. Motivação e Descrição do Projeto

Segundo regulamentação da ANEEL, a Agência Nacional de Energia Elétrica, as concessionárias e permissionárias de distribuição, geração e transmissão de energia elétrica devem aplicar anualmente um percentual mínimo de sua receita operacional líquida no Programa de Pesquisa e Desenvolvimento do Setor de Energia Elétrica. Inserida neste contexto, a Companhia Paulista de Força e Luz – CPFL Energia, localizada em Campinas – SP, propõe o desenvolvimento do Sistema de Otimização da Capacidade de Transmissão de Linhas de Transmissão. Para desenvolvimento do projeto de pesquisa, o Laboratório de Instrumentação e Fotônica (LIF) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (COPPE/UFRJ) exerce suas atividades em parceria com empresas de cunho tecnológico e científico; são elas: FITec Inovações Tecnológicas, localizada em Belo Horizonte - MG e responsável pela seção do sensor de flecha do sistema; OptoLink, situada na cidade de Campinas – SP e tem atribuições na realização da engenharia de produto; RGE – RioGrande Energia, empresa do grupo CPFL Energia centralizada em Caxias do Sul – RS e que atua na administração do projeto. Particularmente, o sensor de flecha desenvolvido pela FITec funciona realizando o processamento digital de imagens de um alvo pré-determinado fixado no cabo condutor, obtidas com uma câmera digital.

O presente trabalho descreve a proposição do setor de monitoramento de corrente e temperatura dos cabos condutores das linhas de transmissão, ramo do sistema cuja competência é do Laboratório de Instrumentação e Fotônica da COPPE. O subsistema apresentado realiza o sensoriamento dos parâmetros corrente e temperatura dos condutores da LT, empregando tecnologia fotônica tanto para comunicação quanto para o fornecimento de energia para os circuitos eletrônicos remotamente situados. Medições em ambientes inóspitos, como o espaço ao redor de linhas de transmissão aéreas vivas, oferecem alguns desafios; como acesso ao local de avaliação dificultado e preocupação com condições de segurança, tanto de pessoal quanto de equipamentos.

Os sinais dos sensores de corrente e temperatura, dispostos nas proximidades da superfície do condutor, são digitalizados e enviados via fibra ótica para uma base central, situada em região de baixa tensão, onde o sinal ótico é convertido de volta para sinal elétrico. Um laser de potência, localizado na base central, provê a potência ótica necessária para alimentar os sensores e circuitos na região de alta tensão, a qual é guiada por um segundo cabo de fibra ótica; um conversor fotovoltaico na extremidade oposta do guia de onda realiza a obtenção da energia elétrica a partir da energia ótica.

Uma alternativa de medição é proposta, ou seja, um sistema com segurança aprimorada em paralelo com o fornecimento de valores de corrente e temperatura dos condutores é apresentado. Espera-se que os dados de corrente e temperatura adquiridos, em conjunto com as medidas de flecha fornecidas pela FITec, proporcionem meios de avaliação das reais condições de transporte de energia das linhas monitoradas.

1.3. Organização

Este trabalho está organizado em sete capítulos, os quais versam sobre todas as etapas do projeto de pesquisa. No capítulo 1 são descritos o objetivo do projeto e o problema de engenharia correlato que se pretende analisar, numa seção introdutória. Uma visão geral do projeto, onde são citadas todas as entidades envolvidas na execução é dada, bem como também são delineadas as atribuições do Laboratório de Instrumentação e Fotônica dentro do escopo geral.

No capítulo 2 é realizada uma revisão da literatura acerca das diversas seções que envolvem a execução do projeto, desde os sistemas de monitoramento em linhas de transmissão comerciais, passando por situações de emprego dos sensores Rogowski e o estado da arte em termos de alimentação elétrica remota com o uso de fibras óticas. O embasamento físico-teórico dos subsistemas e dispositivos utilizados no projeto também é discutido brevemente neste capítulo, de maneira que o princípio de funcionamento dos elementos que constituem o projeto possa ser compreendido.

Uma descrição minuciosa de todas as seções do sistema projetado para medição de corrente e temperatura em linhas de transmissão de 138 kV é apresentada no capítulo 3. São tratados os aspectos de projeto dos circuitos situados tanto na região de baixa tensão quanto dos circuitos localizados remotamente, bem como características do enlace ótico de comunicação e alimentação são discutidos. Para o procedimento de avaliação do sistema foram empregados dois sistemas de calibração de testes, um para variação de corrente elétrica e outro para variação de temperatura, estes dispositivos também são discutidos neste capítulo.

Tanto a montagem para testes em laboratório quanto a preparação do sistema operante para atuação em campo são apresentadas no capítulo 4. Assim, além da definição dos softwares desenvolvidos e do trabalho envolvido na transposição de um sistema de bancada para desempenho em campo aberto, também é abordada a metodologia de testes de laboratório empregada na avaliação de performance do sistema desenvolvido.

No capítulo 5 os resultados dos testes de medição de corrente e temperatura são apresentados, e é realizada uma avaliação estatística cujo foco é a dispersão dos dados obtidos. As informações são discutidas e uma breve comparação quantitativa e qualitativa com sistemas semelhantes já desenvolvidos é procedida.

Uma revisão dos procedimentos de execução adotados em cada etapa e das dificuldades técnicas deparadas, propostas para futuros trabalhos e conclusões finais são abordadas no sexto capítulo de forma direta e concisa, dando ênfase às vantagens e desvantagens do sistema proposto.

No capítulo final, são apresentadas as referências bibliográficas de embasamento e consulta para efetivação do projeto e as estratégias adotadas para divulgação tecnocientífica dos resultados do projeto de pesquisa, que constituem na apresentação de artigos em importantes congressos nas áreas de transmissão de energia e instrumentação.

2. Capítulo II

2.1. Revisão Bibliográfica

Nesta seção são tratados aspectos relativos aos sistemas de medição de flecha propostos e utilizados, abordando algumas de suas características principais. Também é discutido o estado da arte das diferentes tecnologias que são empregadas no desenvolvimento do sistema de medição de corrente e temperatura em linhas de transmissão.

2.1.1. Monitoramento de Linhas de Transmissão

O aumento da capacidade das linhas de transmissão com paralelo respeito às normas de segurança vigentes tem sido motivo de discussão entre especialistas na área. Alguns trabalhos visando o monitoramento de características de linhas de transmissão aéreas já foram propostos, uma vez que há o interesse por parte dos agentes do setor elétrico em implementar uma operação ótima do sistema já existente; dessa forma reduzindo o montante investido em infra-estrutura. São discutidos, nesta seção, sistemas comerciais e propostas encontradas na literatura.

MENSAH-BONSU *et al.* [3] propõem um sistema de monitoramento direto de flechas em linhas de transmissão aéreas empregando o Sistema de Posicionamento Global no modo diferencial, ou DGPS, no qual são empregados dois receptores GPS; um conhecido como base, cuja posição é conhecida, e outro chamado de *rover*, ou “pirata”, o qual situa-se no vão do condutor. As desvantagens deste sistema são que o receptor pirata precisa obter energia do próprio cabo sendo monitorado, e com o aumento da distância entre os dois receptores a exatidão do sistema de medição é bastante degradada.

2.1.1.1. *Power Donut*

O sistema *Power Donut*, desenvolvido pela Underground Systems Inc., consiste em um equipamento de medição de corrente e temperatura em cabos de linhas de

transmissão aéreas. A altura cabo-solo é encontrada a partir da variável temperatura, de acordo com NASCIMENTO *et al.* [4], obtida através de um termômetro de contato instalado no cabo, num processo semelhante ao proposto neste trabalho.

O sistema *Power Donut*, apresentado na figura 2.1, utiliza a própria energia dos cabos monitorados para operação. O potencial da linha funciona como fonte de energia, a qual é coletada por uma bobina de corrente que alimenta baterias recarregáveis. Após a coleta dos valores de corrente e temperatura, dados que são obtidos simultaneamente, a informação é enviada para uma estação terrestre via sinais de rádio em frequência modulada, e da estação para uma central de processamento através de um canal dedicado de comunicação. O subsistema computacional processa as informações através de algoritmos de visualização dos dados em tempo real (NASCIMENTO *et al.* [4]).



Figura 2.1: Sistema *Power Donut* (adaptado de [5])

2.1.1.2. *Power Donut2*

O sistema *Power Donut2* é uma evolução do sistema preliminar. São apresentadas medidas de corrente, tensão, potência ativa, potência reativa, temperatura e ângulo de inclinação do condutor concernentes à linha monitorada. Assim como seu antecessor, o sistema é alimentado por acoplamento do fluxo magnético a partir do campo gerado pelo condutor da linha de transmissão; e pode operar em qualquer nível de tensão até 500 kV.

Os dados são armazenados em memória FLASH, o que possibilita que a informação seja disponibilizada através de data logging; porém também pode ser realizada transmissão em tempo real utilizando tecnologia GSM [6]. Outras vantagens que o *Power Donut2* apresenta podem ser citadas, como a possibilidade de instalação

em linha viva, e o cálculo dos valores de flecha utilizando métodos computacionais a partir de dados carregados previamente pelo operador e as medidas em tempo real da inclinação do cabo condutor. Na figura 2.2 um sistema *Power Donut2* instalado em uma LT de 138 kV é apresentado.

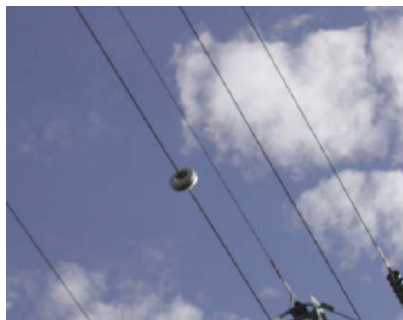


Figura 2.2: Sistema *Power Donut2* em linha de transmissão de 138 kV (adaptado de [6])

2.1.1.3. Sistema CAT-1

A grandeza física que é monitorada pelo sistema CAT-1, desenvolvido pela Nexans, é a tensão mecânica de estiramento do cabo. Uma célula de carga, dispositivo que fornece uma tensão de saída a partir da deformação do corpo no qual está aplicado, é inserida entre o cabo e a estrutura da linha de transmissão, e a partir do valor da tensão mecânica é obtido o valor da flecha considerando o equacionamento da catenária, apresentado em DOUGLASS *et al.* [2].

Como é instalado em pontos onde não há alimentação convencional, o sistema CAT-1 obtém energia de baterias automotivas de 12 V, carregadas por painéis solares. Assim, a utilização de energia solar provê isolamento dos sensores e circuitos eletrônicos utilizados de fontes de surtos elétricos e eletromagnéticos (NASCIMENTO *et al.* [4]), o que não ocorre quando a alimentação elétrica é obtida do próprio cabo da LT.

A seção de comunicação compreende dois subsistemas, um sistema que realiza a transmissão das informações entre a estação remota local e a estação de coleta de dados, via rádio; e um sistema de automação para integrar os protocolos de comunicação empregados na rede (NASCIMENTO *et al.* [4]). Na figura 2.3 é mostrado um sensor de célula de carga do sistema CAT-1 instalado em campo.

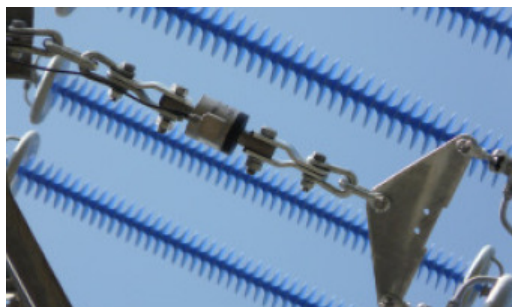


Figura 2.3: Célula de carga do sistema CAT-1 instalada em campo (adaptado de NASCIMENTO *et al.* [4])

2.1.1.4. Sistema SONAR

O Sistema SONAR realiza medidas da altura cabo-solo, que são armazenados na estação remota. A distância entre dois obstáculos é obtida a partir da ação de trenas eletrônicas [1], na figura 2.4 é apresentado um sensor XPS40, que realiza as medições utilizando ondas sonoras.

Para a comunicação entre a estação remota e a central de processamento é utilizado sistema de telefonia celular. Na estação remota um celular é acoplado a um modem, permitindo o acesso à base de dados através de linha comercial discada ou dedicada.

Da mesma forma que o sistema CAT-1, a alimentação do sistema é provida por baterias automotivas de 12V recarregáveis via energia solar, e oferece uma vantagem relativa ao processo de instalação, uma vez que não há necessidade de os equipamentos serem instalados diretamente no potencial da linha.



Figura 2.4: Sensor XPS40 do Sistema SONAR (adaptado de SEVERINO [1])

NASCIMENTO *et al.* [4] realizaram um estudo de comparação entre as tecnologias de monitoramento CAT-1, *Power Donut* e SONAR, e chegaram à conclusão de que o

sistema CAT-1, apesar de mais utilizado comercialmente em países desenvolvidos, também é o sistema que apresenta os maiores custos de aquisição e instalação, devido principalmente ao elevado valor financeiro de aquisição de licença do uso dos algoritmos de gerenciamento e visualização dos dados.

2.1.1.5. Medição Direta da Flecha com Uso de Sensores Óticos

Um sistema de monitoramento em tempo real de LTs é proposto em SEVERINO [1]. É implementado um sistema ótico de medição direta da flecha, onde um laser é alocado num ponto pré-determinado do cabo condutor, de forma que o feixe é direcionado para um painel em forma de espelho parabólico, onde estão dispostos sensores óticos, realizados por fotodiodos. O painel é instalado na torre de sustentação da linha.

Uma central de monitoramento, onde as informações são armazenadas e disponibilizadas para os responsáveis pela operação da linha, recebe os dados do monitoramento via telefonia celular GPRS; adotando assim a versatilidade provida pelo sistema SONAR. O sistema sob teste foi instalado na linha da Usina Solar da Universidade Federal de Juiz de Fora (MG).

2.1.2. Medição em Ambientes de Alta Tensão

2.1.2.1. Medição de Características Elétricas

O monitoramento em ambientes de alta tensão, como subestações e redes de transmissão ou distribuição de energia, é empregado com o intuito de permitir a operação ótima do sistema, incluindo aspectos de máximo despacho possível, qualidade de energia, planejamento, segurança e redução do tempo de indisponibilidade da malha. Diversos trabalhos propõem alternativas de medição visando o aperfeiçoamento dos processos de aferição, dada particular atenção à aquisição de valores de corrente elétrica.

Fibras óticas têm sido extensivamente aplicadas neste sentido, não apenas como meio de prover isolamento entre as regiões de alta tensão e terra, mas também atuando como o elemento sensor propriamente dito, fato que apresenta algumas vantagens, como a praticidade de instalação e maior imunidade a ruídos eletromagnéticos.

WERNECK *et al.* [7] apresentam um sistema temporário de medição de corrente, tensão e fator de potência em linhas de distribuição de 13.8 kV, com um enlace de fibra ótica para transmissão dos dados, via sinal de pulso modulado por frequência. O sistema pode ser instalado em linhas vivas com tempo reduzido, e utiliza como elemento sensor uma pinça de corrente, eliminando o uso de transformadores de corrente (TC) convencionais com núcleo ferromagnético. O transdutor de corrente e tensão, junto com o elemento transmissor é apresentado na figura 2.5.



Figura 2.5: Sistema proposto por WERNECK *et al.* [7]

Propostas antigas implementam transformadores de corrente na medição de corrente elétrica, como MCGARRITY *et al.* [8], NING *et al.* [9] e WANG *et al.* [10]. Entretanto, TCs oferecem desvantagens para a realização de monitoramento em ambientes inóspitos; geralmente são grandes e pesados, o que dificulta bastante instalação e manutenção, além do perigo inerente; e com o aumento do nível de tensão da linha que se deseja monitorar, custo e consumo de energia deste tipo de transdutor também são incrementados [11]. A presença de um núcleo ferromagnético introduz ainda efeitos indesejados, como a saturação magnética, a qual limita a amplitude da corrente elétrica que pode ser medida com o equipamento [12]. Particularmente, os trabalhos de MCGARRITY *et al.* [8] e NING *et al.* [9] utilizam o conceito de sensores de corrente híbridos, onde são empregadas técnicas de sensoriamento de corrente convencionais em alta tensão, com a rede de transmissão de dados implementada por enlaces óticos; característica que compõe a base de alguns sistemas de aferição de corrente elétrica classificados como Transdutores Óticos de Corrente.

ADOLFSSON *et al.* [13] realizaram uma revisão dos sistemas chamados de Transdutores Óticos de Corrente (OCT). Está incluída nessa classificação uma gama de sistemas com diferentes princípios de operação, onde procedimentos de medição óticos e eletrônicos são empregados. Em todos os sistemas, a transmissão dos sinais é realizada em meio ótico, há alternância apenas no procedimento de medição adotado. O primeiro sistema discutido, tipo 1, utiliza um transformador de corrente convencional como transdutor, e ao sinal de saída é procedida uma conversão eletro-ótica para transmissão por fibra ótica.

No segundo método apresentado em ADOLFSSON *et al.* [13], as medidas de corrente são obtidas por um sensor ótico, localizado no interior de um circuito magnético que envolve o condutor monitorado. Outras configurações de sensores incluem uma fibra ótica ou um material opticamente ativo envolvendo o condutor, e um arranjo onde o sensor ótico, ao invés de formar um laço fechado ao redor do cabo, realiza a medição em um ponto próximo ao condutor. Um efeito desejado quando se utiliza uma bobina de fibra ótica é que apenas os campos magnéticos devido a correntes dentro da bobina são detectados, como descrito por ZEGLER *et al.* [14]. O princípio de funcionamento da maioria dos sensores de corrente óticos é baseado no Efeito Faraday, também chamado de efeito magneto-ótico. De maneira geral, os materiais utilizados na construção de dispositivos que empregam o Efeito Faraday possuem a propriedade de que o valor do índice de refração depende da direção de propagação e da polarização da luz. Ondas de luz propagando em um meio exibem um estado de polarização que é dado pelo vetor do campo elétrico como uma função do tempo e da posição (ZEGLER *et al.* [14]); o estado de qualquer polarização pode ser descrito pela superposição de duas ondas de luz ortogonais linearmente ou circularmente polarizadas. Assim, um meio que é capaz de alterar o estado de polarização é chamado de meio birrefringente.

A birrefringência circular pode ser induzida em um material pela aplicação de um campo magnético paralelo à direção de propagação da luz, o que permite a mudança de polarização de luz linearmente polarizada e mantém a polarização de luz circularmente polarizada. Se a birrefringência circular intrínseca do material for muito pequena, a rotação do plano de polarização da luz linearmente polarizada que atravessa o material é proporcional à integral do campo magnético aplicado H ao longo do caminho l , dada por (ZEGLER *et al.* [14]):

$$\theta = V \int \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.1)$$

Onde V é constante de Verdet, uma propriedade do material que a luz atravessa que descreve a magnitude do Efeito Faraday (ZEGLER *et al.* [14]). Ou seja, o efeito Faraday descreve a rotação do plano de polarização da luz se propagando na guia de onda proporcional à corrente que flui no condutor. Algumas das vantagens da utilização de dispositivos que exploram o Efeito Faraday em OCTs incluem o excelente isolamento elétrico obtido e a possibilidade de medição de correntes DC de até 100 kA.

Apesar de as pesquisas com sensores a fibra ótica terem sido iniciadas há pouco mais de três décadas, apenas algumas das técnicas e aplicações estão sendo empregadas de forma comercial (LEE [15]), um exemplo de OCT comercial baseado em Efeito Faraday é apresentado na figura 2.6, fabricado pela NxtPhase e desenvolvido para atuação em ambientes de tensão elevada.



Figura 2.6: Sensor de corrente ótico NXCT (adaptado de [16])

Enquanto sensores de corrente a serem utilizados em sistemas de potência e alta tensão, fibras óticas oferecem algumas vantagens em termos econômicos e de performance, como menor custo de instalação e segurança aprimorada, devido aos aspectos dielétricos de projeto (MIHAILOVIC *et al.* [17]), grande largura de banda, maior sensibilidade e imunidade à interferência eletromagnética (LEE [15]). Dessa forma, diversos estudos tem sido apresentados, como o sensor de corrente a fibra ótica portátil proposto por MIHAILOVIC *et al.* [17], onde o sensor desenvolvido é

aplicado na análise de harmônicos no sinal de corrente medido. Também foram tratados neste trabalho a influência da dependência da temperatura com o efeito Faraday e da posição do condutor dentro do caminho ótico fechado na exatidão das medições.

Com o intuito de apresentar um sistema de monitoramento para avaliação de aspectos de qualidade de energia em sistemas de potência, PETRICEVIC *et al.* [18] propõem modificações em MIHAILOVIC *et al.* [17] para a medição de harmônicos de corrente. Dentre as alterações implementadas, pode-se citar o remodelamento da garra-sensor, tornando-a mais prática, e a inclusão de análise precisa de harmônicos no equipamento a ser utilizado em campo, através da Transformada Discreta de Fourier. O sistema portátil, cujo elemento sensor é mostrado na figura 2.7, foi testado em um motor de indução de 6 kV sob diferentes condições de carregamento.

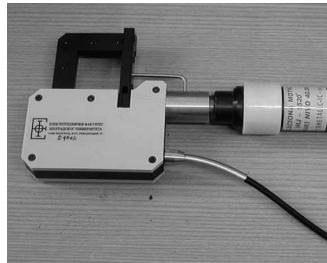


Figura 2.7: Sensor de corrente a fibra ótica portátil (adaptado de PETRICEVIC *et al.* [18])

Entretanto, a medição de corrente e/ou tensão em ambientes submetidos a altas tensões utilizando transdutores não é um fenômeno recente; os primeiros trabalhos a propor medições de corrente elétrica por Efeito Faraday começaram a surgir durante a década de 70 do século XX (ULMER Jr.[19]), e desde então sensores óticos para medição de características elétricas em diversas aplicações diferentes tem sido indicados.

Neste sentido, o monitoramento com a finalidade de proteção do sistema tem sido abordado. Como exemplo desta aplicação tanto YAMAGATA *et al.* [20] quanto LAW *et al.* [21] proporcionam estudos na detecção de faltas de sistemas elétricos. YAMAGATA *et al.* [20] desenvolve seu sistema de monitoramento para utilização em subestações, onde as chaves de desconexão foram equipadas com transformadores de corrente óticos; o sistema detecta a corrente de falta através de TCs óticos, empregando o Efeito Faraday, alocados nos terminais das chaves de desconexão, e realiza a transmissão das informações concernentes à corrente de falta também por

fibras óticas para uma estação de controle remota, de forma que a seção onde ocorreu a falta possa ser localizada.

LAW *et al.* [20], por outro lado, desenvolve um sistema um tanto mais complexo e apurado, que emprega redes de Bragg em fibras (FBG), as quais serão tratadas posteriormente durante a discussão sobre medição de temperatura. A utilização de redes de Bragg em fibras como elemento sensor permite a multiplexação de vários sinais de falta em um sistema de detecção, através da transformação do campo magnético de uma corrente elétrica em uma tensão mecânica na FBG, fato alcançado com a aplicação de materiais magnetorestritivos. Dessa forma, sinais de falta de vários sensores de corrente podem co-existir num único enlace de fibra ótica, ou seja, diversos sensores podem ser endereçados por uma única fonte ótica e monitorados por detectores através de uma única conexão.

Ainda no campo do monitoramento ótico em subestações de alta tensão podem ser citados os trabalhos de HUGUES *et al.* [22] e CHATEFROU *et al.* [23]. HUGUES *et al.* [22] discutem a introdução do que eles chamam de transformadores de instrumentação não convencionais (NCIT), demonstrando o uso de técnicas de medição ótica em conjunto com a utilização do protocolo IEC60044-8, padrão que define o protocolo de comunicação aplicável a sensores de corrente e tensão digitais em um sistema de comunicação ponto a ponto. Os transformadores de instrumentação não convencionais compreendem sistemas de medição completos, incluindo subsistemas como o sensor ótico passivo, um sistema de comunicação implementado por fibras óticas para transmissão do feixe de luz modulado, e um armário para disposição do módulo de tratamento eletrônico, o qual contém módulos de controle, de comunicação e de condicionamento do sinal ótico. Este armário de disposição é conhecido como rack de aquisição eletrônico (CVCOM).

CHATEFROU *et al.* [23] realizam uma revisão dos princípios físicos envolvidos nos sistemas de monitoramento onde NCITs são utilizados, como o efeito Faraday e o teorema de Ampère para os sensores de corrente; e o efeito Pockels e a definição da diferença de potencial para os sensores de tensão. Particularmente, o efeito Pockels é um efeito eletro-ótico que descreve a influência de um campo elétrico em um cristal transparente. O trabalho atenta ainda para o avanço no campo dos sensores óticos em conjunto com a aplicação de microprocessadores para o controle de processos, fato este que se apresenta como uma solução para reduzir com segurança os gastos em subestações.

O primeiro Transformador Ótico de Corrente que satisfaz os requisitos de aplicação em comutadores isolados a gás (GIS) foi apresentado por TAKAHASHI *et al.* [24]. No trabalho foram desenvolvidos dois tipos de OCTs, cada um com

sensibilidades diferentes, para GIS de 550 kV de fase única. A sensibilidade do OCT pode ser alterada pela variação do comprimento de onda da luz que atravessa a fibra ótica, possibilitando o desenvolvimento de um OCT para medição e outro para ser utilizado em proteção, em ambos os transdutores foram utilizadas fibras óticas de sílica com baixa birrefringência, de forma que a birrefringência linear seja reduzida e o decréscimo da sensibilidade do sensor seja evitado. O projeto do sistema levou em consideração as seguintes características: para proteção, a máxima corrente medida é de 126 kA_{RMS}, bobina de fibra ótica com 1 (um) enrolamento e comprimento de onda da luz de 1300nm; enquanto que para medição o projeto prevê o emprego de uma bobina de 4 enrolamentos, 850nm de comprimento de onda e a medição de até 16000 A_{RMS}. TAKAHASHI *et al.* [24] também investigaram os efeitos de vibração e da deriva de temperatura do sensor.

Um estudo do efeito de campos elétricos elevados, dada especial atenção ao efeito eletro-ótico Kerr, é realizado por ROSE *et al.* [25]. O efeito Kerr é uma birrefringência linear induzida pelo campo elétrico no qual o sensor está imerso que surge quando o campo elétrico altera a polarização das moléculas do material vítreo que compõe o sensor. É mostrado nesse trabalho que o efeito Kerr pode causar distorção harmônica na forma de onda de corrente alternada medida, e é indicada a necessidade de utilização de blindagem do sensor para redução da influência do efeito Kerr. Ainda, os sinais de harmônicos gerados pelo efeito Kerr podem ser utilizados para medição simultânea da corrente, tensão, e da fase entre eles.

Desviando um pouco o foco da utilização de sensores em sistemas de transmissão e distribuição de energia, é possível considerar o monitoramento de corrente elétrica na indústria de extração eletrolítica, onde o controle do consumo de energia eficiente na produção de metais como o cobre e o alumínio, na qual correntes de até 500 kA são empregadas, desempenha papel importante na redução do desperdício. De tal modo, é apresentado por BOHNERT *et al.* [26] um sensor de corrente a fibra ótica para o controle de processos de eletrólise bastante competitivo. Neste tipo de aplicação, o comprimento da circunferência do laço ótico em volta do condutor é bem maior do que no monitoramento em subestações, variando entre um metro e dez metros; na figura 2.8 é apresentado um sensor de corrente a fibra ótica alocado em uma fundição de alumínio com corrente nominal de 260 kA.



Figura 2.8: Sensor de corrente em fundição de alumínio (adaptado de BOHNERT *et al.* [26])

Dadas as dimensões, o sistema proposto por BOHNERT *et al.* [26] provê algumas vantagens, como facilidade de manuseio. Além da precisão e da repetibilidade atenderem requisitos de 0.1%, o sistema também trabalha em ambientes onde o campo magnético não está distribuído uniformemente, além de o consumo de energia por parte do sensor ser desprezível.

Finalmente, LEE *et al.* [27] e REHMAN *et al.* [28] propõem sistema de monitoramento de corrente que os utilizam princípios um tanto quanto diversos dos já tratados neste trabalho. LEE *et al.* [27], apesar de implementar um sensor baseado na detecção do efeito de rotação de Faraday já discutido, utiliza um analisador de polarização como demodulador, através da inscrição de uma rede de Bragg de período longo na fibra ótica. Foi demonstrada a possibilidade de medição de correntes de até 600 A_{RMS} , com a mínima corrente detectável de aproximadamente $1.3 \text{ mA}_{RMS}/\text{Hz}^{1/2}$, além de o sensor apresentar boa linearidade na faixa de medição proposta.

Já REHMAN *et al.* [28] indica a medição remota de corrente elétrica utilizando um sensor Hall, baseado no efeito descoberto por Edwin Hall em 1879, de acordo com ZEGLER *et al.* [14]. Neste sistema, o valor da corrente a ser medida é convertido para valores de tensão através do sensor Hall, os dados elétricos são convertidos para sinal ótico e transmitidos via fibra ótica para a central remota, onde o sinal elétrico é recuperado e interfaceado com um microcontrolador para processamento. A maior vantagem do sistema desenvolvido é a isolamento elétrica entre os subsistemas de medição e o de potência, provido tanto pelo sensor Hall como pelo sistema de transmissão dos dados; entretanto, a linearidade das medições foi estudada apenas para baixos valores de corrente, até 60 A.

2.1.2.2. Medição de Temperatura

O grupo espanhol Artech fornece um sensor de temperatura para linhas de alta tensão de forma direta, conhecido como SMT. É utilizado um sensor PT1000 encapsulado em uma proteção mecânica [29] e que abraça o condutor da linha; na figura 2.9 é apresentado o sistema SMT, o qual guarda bastante semelhança de design o com sistema de medição de corrente e temperatura *Power Donut*.



Figura 2.9: Sensor de temperatura SMT, da Artech (adaptado de [29])

O módulo SMT obtém a energia elétrica para funcionamento a partir do próprio condutor da linha de transmissão, ou seja, é empregado um transformador de corrente para este fim. Os dados das medições são transmitidos por meio de mensagens SMS, e são recebidos por um computador na estação base através de um modem. A existência de cobertura de telefonia celular na localidade onde o sistema será instalado, portanto, é necessária. A faixa de medição do produto é de 0 °C até 120 °C, com uma temperatura de pico de 150 °C.

No campo do monitoramento ótico de temperatura, YILMAZ *et al.* [30] desenvolveram um sensor distribuído baseado em fibra ótica para detecção de temperatura, porém em condutores subterrâneos. O motivo do estudo da temperatura, neste caso, é que a máxima temperatura de operação para cabos subterrâneos pode danificar a isolamento do condutor. O sensor a fibra ótica, neste caso em particular, oferece uma vantagem específica, que é a alta resistência à corrosão, além da potencial alocação de centenas ou até mesmo milhares de sensores ao longo da fibra fornecendo dados acerca do mensurando de forma distribuída. O cabo de fibra ótica é integrado aos condutores através da utilização de tubos não-magnéticos entre as

camadas do condutor, como apresentado na figura 2.10, fato este que elimina a dependência da integração da fibra ao processo de fabricação do condutor.



Figura 2.10: Fibra óptica integrada ao condutor (adaptado de YILMAZ *et al.* [30])

Uma vez que os espalhamentos de Raman e Brillouin são sensíveis à temperatura, YILMAZ *et al.* [30] utilizam a detecção do espalhamento Raman para monitoramento da temperatura, visto que o espalhamento Brillouin não pode ser facilmente separado do espalhamento Rayleigh, fato que encarece o receptor. O espalhamento Raman é um espalhamento inelástico, ou seja, as frequências dos fótons incidentes diferem das frequências dos fótons espalhados; fótons espalhados em baixas frequências são chamados de linhas de Stokes, enquanto que aqueles espalhados em altas frequências são chamados de linhas de anti-Stokes. A relação R_r entre as intensidades anti-Stokes e Stokes na luz retro-espalhada é dada pela equação (YILMAZ *et al.* [30])

$$R_r = \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_{AS}} \right)^4 \exp\left(\frac{hc\Delta\nu}{kT} \right) \quad (2.2)$$

Onde λ_s e λ_{AS} são os comprimentos de onda de Stokes e de anti-Stokes, respectivamente, h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz no vácuo, $\Delta\nu$ é a alteração da frequência ótica, k é a constante de Boltzmann e T é a temperatura absoluta em Kelvin. Portanto, a medição da relação R_r provê uma alternativa bastante engenhosa para monitoramento da temperatura do meio. De forma que o perfil de temperatura do cabo possa ser traçado, métodos de OTDR são empregados, possibilitando a determinação do ponto de espalhamento pela medida da duração da reflexão da luz.

Um sensor de temperatura baseado em redes de Bragg em fibras, específico para aplicações em linhas de transmissão de alta tensão, é proposto por ROMERO *et al.* [31]. Neste trabalho, as redes de Bragg são foto-induzidas no núcleo da fibra ótica; entretanto, não são empregadas técnicas de interferometria, que apesar de oferecerem alta resolução, requerem complicadas e caras técnicas de processamento de sinais para recuperação da informação. Dessa forma, o estudo dos pesquisadores da Universidade de São Paulo e da Escola de Engenharia de São Carlos emprega um esquema com dois comprimentos de onda, de forma que flutuações aleatórias na potência ótica detectada possam ser canceladas. Sistemas implementados a partir do esquema proposto podem atingir uma resolução de 0.2 °C.

HUANG *et al.* [32] trabalham com um sistema de monitoramento on-line da temperatura dos cabos de linhas de transmissão, baseado no sistema GSM e de telefonia celular e no padrão de transmissão sem fio ZigBee. Neste esquema, uma unidade de comunicação instalada na torre de suporte do condutor requisita as informações de uma unidade de medição composta por sensores de temperatura alocados junto ao cabo da linha, por meio do módulo ZigBee. Os dados de vários sensores são empacotados em mensagens SMS e enviados pelo módulo de comunicação GSM para uma base de monitoramento.

2.1.3. Bobinas de Rogowski

As bobinas de Rogowski, as quais são os sensores de corrente empregados no sistema de medição apresentado neste trabalho, tem sido utilizadas na medição de campos magnéticos desde o final do século XIX, como descrito por WARD *et al.* [12], quando A. P. Chattock, da Universidade de Bristol, realizou medições de relutância magnética com uma bobina de fio longo e flexível. Posteriormente, em 1912, Rogowski e Steinhaus descreveram a técnica na medição de potenciais magnéticos. Os princípios físicos de funcionamento dos sensores baseados em bobinas de Rogowski serão apresentados na seção 2.2, onde a fundamentação teórica acerca dos subsistemas do projeto será discutida.

Um sistema de medição de corrente em linhas de transmissão que faz uso de uma bobina de Rogowski em conjunto com seu circuito integrador é apresentado por GANG *et al.* [33] e em seguida por GANG *et al.* [11], onde o valor das medições é enviado para um módulo de processamento de sinais localizado na região de potencial terra por meio de cabos de fibra ótica. Dessa forma, a bobina de Rogowski elimina os fatores não-lineares e erros introduzidos pela utilização de um transformador de

corrente de núcleo férreo para detecção da corrente. Neste instrumento proposto, o sinal de saída do circuito integrador é convertido para um sinal em frequência modulada, através de um conversor tensão-frequência; posteriormente, este sinal FM é transformado em pulsos óticos para acoplamento com uma fibra ótica de sílica para transmissão dos dados para o potencial terra.

Os circuitos situados na região de alta tensão necessitam de energia elétrica, GANG *et al.* [11] optaram por obter essa alimentação a partir da própria linha de transmissão, a partir de um transformador de corrente convencional. A saída do enrolamento secundário deste TC é retificada, filtrada e regularizada para a tensão de operação do circuito em alta tensão. Já na região de potencial terra, o sinal FM é recuperado a partir do sinal ótico, e o circuito de demodulação para obtenção do valor de corrente medido é implementado através de um circuito de malha travada em fase, ou PLL. Os testes experimentais, onde os dados fornecidos pelo instrumento desenvolvido foram comparados com os dados de um TC medidor padrão, apresentaram boa linearidade e precisão dentro da faixa de operação desejada.

KOJOVIC *et al.* [34] apresenta um estudo comparativo entre as características de performance entre transformadores de corrente convencionais e sensores Rogowski utilizados em aplicações de proteção por atuação de relés. Dentre as vantagens que a bobina de Rogowski oferece estão o reduzido peso e tamanho, linearidade (não há saturação magnética), não há riscos de explosões ou de trabalhar com o enrolamento secundário em aberto. De fato, ao observar o sinal da corrente medida, é possível constatar que a bobina de Rogowski reproduz a forma de onda original com bastante precisão, enquanto que os transformadores de corrente saturados provocam distorção no sinal transiente, como mostrado na figura 2.11.

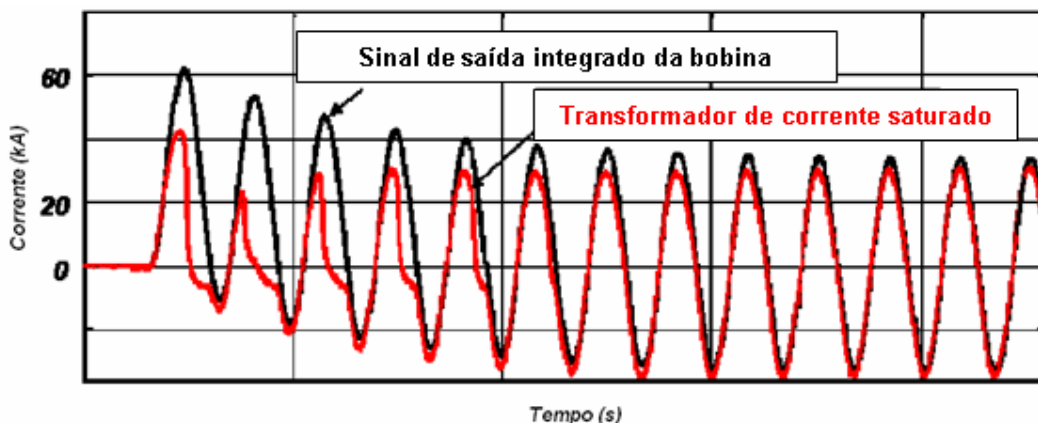


Figura 2.11: Comparação entre as formas de onda de uma bobina de Rogowski e de um TC saturado (adaptado de KOJOVIC [34])

DUPRAZ *et al.* [35] apresentaram as idéias principais surgidas da aplicação de sensores de Rogowski na indústria, além de discutir conceitos básicos do princípio de operação das bobinas. O trabalho trata também do esquema do sensor Rogowski em placa de circuito impresso (PCB) que possibilita obtenção de estabilidade térmica da bobina frente a variações de temperatura do ambiente junto com insensibilidade à corrente fluindo em condutores vizinhos; na faixa de temperatura de -40°C até 90°C o sensor satisfaz a classe de exatidão de 0.1 concernente à deriva térmica. A bobina em PCB desenvolvida, para aplicação em comutadores isolados a gás (GIS), é apresentada na figura 2.12.

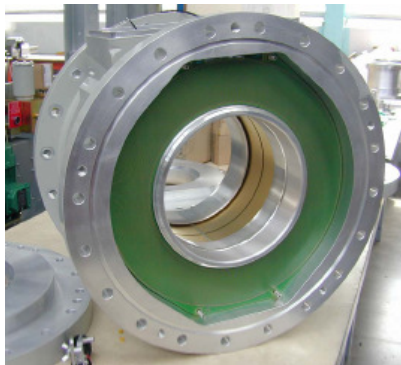


Figura 2.12: Bobina de Rogowski em PCB desenvolvida por DUPRAZ *et al.* [35]

A nova tecnologia de bobina em PCB desenvolvida pelos pesquisadores franceses oferece algumas vantagens para a aplicação em GIS, são elas: linearidade, insensibilidade a correntes geo-magneticamente induzidas, capacidade de medição de correntes assimétricas com grande constante de tempo, processo industrial barato, alta estabilidade térmica, insensibilidade da posição do condutor primário envolvido pelo *loop*, insensibilidade a stress mecânico e térmico e larga faixa de operação térmica.

Em 1912 as bobinas de Rogowski não eram utilizadas para medição de corrente, apenas de campos magnéticos, uma vez que a potência e a tensão de saída da bobina não eram suficientes para causar deflexão nos instrumentos de medição [36]. KOJOVIC [36] também apresenta o projeto de um sensor Rogowski baseado em placas de circuito impresso, onde a bobina é projetada contendo dois enlaces de fios conectados em direções eletricamente opostas, de forma que a influência de condutores vizinhos seja reduzida; são utilizadas duas placas de PCB, cada uma contendo uma bobina (figura 2.13).

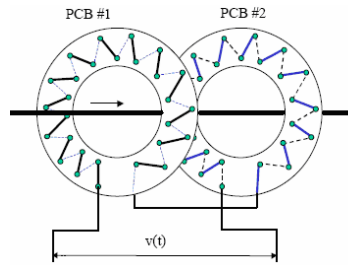


Figura 2.13: Bobina de Rogowski em PCB proposta por KOJOVIC [36]

KOJOVIC [36] justifica o desenvolvimento do sensor para aplicações de proteção, uma vez que o sinal de saída da bobina é uma tensão proporcional à taxa de variação da corrente no tempo, ou seja, é possível medir com segurança mudanças na forma de onda da corrente, dessa forma permitindo o desenvolvimento de algoritmos de proteção de resposta mais rápida para faltas em sistemas. O autor verificou a linearidade do sensor projetado entre $1 A_{RMS}$ até $190 kA_{RMS}$, além de testes envolvendo a posição de condutores dentro e fora do enlace da bobina sensora.

Já QING *et al.* [37] atentam para o fato de bobinas de Rogowski em PCB terem sua produção em série facilitada. Além disso, assim como também é lembrado em KOJOVIC [36] e KOJOVIC [38], os autores chamam a atenção para as vantagens dos sensores de corrente de Rogowski em relação aos transformadores de corrente tradicionais numa época de instrumentação e maquinário cujo controle é baseado em técnicas microprocessadas. Ou seja, muitos equipamentos já não mais precisam da alta potência de saída fornecida pelos dispositivos de medição, como acontecia com os equipamentos eletromecânicos que dependiam das saídas dos TCs convencionais. O estudo procedido por QING *et al.* [37] realiza a comparação de características físicas e de operação entre três tipos de bobinas: bobinas de Rogowski tradicionais (TRCs, de núcleo toroidal), bobinas de Rogowski planares em PCB (PRCs) e bobinas de Rogowski combinadas em PCB (CRCs); as quais são apresentadas na figura 2.14.

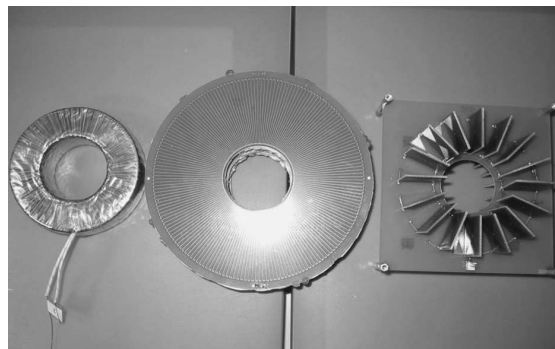


Figura 2.14: Bobinas de Rogowski fabricadas por QING *et al.* [37]

A bobina CRC é a que apresenta a maior indutância mútua e os custos mais baixos para fabricação, enquanto que a variação entre o valor medido e o projetado da indutância mútua é maior do que 2% para a TRC, e menor do que 0.5% para ambas as bobinas TRC e PRC. Com relação a testes de linearidade, os três tipos de sensores apresentaram bons resultados, entretanto, para baixos valores de corrente, a bobina tradicional proporciona erros maiores uma vez que a tensão induzida neste caso possui uma relação sinal-ruído menor. As duas bobinas baseadas em PCB também possuem menor influência da variação da posição relativa entre o condutor e o enlace sensor.

KARRER *et al.* [39] também apresentam um modelo de bobina de Rogowski em PCB, no entanto, para medições de altos valores de di/dt , ou seja, valores elevados de transientes de corrente. É realizado um estudo das funções de transferência tanto dos transdutores de Rogowski quanto dos transformadores de corrente de núcleo férreo; particularmente é apresentada a resposta da FT para a função pulso. A bobina em PCB desenvolvida tem uma impedância que pode ser expressa pelo modelo simplificado (KARRER *et al.* [39]):

$$Z_{ROGOWSKI}(s) = \frac{V_2(s)}{I_2(s)} = \frac{sL_2 + R_2}{s^2 + L_2C_2 + sC_2R_2 + 1} \quad (2.3)$$

Onde R_2 , C_2 e L_2 são a resistência ôhmica, a capacitância e a auto-indutância do enrolamento secundário, respectivamente. No caso do sensor de Rogowski, o enrolamento secundário é a própria bobina, enquanto que o enrolamento primário ($N_1 = 1$) é o condutor a ser monitorado. Como os transdutores que funcionam de acordo com a Lei de Faraday não possibilitam a medição da componente DC da corrente, o conjunto sensor desenvolvido combina um transdutor de corrente por efeito Hall, possibilitando a medição de di/dt de até 50 A/ μ s, com a bobina em PCB; dessa forma tornando possível a medição de di/dt de até 5 kA/ μ A em 500 A, com precisão elevada. Assim, o conjunto sensor de corrente desenvolvido é capaz de medir correntes de DC até alguns MHz com um erro menor do que 1% numa faixa de escala de 500 A.

KOJOVIC [40], em mais um trabalho acerca de bobinas de Rogowski em PCB, propõe esquemas de bobinas em aberto (*split-core*), que são aplicadas quando a instalação requer que o primário ou secundário não sejam desconectados, ou quando as dimensões da bobina são muito grandes para caber numa única placa de circuito impresso. Uma bobina de Rogowski em aberto com quatro enrolamentos para medição de corrente residual (cujo esquema é mostrado na figura 2.15) é utilizada em

conjunto com bobinas em PCB convencionais para medição de corrente de fase; são realizados testes para verificação dos seguintes aspectos: influência de condutores próximos, corrente residual, sensibilidade e uniformidade e alta potência. O sistema sensor desenvolvido apresentou performance adequada para aplicação em sistemas de proteção, como por exemplo influência de condutores próximos menor que 0.2% e sinal de saída praticamente idêntico aos sinais obtidos com transformadores de corrente de alta precisão.

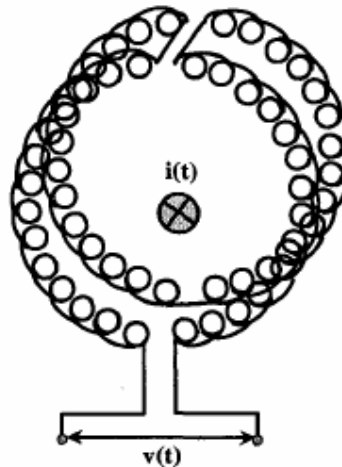


Figura 2.15: Bobina de Rogowski aberta de KOJOVIC [40]

Encerrando a discussão acerca das bobinas de Rogowski em PCB, as quais já provaram oferecer excelente precisão e maior estabilidade térmica, é apresentado o dispositivo sensor proposto por QING *et al.* [41]; para instalação no J-TEXT, o Texas Experimental Tokamak, dispositivo construído pela Universidade do Texas em Austin para prover instalações onde experimentos de fusão são conduzidos. As estruturas de bobinas em PCB já tratadas não podem ser aplicadas neste caso em particular, uma vez que o espaço na câmara de vácuo para medições de corrente de plasma é bastante limitado. Assim, foi utilizado como placa de base da bobina o material Teflon, de forma que os requisitos de temperatura de 120 °C pudessem ser atingidos; e testes relativos à posição da corrente de plasma foram conduzidos uma vez que a bobina de Rogowski projetada tem quase 1 (um) metro de diâmetro. Um condutor que simula as correntes de plasma foi alocado em nove posições diferentes, e a indutância mútua foi calculada e registrada, revelando uma variação menos do que 2%, atendendo os requisitos de medição de corrente de plasma no J-TEXT.

O circuito integrador deve ser projetado para apresentar boa resposta para baixas frequências, de maneira que a forma de onda da corrente de plasma possa ser

reproduzida adequadamente, a qual é mostrada na figura 2.16 e apresenta tempo de subida menor do que 100ms, além de corrente de pico de 400 kA com duração de quase 1s.

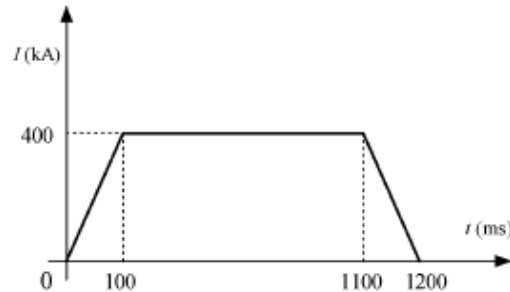


Figura 2.16: Corrente de plasma (adaptado de QING *et al.* [41])

Dentre os possíveis circuitos integradores, analógicos ou digitais, foi feita a opção por utilizar um integrador analógico, devido à estabilidade e ao baixo preço. O esquemático é apresentado na figura 2.17, onde é implementado um estágio integrador diferencial, o qual municia o sistema com uma maior imunidade a ruídos. É importante ressaltar que os sensores Rogowski em PCB apresentados foram desenvolvidos para aplicações bastante distintas da qual a presente dissertação trata, ou seja, as bobinas em placa de circuito impresso foram empregadas em medições de transientes de corrente ou pulsos muito rápidos, bem como no monitoramento de correntes com magnitudes elevadas, da ordem de kiloampères.

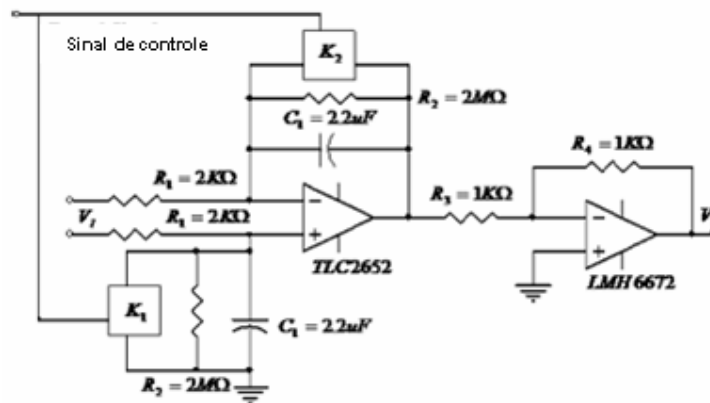


Figura 2.17: Circuito integrador analógico, com estágio diferencial (adaptado de QING *et al.* [41])

Como já discutido, os sensores de Rogowski podem ser utilizados para medição, controle e proteção em ambientes de alta tensão, bem como para medição de correntes com magnitudes elevadas. Os trabalhos apresentados a seguir corroboram

o emprego destes tipos de sensores em redes de alta tensão. No início da década de 1980, PETTINGA *et al.* [42] desenvolveram um sistema de medição de corrente polifásica empregando bobinas de Rogowski. Os autores investigaram a combinação teórica de circuitos integradores passivos e ativos, considerando que o cabo que liga a bobina ao circuito integrador tem 100 metros de comprimento (cabo coaxial, RG 213-U), chegando ao esquemático apresentado na figura 2.18. A frequência máxima de operação teórica deste sistema integrador é da ordem de 100 kHz.

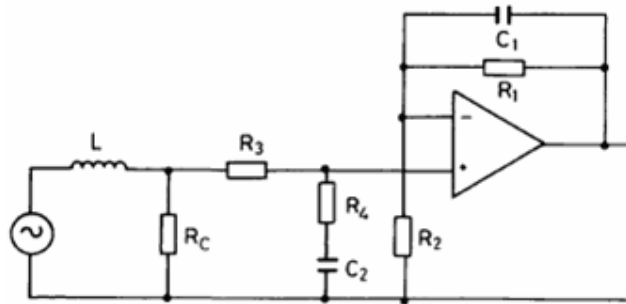


Figura 2.18: Circuito integrador projetado por PETTINGA *et al.* [42]

A calibração do sistema foi realizada com correntes de amplitude de 5 kA e frequência de 50 Hz. Foi procedida a comparação entre o sinal do sistema desenvolvido com o de um resistor shunt de 0.4733 m Ω , e os autores não detectaram diferença entre os sinais.

RADUN [43] apresenta um sensor de corrente barato para ser utilizado em circuitos de potência, o qual divide em três estágios: o elemento sensor, uma bobina de Rogowski, o circuito integrador, e um terceiro circuito cuja função é restabelecer o integrador ao zero quando a corrente que atravessa o sensor Rogowski também é zero. Dessa forma, o autor deseja prevenir que os erros advindos da integração de tensões de *offset* ou *bias*, inerentes aos circuitos integradores, cresçam de maneira se tornar erros significantes para a medição. Empregando este esquema de medição de corrente, o autor projetou um regulador de corrente para um motor de relutância chaveada (SRM) de 120 HP, testando o sistema para a medição de correntes de até 500 A. Assim, o sistema sensor proposto apresenta maior aplicabilidade na medição de correntes maiores do que 50 A e frequências de chaveamento maiores do que 1 kHz.

RAMBOZ *et al.* [44] propõe um estudo bastante desafiador, que é averiguar a linearidade de sensores de Rogowski para a medição de corrente maiores do que 100 kA. De forma ideal, a não-linearidade de bobinas de Rogowski é zero; então, explorar o surgimento de não-linearidades devido a aspectos construtivos não ideais, bem

como alterações surgidas a partir da posição do condutor em relação à bobina, significa tratar com fatores que causam contribuições muito pequenas na tensão de saída do elemento sensor. Para proceder com a investigação, os autores empregaram o procedimento “*boot-strapping*”, que consiste em gerar duas correntes de valor nominal igual em dois barramentos separados, as quais são somadas em um terceiro barramento.

Três bobinas de Rogowski monitoram cada um dos barramentos, e o processo requer que primeiramente o segundo dos barramentos seja aberto, de forma que apenas o primeiro e o terceiro barramentos tenham fluxo de corrente; após, o primeiro barramento é aberto, e assim apenas o segundo e o terceiro barramento experimentam fluxo de corrente. Finalmente, o primeiro e o segundo barramentos são conectados, fazendo com que o terceiro barramento experimente uma mudança de corrente nominal de 2:1, enquanto a corrente nominal original está fluindo pelas duas primeiras bobinas. Foram estudadas três faixas de corrente pelos autores, e as não-linearidades de amplitude médias acumuladas fornecidas são apresentadas a seguir:

- De 12.5 kA a 25 kA: -0.0024 %
- De 25 kA a 50 kA: -0.0067%
- De 50 kA a 100 kA: -0.0176%

Já FAIFER *et al.* [45] apresentam uma aplicação de bobinas de Rogowski em um sistema de análise da qualidade de energia em redes de alta tensão. Em ambientes industriais os sistemas de medição devem ser capazes de monitorar uma faixa de freqüências extensa, bem como medir com precisão os harmônicos de corrente e tensão. Os autores propõem um transformador de corrente cuja arquitetura é baseada em sensores de Rogowski, apropriado para a medição de correntes de 1000 A, classe de precisão de 0.1 e dentro da faixa de freqüências de 16 Hz a 780 Hz. São apresentadas algumas soluções para problemas que normalmente envolvem o emprego dos transdutores de corrente mencionados. Por exemplo, para superar as dificuldades que a integração analógica do sinal de saída da bobina oferece, como o preço elevado dos componentes de qualidade elevada e a estabilidade em longo prazo, é utilizada a integração digital, através do uso de tecnologia FPGA. Já para aumentar a capacidade dos sensores de rejeitar a corrente produzida por campos magnéticos advindos de condutores externos, são empregadas duas bobinas de Rogowski idênticas, onde os sinais induzidos são processados de forma diferencial; esta configuração é conhecida como modo balanceado.

Assim, FAIFER *et al.* [45] apresentam um sistema de medição que faz uso de duas bobinas de Rogowski; uma placa de aquisição, digitalização e processamento dos

sinais; e um enlace de fibras óticas para envio dos dados a uma segunda placa de reconstrução do sinal.

O trabalho apresentado por MARISCOTTI *et al.* [46] tem como objetivo a medição de corrente em linhas de alta tensão de ferrovias e linhas de distribuição. São apresentados o projeto e a construção de um sensor Rogowski, onde a preocupação principal diz respeito à imunidade do sensor aos campos elétricos externos gerados pelo próprio condutor sob medição. O estudo considerou dois tipos de blindagem, o primeiro é a blindagem *bootstrap*, onde a bobina é produzida a partir de um cabo coaxial de alta qualidade; o segundo é uma proteção cilíndrica eletrostática, que pode ser adicionado à configuração *bootstrap* no caso de altos níveis de campo elétrico.

Diversos estudos tem sido realizados com o intuito de se obter transdutores de Rogowski de alta performance, como por exemplo, cuja a largura de banda seja grande. RAY *et al.* [47] examinam as restrições envolvidas quando se deseja estender a largura de banda dos sensores. Há uma frequência f_a onde abaixo da qual o ganho do transdutor decresce, uma vez que as bobinas de Rogowski não reproduzem a componente DC dos sinais de corrente medidos. Ainda, há uma frequência f_b acima da qual o ganho do transdutor também decresce devido a atrasos no tempo inerentes à bobina e ao circuito integrador. Assim, a característica do ganho de um transdutor Rogowski pode ser representada pelo gráfico da figura 2.19, adaptado de RAY *et al.* [47].

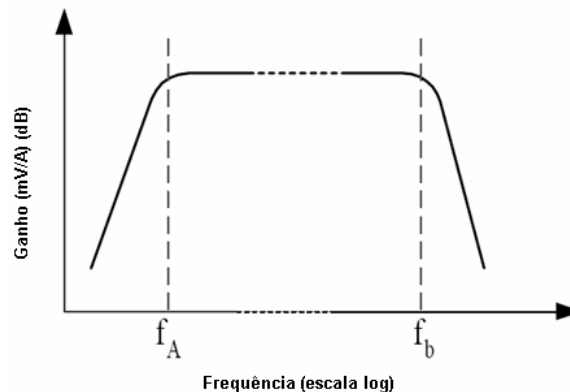


Figura 2.19: Relação Ganho - Frequência de sensores Rogowski (adaptado de RAY *et al.* [47])

Assim, o desempenho melhorado é obtido tornando f_b o limite mais alto possível, possibilitando a medição de transientes de chaveamento rápido, ao mesmo tempo em que a capacidade de medir correntes de 50/60 Hz é mantida. Os autores também estudam alguns aspectos tanto da integração passiva quanto da integração ativa. No

questo integração passiva dois métodos alternativos são tratados: as integrações L/r e CR. Na integração L/r, representada na figura 2.20, tem-se para o ganho do transdutor, em frequências tais que $\omega L \gg r$, e para f_a , respectivamente (RAY *et al.* [47]):

$$\frac{V_{OUT}}{I} = j\omega H \frac{r}{j\omega L} = \frac{r}{N_t} \quad (2.4)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi T_i} \left(1 + \frac{r_c}{r} \right) \quad (2.5)$$

Onde H é a sensibilidade da bobina, N_t é o número de total de enrolamentos da bobina, r é resistência não-indutiva de terminação da bobina, T_i é a constante de tempo de integração da e r_c é a resistência da bobina. Para as equações 2.4 e 2.5 serem válidas, $r \ll Z_o$, onde Z_o é a impedância característica do conjunto de enrolamentos. Este tipo de integração só é aplicável para frequências relativamente altas (maiores que 100 kHz) ou para pulsos de curta duração.

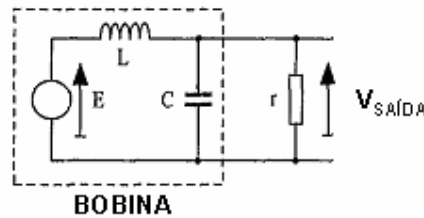


Figura 2.20: Integração passiva L/r (adaptado de RAY *et al.* [47])

A integração CR, cujo esquemático está mostrado na figura 2.21, também é utilizada na medição de correntes de altas frequências, bem como de pulsos de corrente de curta duração.

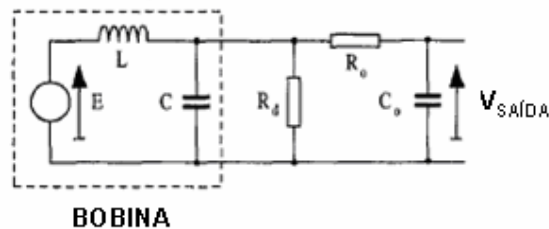


Figura 2.21: Integração passiva CR (adaptado de RAY *et al.* [47])

Para frequências mais baixas, como 50 e 60 Hz, a integração ativa é necessária, uma vez que a tensão de saída da bobina em geral é bastante pequena, da ordem de

$\mu\text{V/A}$. O emprego de amplificadores operacionais no processo de integração pode ser obtido a partir de duas configurações: a inversora e a não-inversora. Os autores evitam algumas desvantagens da configuração inversora demonstrando o funcionamento da integração ativa partindo da configuração não-inversora, apresentada na figura 2.22.

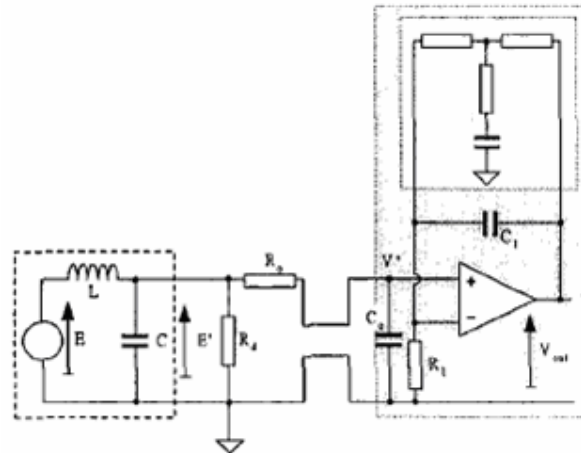


Figura 2.22: Integrador não-inversor (adaptado de RAY *et al.* [47])

O diagrama da figura 2.22 combina integração passiva com ativa; em altas frequências a integração é obtida pela rede R_oC_o e o amp-op se comporta como um amplificador de ganho unitário. Já para baixas frequências, tais que $1/(\omega C_o) \gg R_o$, a rede passiva tem ganho unitário e a integração é conseguida pelo amp-op com constante de integração R_1C_1 .

ABDI-JALEBI *et al.* [48], percebendo que não há muitas publicações que tratem da construção prática de sensores de Rogowski, apresentam o esquema e passos de montagem de uma bobina, consagrando a experiência adquirida após dois anos de experimentos em laboratório. Os autores descrevem os aspectos construtivos que influenciam o correto funcionamento do sensor, como o tipo de núcleo que deve ser utilizado, como deve ser procedido o enrolamento, a forma como os terminais da bobina devem ser conectados e a proteção mecânica do sensor construído. Por exemplo, apesar de o aumento do número de enrolamentos permitir um sinal de saída maior, pode vir a impossibilitar a utilização do sensor em locais restritos, devido às dimensões também ampliadas. São compromissos como este que devem ser levados em conta durante a fabricação de uma Bobina de Rogowski.

ABDI-JALEBI *et al.* [48] também discutem aspectos de projeto e construção do circuito integrador. Para a aplicação pretendida, que é a medição de correntes de rotor, o sistema deve ser capaz de medir correntes entre 10 e 3000 A pico a pico

dentro de uma faixa de frequências que se estende de 1 a 100 Hz. A opção pela integração ativa, através do uso do amplificador operacional AD8552 mostrou-se viável, visto que este circuito integrado provê baixo ruído bem como largura de banda suficiente para medição dentro da faixa de frequências de interesse. Os autores empregaram este mesmo circuito integrado em um filtro ativo, necessário para limitar a banda do sinal de saída do integrador e assim reduzir o ruído. De fato, os resultados dos testes com as bobinas fabricadas pelos autores apresentaram erros comparáveis aos de sensores comerciais, em alguns casos sendo até menores.

Alguns trabalhos acerca das bobinas de Rogowski dão ênfase aos aspectos geométricos da utilização e operação do sensor, tanto às características construtivas quanto à posição da bobina em relação ao condutor que está sendo medido. MURGATROYD *et al.* [49] discutem superficialmente características como a influência da posição do condutor sendo avaliado no sinal de tensão fornecido pelo sensor, já que o fechamento dos terminais não-perfeito; bem como o erro de cancelamento de campo do enlace de retorno da bobina, cuja função é eliminar o efeito causado por condutores que estejam próximos do sensor, porém não envoltos pelo enlace da bobina.

RAMBOZ [50] discorre inicialmente sobre as variáveis que afetam a construção de bobinas, como por exemplo, a localização do enlace de retorno dentro do toróide no qual os enrolamentos são construídos. De acordo com o autor, o raio onde o enlace de retorno deve ser posicionado segue a relação (RAMBOZ [50]):

$$r = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{2}} \quad (2.6)$$

Onde a e b são os raios interno e externo do toróide. De fato, o laço de retorno localizado nesta posição não vai compensar todas as possibilidades de fluxo magnético não-uniforme encontradas na prática. Outros fatores de erro de medida decorrem quando os enrolamentos não são idênticos, bem como quando a distribuição deles ao redor do núcleo da bobina não é perfeitamente uniforme. Com o intuito de eliminar a maioria destes problemas, o autor propõe a construção de bobinas através de métodos de usinagem numericamente controlados, chamadas de *Machinable Rogowski Coils* (MRC), as quais têm seu desempenho avaliado. Para as avaliações de performance das bobinas construídas em laboratórios os erros encontrados foram inferiores aos fornecidos por sensores comerciais.

RAMBOZ [50] também sugere um método de calibração da indutância mútua da bobina construída bastante engenhoso. O procedimento consiste em medir as tensões de saída fornecidas pela bobina desenvolvida e por uma bobina cuja indutância seja

conhecida, ambas medindo a corrente num mesmo condutor. Daí, considerando M_X e M_Y as indutâncias desconhecida e conhecida, respectivamente, o valor que se deseja conhecer pode ser expresso por (RAMBOZ [50]):

$$M_X = M_Y \frac{e_X(t)}{e_Y(t)} \quad (2.7)$$

Onde $e_X(t)$ e $e_Y(t)$ são os sinais de saída das bobinas.

Um dos problemas dos sensores Rogowski, em geral, é a capacidade de rejeição de sinais de condutores que não estejam sendo aferidos, daí a necessidade da existência do laço de retorno; entretanto, este tipo de cancelamento não é perfeito. WAPAKABULO *et al.* [51] propõem uma estrutura para a construção dos sensores que apresenta uma capacidade maior de resistir a esse tipo de interferência, onde uma configuração trançada dos enrolamentos é procedida. Uma concepção visual da configuração do sensor de fio trançado desenvolvido pelos autores é apresentada na figura 2.23; é importante lembrar que a construção manual deste tipo de bobina é bastante complicada, normalmente são empregados processos mecanizados.

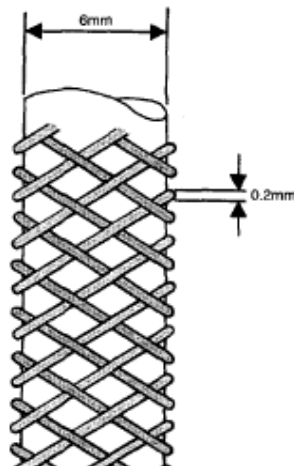


Figura 2.23: Bobina de Rogowski trançada (adaptado de WAPAKABULO *et al.* [51])

Sabe-se que, como o funcionamento do sensor Rogowski está atrelado à Lei de Ampère, problemas no fechamento do sensor em torno do condutor de corrente podem acarretar no detrimento da exatidão da medição, uma vez que a integral de linha está incompleta nestes casos. VIANA *et al.* [52] estudam a influência de lacunas de fechamento do sensor para várias configurações de bobinas de Rogowski. Em particular, uma junção imperfeita funciona como enrolamentos perdidos na direção normal ao campo magnético; e nesta situação o erro de medição pode ser reduzido

movendo o sensor de forma que a corrente sendo medida não esteja localizada exatamente no centro, e esteja longe da junção.

Os autores investigam o deslocamento do condutor a partir do centro do enlace da bobina a partir de três configurações: junção face-a-face, junção em ângulo reto, e a junção em paralelo; as quais estão mostradas na figura 2.24.

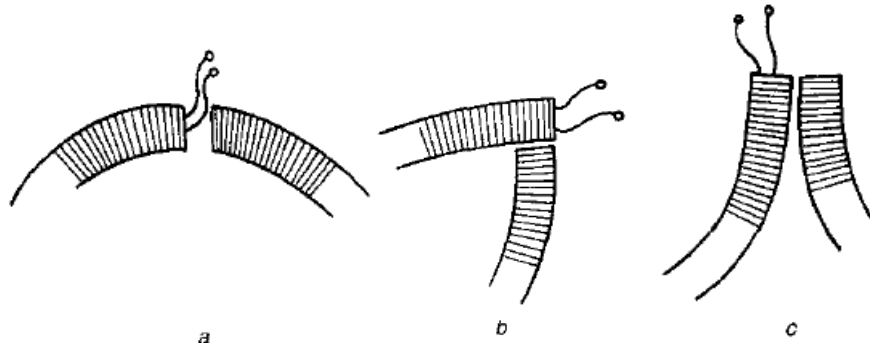


Figura 2.24: a) Junção face-a-face, b) Junção em ângulo reto, c) Junção em paralelo (adaptado de VIANA *et al.* [52])

O perfil da tensão induzida quando a junção em ângulo reto é usada é plano em quase toda a extensão da bobina, e é 1.068 vezes a média, caindo para metade desse valor junto da junção. Dessa forma, o erro obtido para a lacuna em junções em ângulo reto é a metade daquele obtido para uma mesma lacuna quando se utiliza uma junção face-a-face. Em se tratando de erros de medição, para uma lacuna padrão estabelecida como igual ao diâmetro de um enrolamento, VIANA *et al.* [52] chegaram à seguinte conclusão: para bobinas com junção face-a-face o erro é de aproximadamente 0.8% (condutor centralizado), se o condutor é deslocado 9 cm na direção oposta da junção o erro é reduzido para 0.45%; para bobinas com junção em ângulo reto o erro é de 0.4%; e para bobinas com junção em paralelo o erro é semelhante ao das bobinas com junção face-a-face, entretanto, quando os terminais são sobrepostos ao invés de estarem lado a lado o erro é reduzido consideravelmente.

ARGÜESO *et al.* [53] descrevem um dispositivo de baixo custo para medição de correntes de alta frequência. Para esta aplicação em particular, dentre as várias possibilidades de integração do sinal entregue pela bobina, os autores optaram por implementar uma bobina de Rogowski auto-integradora, ou seja; considerando o modelo elétrico do sensor apresentado na figura 2.25, para um valor muito baixo da impedância de terminação Z a função de transferência da bobina por ser expressa por (ARGÜESO *et al.* [53]):

$$\frac{v_{OUT}}{v_{COIL}} = \frac{R_{OUT}}{R_C + sL_C} \quad (2.8)$$

Quando altas frequências devem ser aferidas, o termo sL_C se torna muito maior que R_C , e uma função de transferência integradora é obtida.

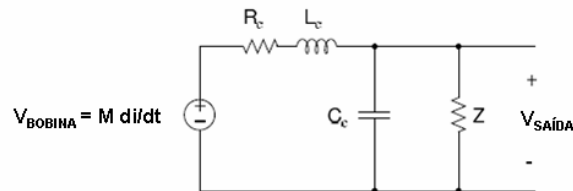


Figura 2.25: Modelo da Bobina de Rogowski (adaptado de ARGÜESO *et al.* [53])

ARGÜESO *et al.* [53] realizaram testes com uma bobina construída em laboratório, medindo correntes com frequências de 100 kHz, 1 MHz e 10 MHz. Ficou constatado que a técnica da auto-integração só funciona quando altas frequências estão sendo medidas; neste caso, para sinais de 10 MHz, onde a tensão de saída da bobina e o sinal de corrente estão em fase.

A calibração das bobinas de Rogowski é necessária antes da utilização e comercialização destas, para obtenção da sensibilidade e do tempo de resposta destes sensores. LIU *et al.* [54] apresentam um método de calibração de sensores para medição de correntes elevadas e com tempo de subida ordem de nanosegundos, uma vez que a calibração cruzada, baseada na comparação direta com um sensor de sensibilidade e tempo de resposta conhecidos, em geral não está comercialmente disponível. A calibração é realizada através do método “*cable pulser*”, para uma bobina construída em laboratório; assim, os resultados obtidos pelos autores foram os seguintes: a sensibilidade do dispositivo foi calibrada para ser 2.4 mV/A, enquanto que a prevista era de 2.5 mV/A; e o tempo de resposta, ou seja, o tempo de subida do sinal de corrente medido pelo sensor, foi de 1.3ns.

Como as bobinas de Rogowski são sensores lineares, estes podem ser calibrados com correntes baixas e utilizados para a medição de correntes de elevada magnitude, como pulsos de corrente. LU *et al.* [55] desenvolvem um dispositivo de calibração de transdutores Rogowski no domínio do tempo, método que também permite a obtenção das características do sensor no domínio da frequência pela transformada rápida de Fourier. Um gerador de corrente com forma de onda degrau tem uma saída com tempo de subida menor que 3 ns e alta duração de pulso (> 300 ns), e esta corrente

de saída é medida tanto com a bobina que se deseja calibrar quanto com uma bobina de referência.

DJOKIC [56] apresenta um sistema de calibração baseado em amostragem digital não-síncrona. Uma versão automatizada do sistema de calibração pode trabalhar com correntes de até 2000 A, enquanto que uma versão semi-automatizada consegue operar com correntes de até 60 kA. O autor procedeu com a calibração de dez bobinas de Rogowski, as quais foram projetadas para medir correntes dentro da escala de 80 A a 16000 A; alguns dos sensores estavam dentro das especificações da Classe 0.1 para transformadores de corrente eletrônicos. A incerteza expandida do sistema de DJOKIC [56], para $k = 2$, é estimada menor que $50 \mu\text{A/A}$ para magnitude da corrente e $50 \mu\text{rad}$ para fase.

Ainda versando sobre calibração, entretanto utilizando as bobinas de Rogowski como um instrumento de referência, ESA-PEKKA *et al.* [57] desenvolvem um sistema de calibração de transformadores de corrente (TCs) em campo. Esses transformadores, além de serem pesados e grandes, o que torna difícil o transporte para laboratórios de testes, não podem ter a operação paralisada por intervalos de tempo grandes, visto que a interrupção dos serviços é um fato indesejável. O sistema consiste na medição das correntes primária e secundária de um TC usando um sensor Rogowski e um *shunt* de corrente, respectivamente. Após esse primeiro passo, onde a bobina é calibrada em relação ao *shunt* de corrente, o TC a ser calibrado é inserido no sistema. Dois voltímetros digitalizadores, e controlados por um computador de instrumentação, amostram os sinais tanto da bobina quanto do *shunt*. Os sinais são, então, transformados para o domínio da frequência, através da Transformada Rápida de Fourier, e apenas a componente fundamental é utilizada para análise. Com os testes em campo do sistema, utilizando 100% da corrente nominal do transformador de corrente, os autores encontraram uma incerteza expandida de $300 \mu\text{A/A}$ para a magnitude da corrente e 1° para o deslocamento de fase.

Finalizando a discussão sobre as variadas aplicações que um sensor de corrente baseado em bobinas de Rogowski pode ter, podem ser citados alguns trabalhos que tratam de aspectos diversos da utilização de tais sensores. MILJANIC [58] desenvolve um indutor com elevada imunidade tanto para campos magnéticos quanto para elétricos advindos do ambiente onde o sensor está sendo empregado. Uma importante propriedade da bobina construída pelo autor é a independência da indutância mútua com a forma e a posição do enrolamento primário em relação à bobina. D'ANTONA *et al.* [59] propõem um esquema de integração original, baseado no processamento digital do sinal de saída da bobina, dessa forma obtendo um melhor controle sobre a função de transferência o integrador, e evitando os problemas que majoritariamente

atacam os integradores analógicos, como a deriva de temperatura e a estabilidade temporal. Entretanto, devido ao fato desta abordagem ser baseada numa placa de aquisição em conjunto com um computador pessoal, a aplicação da técnica em ambientes industriais torna-se bastante restrita. Dessa forma, D'ANTONA *et al.* [60] descrevem um novo processo de integração, ainda baseado no processamento digital do sinal de tensão da bobina, mas dessa vez implementado através de uma placa individual e atendendo os requisitos de exatidão e estabilidade demandados pela indústria.

SOHN *et al.* [61] empregam sensores Rogowski na medição de correntes em um sistema de monitoramento de corrente e tensão para comutadores digitais, a serem instalados em linhas de distribuição. As bobinas de Rogowski, em conjunto com divisores de tensão resistivos, possibilitaram aos autores o desenvolvimento de um sistema compacto, econômico, e baseado em uma tecnologia confiável e segura. A bobina de Rogowski empregada nos testes tem uma exatidão e saída de 0.5%, e apresenta um sinal de saída uniforme dentro da faixa de corrente de 4 A a 40 kA. A vasta aplicabilidade das bobinas de Rogowski enquanto sensores de corrente pode ser exemplificada pelo emprego desses transdutores em dois estudos com propostas inseridas no mesmo escopo, que é a possibilidade de medições de sinais em altas frequências, porém com ordens de magnitude diferentes.

2.1.4. Alimentação Ótica

A alimentação ótica, ou mais especificamente energia transmitida por meios óticos, tem sido bastante empregada no provimento de energia para sistemas situados em localidades inóspitas ou de difícil acesso. Apesar da elevada disseminação de técnicas de conversão fotovoltaica, especialmente em aplicações que envolvem a alimentação elétrica de dispositivos situados fora da atmosfera terrestre, como satélites artificiais, ou a inserção de alternativas energéticas na matriz de geração convencional, a transmissão da potência ótica gerada em um determinado ponto para uma outra localidade por meio de fibras óticas só começou a ser delineada a partir do final dos anos de 1970 e início dos anos de 1980, como descrito por KIRKHAM *et al.* [62]. Neste trabalho, um sistema de medição de corrente em linhas de alta tensão alimentado por tecnologia ótica é proposto, cujo princípio é o seguinte: uma fonte de potência ótica, neste caso um laser com potência ótica de saída de 100 mW, tem sua saída acoplada a um enlace de fibra ótica; a qual atua como guia de onda conduzindo a potência fotônica até o local remoto, onde existe uma célula fotovoltaica composta por um vetor

de fotodiodos. Neste ponto, é recuperada a energia elétrica a partir do sinal ótico para a alimentação do sensor e da eletrônica auxiliar situados próximo à linha de alta tensão. Os dados das medições também são enviados para a base central, onde o laser está situado, por meio de um enlace ótico, onde é implementada uma modulação FM para transmissão do sinal. É importante ressaltar que este tipo de aplicação só se tornou possível devido ao desenvolvimento tanto da eletrônica envolvida, onde circuitos integrados cada vez menos consumidores são projetados, bem como da eficiência de conversão das células fotovoltaicas.

Porém, CASPERS *et al.* [63], já haviam proposto um esquema semelhante, entretanto, utilizando um bastão de vidro como guia de onda. O objetivo era, então, prover a indústria e a academia com alternativas para os problemas de isolamento que as medições em ambientes de alta tensão acarretam. O bastão utilizado apresentava uma atenuação considerável frente aos valores atuais, da ordem de 200 dB/km; e como fonte geradora de potência ótica os autores empregaram 30 diodos emissores de luz (LEDs).

Dadas as elevadas magnitudes da atenuação dos meios de transmissão óticos, em conjunto com a baixa eficiência de conversão dos fotodiodos e fototransistores, um ramo das pesquisas foi direcionado para o desenvolvimento de sistemas onde o consumo energético dos dispositivos que deveriam ser alimentados fosse reduzido. PILLING *et al.* [64] alvitram um sistema de medição de corrente em linhas de alta tensão com baixo consumo de energia, permitindo assim a inserção de um enlace de fibra ótica de quinze metros de comprimento. Uma lâmpada de tungstênio injeta aproximadamente 80 mW de potência ótica no enlace, onde na terminação oposta o sinal elétrico é obtido a partir de conversores fotovoltaicos com uma eficiência de 7%; já os dados da medição de corrente são enviados por um cabo de fibra ótica multimodo diverso do utilizado para alimentação. O sinal ótico com as informações é modulado por frequência de pulso (PFM). Algumas das características de desempenho do sistema são: relação sinal-ruído de aproximadamente 54 dB, largura de banda de 12 kHz, e linearidade de 2%.

A combinação da redução das perdas nas fibras óticas, das fontes óticas de alta potência e da evolução da eficiência de conversão fotovoltaica levou TARDY *et al.* [65] a discutirem uma otimização dos sistemas previamente tratados. O elemento sensor utilizado é também uma bobina de Rogowski, cujos valores das medições são transmitidos empregando modulação PCM por meio de um enlace de fibra ótica multimodo de 1000 metros de comprimento. Já a alimentação ótica dos sistemas situados no ambiente de alta tensão é implementada por um diodo laser com potência máxima de saída de 0.5 W ótico e 810 nm de comprimento de onda. Este sinal é

inserido em um cabo de fibra ótica de sílica dedicado, com 200 μm de diâmetro de núcleo e abertura numérica de 0.37; na extremidade oposta do enlace um vetor de fotodiodos de GaAs é uniformemente iluminado, e energia elétrica é obtida com uma eficiência de conversão de 50% para temperaturas de 25 $^{\circ}\text{C}$.

Como a eficiência de conversão é maior para períodos noturnos, quando a temperatura é menor, os autores adicionam ao sistema um servo-controle de forma que quando a temperatura decresce a potência ótica gerada pelo laser é concomitantemente reduzida, diminuindo assim o consumo energético total do instrumento de medição. As principais características do sistema incluem o tempo de vida do laser de potência, que é da ordem de 20000 horas, frequência máxima de operação de 200 Hz e exatidão de $\pm 1\%$ do sinal medido.

WERTHEN *et al.* [66] usaram um sistema semelhante, porém com uma desvantagem significativa, que é a utilização de uma resistência shunt, a qual deve ser ligada em série com o circuito de potência a ser monitorado. Neste caso, há também dois módulos, o primeiro situado na região de alta tensão e o segundo funcionando como uma estação-base, conectados por dois enlaces de fibra ótica dedicados, para comunicação e transmissão da potência ótica de alimentação respectivamente. O circuito remoto é iluminado com uma potência ótica de 250 mW, gerada por um diodo laser, enquanto que o conversor fotovoltaico provê uma tensão de operação de 6 V com uma eficiência de conversão típica de 40%.

Os autores estudaram ainda o comportamento tanto da eficiência de conversão quanto da tensão de saída do módulo fotovoltaico em função de uma variação de temperatura numa faixa de -60 $^{\circ}\text{C}$ a 100 $^{\circ}\text{C}$; os gráficos obtidos são apresentados nas figuras 2.26 e 2.27.

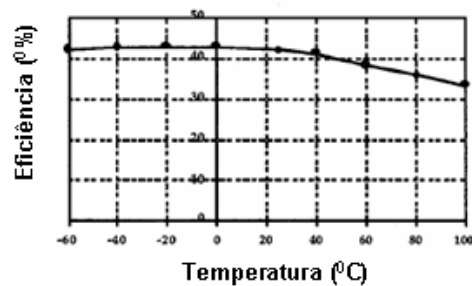


Figura 2.26: Dependência da eficiência do conversor fotovoltaico com a temperatura (adaptado de WERTHEN *et al.* [66])

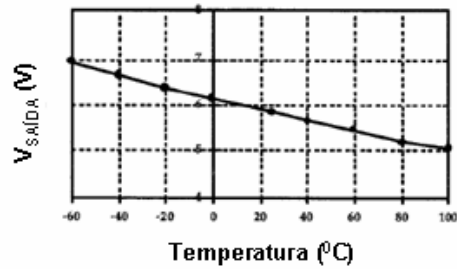


Figura 2.27: Comportamento da tensão de operação do conversor fotovoltaico em função da temperatura (adaptado de WERTHEN *et al.* [66])

SVELTO *et al.* [67] propõem um sistema de transdução de sinais em linhas de alta tensão opticamente alimentado. Uma das vantagens que os autores assinalam da alimentação ótica para os circuitos de processamento de dados em alta tensão sobre a retirada da potência elétrica da própria linha sendo monitorada é, por exemplo, que é impossível distinguir uma condição de falta de operação da linha (quando o transdutor e os circuitos de processamento não estão sendo alimentados) de um problema de operação no próprio transdutor. A réplica do sinal de alta tensão é obtida a partir de um divisor capacitivo, os dados são convertidos para forma digital e enviados via enlace ótico. Já a seção de alimentação é implementada por um enlace de fibra ótica com 250 μm de diâmetro do núcleo e 0.22 de abertura numérica. Uma potência ótica relativamente elevada (5 W) é gerada na região de baixa tensão por um diodo laser de alta potência.

O protótipo do conjunto desenvolvido apresentou uma largura de banda de medição de até 5 kHz com uma classe de exatidão de 0.5.; provendo monitoramento contínuo da linha e fornecendo dados para a análise de características de qualidade de energia. De fato, a aplicação principal do sistema é no estudo de parâmetros de distorção harmônica e poluição harmônica introduzida na linha por dispositivos de eletrônica de potência.

Mais um sistema híbrido, ou seja, que envolve tanto tecnologia fotônica quanto transdutores convencionais, é sugerido por WANG *et al.* [68]. Nesta situação em particular um transformador de corrente convencional obtém a informação acerca da corrente transportada por uma linha de transmissão de alta tensão; o sinal é convertido para o domínio ótico pela eletrônica auxiliar e enviada para uma estação-base, chamada de unidade de instrumentação pelos autores. Como nos trabalhos descritos anteriormente, há dois enlaces dedicados para transmissão dos dados da medição de corrente e para a alimentação fotônica, respectivamente. O circuito de

prova, que consiste no transdutor de corrente, no conversor fotovoltaico e na eletrônica auxiliar, foi projetado para consumir energia elétrica da ordem de microwatts, mais especificamente $38 \mu\text{W}$; possibilitando a alimentação ótica através de um enlace de 1 km de comprimento, uma vez que a fonte de potência ótica utilizada pelos autores tem uma saída de 20 mW.

WERTHEN [69] realiza uma revisão do estado da arte acerca da tecnologia fotônica de provimento de energia remota, dando alguma ênfase aos aspectos construtivos dos conversores fotovoltaicos. Os conversores fotovoltaicos são constituídos por um vetor de células solares miniaturizadas, as quais são isoladas e ligadas em série, de forma que a tensão final seja a soma das tensões de segmentos individuais iluminados. Por exemplo, no caso de pastilhas de GaAs, cada segmento por prover até 1 V, de modo que para a maioria das aplicações seis segmentos são conectados em série, fornecendo assim uma tensão de alimentação de 6V. Uma fotografia de um conversor fotovoltaico, conhecido como PPC (*Photovoltaic Power Converter*), é apresentada na figura 2.28.

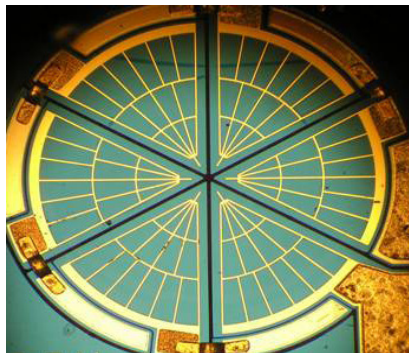


Figura 2.28: Fotografia de um conversor fotovoltaico (adaptado de WERTHEN [69])

Acerca do desenvolvimento de sistemas de medição híbridos no Brasil, onde alimentação ótica é empregada, ZIMMERMANN *et al.* [70] podem ser citados. É apresentado um medidor eletro-ótico de tensão e corrente cujo foco é a medição e a proteção em linhas de transmissão de 550 kV. A cabeça do sensor consiste em três sensores de campo elétrico, os quais permitem a recuperação do valor da tensão, e duas bobinas de Rogowski, uma para medição de correntes na faixa de 4 kA e uma segunda para medição de correntes na faixa de 40 kA. A energia necessária para o funcionamento dos sensores e circuitos de tratamento do sinal é provida por meio de alimentação ótica, onde a potência ótica é transportada por meio de fibras óticas para o local remoto bem como os dados das medições são enviados também por meio de comunicação ótica, atendendo assim os requisitos de segurança elétrica.

Os sinais de todos os sensores são convertidos para o domínio digital por meio de um conversor analógico-digital de 16 bits, e as informações são transmitidas por meio de um canal serial ótico a uma taxa de 2 Mbps. Os primeiros testes do sistema indicaram uma exatidão da ordem 0.2% para a faixa de 4 kA e um erro de 0.25% para a faixa nominal de medição de tensão.

Os conceitos e a implementação de sistemas óticamente alimentados tem sido empregados não apenas em ambientes de alta tensão; o transporte de potência ótica para o provimento de energia via fibras de sílica tem sido aproveitado em aplicações diversas. ROSS [71] explora várias formas de conversão da tensão gerada no fotodiodo na extremidade final da fibra ótica, uma vez que no início da utilização desta tecnologia os conversores fotovoltaicos, em geral, não forneciam níveis de tensão adequados para que a interface com sensores pudesse ser realizada. De forma que a viabilidade das técnicas de conversão da tensão DC produzida seja comprovada, o autor desenvolve uma interface baseada na configuração *flyback* para alimentar um termômetro de resistência PT100, ocasião onde o objetivo é manter a potência ótica necessária abaixo de 1 mW, de maneira que um laser de GaAlAs de 3 mW possa ser utilizado, uma vez que é um dispositivo relativamente barato. O sistema completo de ROSS [71] opera com um nível de 0.8 mW de potência ótica, com uma resolução de 0.1 °C, além de como na maioria dos projetos até então tratados, valer-se de cabos de fibra ótica dedicados para a alimentação e transmissão dos dados. O cerne do trabalho é que é possível alimentar de forma eficiente sensores remotos por tecnologia fotônica, empregando o chaveamento da potência ótica e a regulação da tensão elétrica a partir de circuitos familiares de fontes de alimentação, evitando assim o uso de vetores de fotodiodos especiais.

Assim, propostas de sistemas híbridos são apresentadas com certa freqüência, onde são combinadas características fotônicas e elétricas. PEMBER *et al.* [72] estuda a alimentação ótica para uma rede (ou *cluster*) de sensores ressonantes, compostos de capacitores e indutores fixos junto com um capacitor variável sensível ao mensurando inseridos na malha de realimentação de um amplificador operacional. Os autores dotaram o projeto com alguma inteligência, onde a rede de sensores pode ser interrogada e endereçada por um enlace ótico dedicado, fazendo assim com que um determinado sensor do cluster possa ser escolhido e avaliado.

Todos os sensores do *cluster* recebem potência ótica continuamente, armazenando energia da ordem de 10 mJ. Quando um sensor é endereçado, o circuito ressonante e o LED que converte a informação elétrica em ótica para transmissão drenam a energia do capacitor de armazenamento. Para tornar este processo mais eficiente, é utilizado um circuito de malha travada em fase (PLL – *Phase Locked*

Loop), fazendo com que drenagem aconteça por um curto período de tempo. No momento em que o sensor é desligado e outros elementos da rede são endereçados, o capacitor é recarregado. A fonte de potência ótica utilizada é um diodo laser operando no infravermelho, com uma potência máxima de saída de 20 mW óticos com um comprimento de onda de 830 nm; a energia ótica é inserida num enlace de fibra com diâmetro do núcleo de 200 μm e na extremidade oposta do guia de onda cada sensor recebe aproximadamente uma proporção igual de potência fotônica. Apesar de utilizarem foto-conversores de silício, os quais oferecem uma eficiência de conversão opto-elétrica baixa (da ordem de 15%), os autores suscitam a utilização de pastilhas de GaAs. Conversores que empregam este material possuem uma eficiência de conversão que se aproxima de 50%, trabalhando na faixa de 780 a 850 nm de comprimento de onda.

AL-MOHANADI *et al.* [73] atentam para o emprego de tecnologia fotônica de transmissão de energia para redes de sensores inteligentes. Ou seja, se há alguma inteligência adicionada a determinados tipos de sensores, como o conceito de auto-calibração, algum tipo de eletrônica está envolvida, a qual precisa ser energizada. Na época na qual o estudo foi realizado as células de GaAs, empregadas para a conversão da energia ótica em elétrica, ofereciam uma eficiência um tanto quanto baixa (da ordem de 10%), aspecto este que levou os autores a reduzir ao máximo o consumo da cabeça do sensor. A alternativa, utilizando um enlace bidirecional, foi enviar por um cabo de fibra ótica tanto a potência ótica de alimentação quanto os sinais de controle para o sensor, e por um enlace secundário transmitir os dados. Dessa forma, o consumo no local de medição é reduzido, uma vez que a inteligência do sistema está localizada na estação base. Assim, no sistema sensor proposto foram utilizados circuitos integrados CMOS, que provêem consumo energético diminuído, trazendo ao sistema remotamente situado um consumo máximo de 100 μW e portanto a necessidade de potência ótica de 1 mW disponibilizada pelo enlace ótico.

A isolamento elétrica entre uma unidade remota onde existe uma câmera filmadora e uma base central de controle é obtida por meio de comunicações e alimentação óticas por BÖTTGER *et al.* [74]. Neste trabalho uma câmera de vídeo remotamente situada é alimentada por um diodo laser que insere até 1 W ótico num enlace multimodo de 200 metros com um comprimento de onda de 810 nm. Considerando que na estação remota, onde estão localizados a câmera-sensor CMOS e a eletrônica auxiliar, são consumidos 103 mW, e com uma eficiência de conversão de 33% provida pelo conversor fotovoltaico, uma potência ótica de 630 mW precisa ser inserida no enlace a partir da estação base. O sinal de vídeo colorido, processado pela câmera CMOS de baixo consumo, tem uma resolução de 15 quadros por segundo e 640 X 480 pixels.

Este sinal é codificado (Manchester) e enviado para a estação base com um comprimento de onda de 1310 nm, através do mesmo enlace utilizado para transporte da energia ótica de alimentação. Este comprimento de onda foi escolhido para transmissão de dados devido à baixa atenuação (aproximadamente 0.5 dB/km) para fibras multimodo e por causa da diferença maior de 100 nm para com o comprimento de onda de 810 nm do canal de potência, facilitando assim a separação dos sinais.

O estudo de conversores fotovoltaicos específicos para aplicações de potência sobre fibra é realizado em alguns trabalhos, como em D'AMATO *et al.* [75] e GILES *et al.* [76]. D'AMATO *et al.* [75] tratam do projeto de uma célula de AlGaAs para conversão de potência ótica monocromática em potência elétrica. As células testadas foram iluminadas com uma potência ótica média de 54 W/cm^2 por um diodo laser com comprimento de onda de 826 nm, atingindo uma eficiência de conversão ótico-elétrica entre 55% e 59%. Já GILES *et al.* [76] propõem um esquema onde um vetor 3 x 3 de células individuais conectadas em série é formado, para conversão de feixes de 1550 nm. O fotogerador de InGaAs empregado, cuja curva I - V é apresentada na figura 2.29, apresentou uma responsividade de $7.0 \times 10^{-3} \text{ A/W}$ e uma tensão de circuito aberto de 2 V quando iluminado por uma potência ótica de $300 \mu\text{W}$.

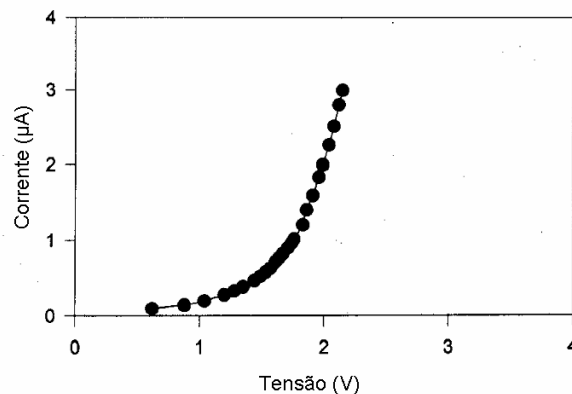


Figura 2.29: Característica I - V do fotoconversor de InGaAs (adaptado de GILES *et al.* [76])

Quando a transmissão de potência ótica para aplicações de fornecimento de energia em locais remotos é abordada algumas limitações podem surgir. Em especial, a magnitude da potência ótica que o enlace pode suportar é uma delas. MITCHELL [77] trata justamente desta questão. Algumas aplicações requerem elevados níveis de potência ótica inseridos no enlace de fibra ótica, e este é um fator que pode acarretar em absorção da luz, a qual resulta em aquecimento e derretimento do material.

Entretanto, a sílica pode suportar até 100 kW de potência ótica quando são utilizados cabos de fibra ótica com 100 μm de diâmetro.

Outros problemas, quando potências óticas elevadas são necessárias, são a fusão da fibra, danos da interface, e falhas de dobra. A fusão da fibra acontece quando a potência em determinado local da fibra aumenta devido a contaminantes ou reflexões nos terminais do enlace; fato que desencadeia um derretimento do núcleo que pode se propagar pelo enlace, atingindo grandes comprimentos em alguns casos. Um exemplo de uma fibra fundida está mostrado na figura 2.30.



Figura 2.30: Fusão da Fibra (adaptado de MITCHELL [77])

Entretanto, os danos na interface, ou danos no terminal, são os problemas mais comuns. Em geral, estes danos ocorrem em fibras conectorizadas, especialmente onde é utilizado epóxi, o qual derrete quando iluminado por potências óticas elevadas, destruindo o terminal. Já as falhas de dobra acontecem quando a fibra é dobrada com um raio muito pequeno, acoplando luz na casca e conseqüentemente na cobertura plástica, a qual aquece devido à alta potência. MITCHELL [77] investigou ainda os limites de potência que podem ser inseridos em enlaces onde equipamentos comerciais são utilizados.

Em um caso específico, o autor realizou testes com uma fibra ótica multimodo de 62.5/125 μm , onde a potência ótica inserida tem comprimento de onda de 808 nm. Com a ausência de conectores, a fibra em questão falhou com uma potência de 3.6 W, devido à fusão da fibra, enquanto que para a fibra onde foi utilizado um conector de cerâmica o material entrou em falha quando 3.2 W foram aplicados. No momento da falha, a fibra ótica em geral apresenta uma rápida queda no nível de potência sendo transmitido, seguindo por curto aumento da potência antes da descida até o nível de potência nula sendo transmitida. Este fato é ilustrado pelo gráfico da figura 2.31.

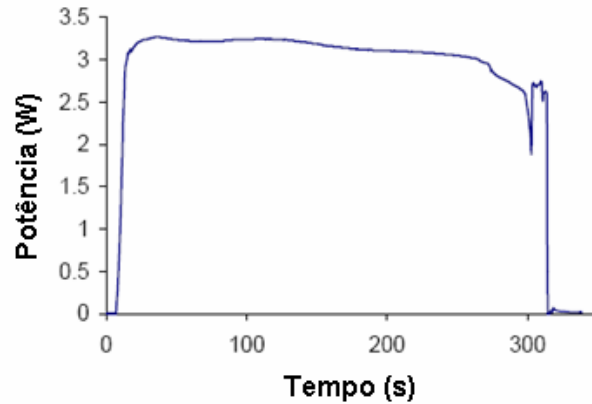


Figura 2.31: Potência ótica resultando em fusão da fibra (adaptado de MITCHELL [77])

De fato, as fibras conectorizadas sofreram danos devido à destruição dos conectores, fossem eles de cerâmica ou de metal, devido ao derretimento do epóxi usado no processo de conectorização. Mas, os conectores de cerâmica aparentam resistir a falhas devido à alta potência ótica incidente de forma mais eficiente do que os conectores de metal, talvez pelo fato dos conectores metalizados conduzirem melhor o calor. As figuras 2.32 e 2.33 apresentam os danos que são causados nos conectores devido à potência ótica excessiva em conectores de metal e de cerâmica, respectivamente. As fotos localizadas à esquerda apresentam conectores normais, sem estarem danificados.

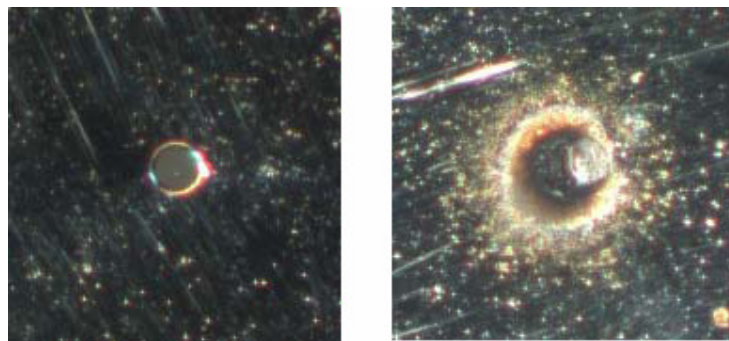


Figura 2.32: Conectores de metal normal (esquerda) e danificado (direita) devido à potência ótica elevada (adaptado de MITCHELL [77])

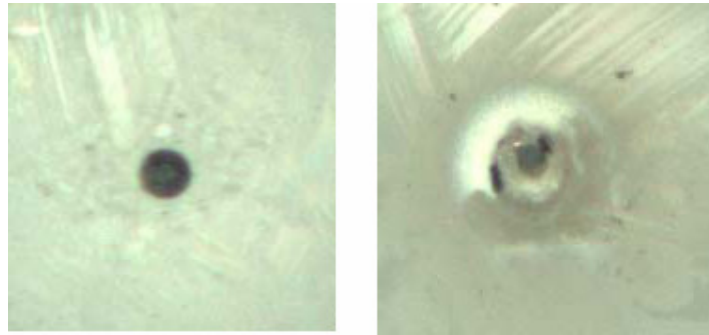


Figura 2.33: Conectores de cerâmica normal (esquerda) e danificado (direira) devido à potência ótica elevada (adaptado de MITCHELL [77])

Alguns destes problemas podem ser superados com o emprego de conectores especialmente projetados para suportar potências óticas elevadas, como os fornecidos pela empresa canadense ZOOptics. Algumas das técnicas usadas empregam um tipo especial de conector onde a fibra é isolada do arco de metal, ou estender a fibra no ar para fora do conector, distanciando o epoxy da região de máxima incidência luminosa. Estas formas especiais de conectorização podem ser empregadas para suprir as necessidades de transmissão em enlaces onde potências muito altas estão sendo utilizadas. Porém, para enlaces com potências mais modestas, entretanto não usuais (da ordem de 1 W), a limpeza apropriada dos conectores deve ser um objetivo constante. Alguns conectores fabricados pela ZOOptics específicos para utilização em enlaces de alta potência ótica estão mostrados na figura 2.34.



Figura 2.34: Terminais especiais da ZOOptics para aplicação em enlaces de alta potência (adaptado de [78])

O processo de fusão da fibra, em geral, ocorre separadamente das falhas na interface. Fibras óticas constituídas de materiais diferentes tem sido investigadas, com o intuito de sobrepujar a reação em cadeia causada pela fusão da fibra. Um tipo de fibra que pode vir a ser utilizada na transmissão de potência ótica elevada são as fibras de cristal fotônico (PCF), onde pequenos núcleos de ar no interior da fibra de

sílica contêm a potência ótica. Como não há material constituinte da fibra nestes núcleos, o limiar de dano deve ser aumentado.

A necessidade da manutenção e limpeza dos conectores também é lembrada por HOGARI *et al.* [79]. Neste trabalho, a transmissão de potência ótica elevada é realizada em fibras com conectores MT, os quais oferecem baixa perda de conexão e podem acomodar vários cabos ao mesmo tempo. Na figura 2.35 são apresentadas imagens de um conector contaminado com poeira, e o dano causado pela injeção de potência ótica de 0.5 W sem a manutenção adequada.

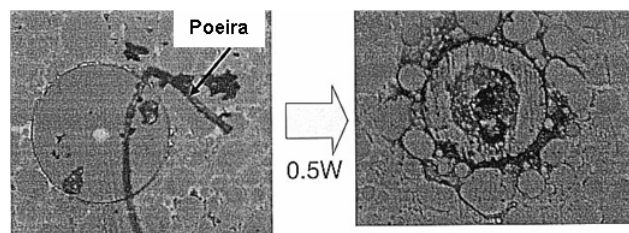


Figura 2.35: Face do conector MT normal contaminada (esquerda) e face danificada (direita) após teste (adaptado de HOGARI *et al.* [79])

Dada a possibilidade de transmissão de potência ótica para fornecimento de energia elétrica em locais remotos, bem como o aumento da densidade de potência ótica empregada em enlaces de telecomunicações, uma gama de trabalhos procura investigar os efeitos nocivos para o enlace advindo da alta potência. A transmissão por fibras óticas monomodo, tão importante em links de transmissão de dados, tem sido bastante abordada na literatura.

O processo de fusão da fibra em cabos monomodo é estudado em quatro artigos diferentes, contudo bastante semelhantes. SHUTO *et al.* [80] realiza um estudo teórico da condução térmica na fibra, a partir de cálculos numéricos. De acordo com o modelo, onde foi assumido que a condutividade elétrica do núcleo varia abruptamente de zero até um valor muito alto após 1323 K, os locais de alta temperatura foram ampliados e propagados em direção à fonte luminosa a uma taxa de 0.7 m/s, em concordância com taxas experimentais onde o processo de fusão da fibra foi iniciado. Em SHUTO *et al.* [81], a evolução da fusão da fibra em conectores de fibras óticas monomodo é abordada, considerando a formação de uma lacuna de ar de 1 μm entre as interfaces de dois conectores devido à presença de poeira ou contaminantes. Para os modelos matemáticos dos terminais dos conectores também foi assumida a presença de uma fina camada de água na lacuna, uma vez que moléculas de água podem facilmente ser aprisionadas pelos grupos SiOH. Assim, com a aplicação de um laser Raman de 1.48 μm no conector, a abertura de ar aquece a uma temperatura de 4

$\times 10^5$ K com uma potência ótica de 2 W, levando a temperatura da fibra como um todo a 1×10^4 K, temperatura suficiente para iniciar o fenômeno de destruição da fibra. Daí, a necessidade de manter os terminais dos enlaces limpos e em constante manutenção.

SHUTO *et al.* [82] e SHUTO *et al.* [83] realizam o mesmo tipo de averiguação previamente procedido, no entanto restringem o estudo em aplicações mais específicas. Enquanto SHUTO *et al.* [82] verificam o processo de fusão da fibra em fibras monomodo de índice em degrau, SHUTO *et al.* [83] o fazem para fibras de índice triangular. Particularmente, para fibras de índice em degrau, a temperatura do núcleo é rapidamente alterada quando uma potência ótica de 2 W com um comprimento de onda de $1.064 \mu\text{m}$ é aplicada, chegando a 4×10^5 K. Os autores também concluem que o limite para início do fenômeno de fusão da fibra aumenta de 0.98 W para 1.98 W quando o comprimento de onda da fonte luminosa usada é alterado de $1.06 \mu\text{m}$ para $1.55 \mu\text{m}$. Já nas fibras monomodo de índice triangular, a temperatura do núcleo atinge 7×10^5 K, com um laser incidente de $1.064 \mu\text{m}$ e potência ótica de 1 W, iniciando o fenômeno de fusão da fibra.

Uma técnica de impedir a propagação do efeito de dano na estrutura da fibra causada a partir do fenômeno de fusão da fibra foi estudada no final da década de 1980, por HAND *et al.* [84]. Os pesquisadores implementaram um seção de “*taper*” no enlace testado, o qual provou ser útil em impedir a propagação do fenômeno em grandes extensões de cabos monomodo. Uma região de “*taper*” é formada com o estiramento da fibra, o qual causa um pequeno afilamento em determinada região do enlace; no projeto em questão o diâmetro do cabo sofreu uma redução de aproximadamente 8%. Fibras óticas microestruturadas, como a mostrada na figura 2.36, também podem sofrer problemas como a destruição completa do enlace. DIANOV *et al.* [85] utilizaram fibras com $125 \mu\text{m}$ de diâmetro total, com buracos de diâmetro de $1 \mu\text{m}$ e cujos centros estavam separados por uma distância de aproximadamente $2 \mu\text{m}$. A observação do fenômeno em fibras microestruturadas é um processo complicado, uma vez que há a possibilidade de destruição das microestruturas com o aquecimento; porém, os experimentos realizados pelos autores demonstraram o efeito da fusão da fibra com o emprego de uma laser de Argônio como fonte luminosa, se propagando no interior da fibra a uma velocidade de 2 m/s a uma potência ótica de 4 W.

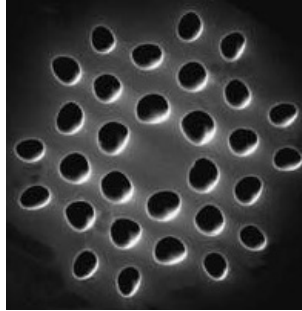


Figura 2.36: Fibra ótica microestruturada (adaptado de DIANOV *et al.* [85])

Com foco na obtenção de um maior entendimento do fenômeno da fusão da fibra, TODOROKI [86] investiga um evento ainda pouco conhecido, que é a formação das estruturas de dano no núcleo da fibra monomodo a partir da ignição da fusão da fibra sem um padrão periódico. O autor, utilizando um laser Raman de 1480 nm de comprimento de onda e potência ótica de 9 W, observou um modo transiente de propagação da descarga ótica que surge durante o processo de ignição, o qual se propaga em direção à fonte ótica com uma velocidade de 0.35 m/s sem deixar estruturas de danos aparentes. Imediatamente, um estado de propagação estável é atingido, deixando assim estruturas de danos regulares, é esta conversão entre modos que pode ser considerada a origem das estruturas sem um padrão periódico, ou seja, irregulares, já observadas. Já ABEDIN *et al.* [87] desenvolvem um método de detecção do início da ocorrência do dano catastrófico em um enlace, desligando assim a fonte de potência ótica e prevenindo o guia de onda de sofrer um dano maior e o laser de ser danificado. Os autores observaram que a luz refletida pelo fenômeno de fusão da fibra propagante sofre uma modulação em amplitude, então, o monitoramento do espectro de rádio-freqüência da luz retro-refletida provê um meio de detecção do fenômeno destrutivo. O estudo do perfil de reflexão é realizado por meio de técnicas de OCDR, as quais possibilitaram o desenvolvimento de uma expressão analítica para a luz retro-refletida associada à propagação do dano.

Redução da capacidade de transmissão das fibras óticas, bem como avarias, podem ocorrer devido a dobras no enlace. De acordo com PERCIVAL *et al.* [88]. Danos irreversíveis podem ocorrer em enlaces transportando altas potências quando existem dobras de pequeno raio, os quais podem ser classificados em dois grupos diferentes. Tanto a sílica constituinte dos cabos pode ser danificada, quanto o revestimento de proteção pode sofrer envelhecimento rápido. SIKORA *et al.* [89] observam os mecanismos de falhas em fibras com dobras de 180° e 13 mm de diâmetro, atentando para dois fatos principais. Podem ocorrer danos na sílica propriamente dita devido ao aumento da temperatura e a resultante deformação

causada pela tensão mecânica; mas também o revestimento externo pode absorver parte da potência ótica na dobra e vaporizar causando atenuação, entretanto, sem danificar a fibra fisicamente. Porém, um posterior manuseio do cabo originará a fratura do cabo, uma vez que este não está mais protegido pelo revestimento.

LUGONOV *et al.* [90], apesar de não observarem avarias catastróficas no estudo de dobras em fibras monomodo, foram capazes de definir alguns padrões e operação dependentes dos comprimentos de onda utilizados e dos perfis dos índices de refração do núcleo. Para fibras com índice degrau padrão e dobras com diâmetros da ordem de 12 mm, a temperatura do revestimento interno pode atingir 90 °C quando empregada uma potência ótica de 1 W com um comprimento de onda de 1550 nm, excedendo em 5 °C a temperatura máxima recomendada. Entretanto, para dobras com diâmetros acima e 20 mm, nenhum aquecimento no revestimento de acrílico foi observado.

Finalizando a discussão sobre avarias que são originadas a partir do transporte de elevada potência ótica, pode ser citado o trabalho de MATSUI *et al.* [91], onde as características de aumento da temperatura devido a dobras em fibras com orifícios de ar, ou HAFs (*Hole-Assisted Fibers*), são investigadas. As HAFs apresentam excelentes aspectos acerca das perdas em dobras, e são consideradas como fortes candidatas para utilização em cabeamento ótico no futuro. Os experimentos realizados mostraram que as HAFs apresentam vantagens em relação às fibras óticas convencionais, uma vez que a luz que escapa do núcleo é temporariamente aprisionada pelos orifícios de ar e é radiada gradativamente na direção de propagação do feixe. Assim, o modelo matemático proposto pelos autores indica que dobras de raios pequenos como 5 mm com uma potência ótica incidente de 100 W podem ser realizadas sem que haja danos ao revestimento externo. A seção reta ilustrativa de uma fibra HAF é mostrada na figura 2.37, onde a é o raio do núcleo, d é o diâmetro dos orifícios de ar.

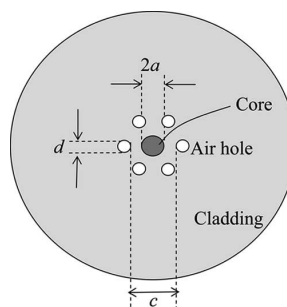


Figura 2.37: Seção reta da HAF (adaptado de MATSUI *et al.* [91])

2.2. Fundamentação Teórica

Nesta seção serão tratados os aspectos teóricos dos elementos que compõem o sistema de medição proposto neste documento.

2.2.1. Bobinas de Rogowski

O princípio de funcionamento das bobinas de Rogowski, transdutores largamente utilizados na medição e detecção de sinais de corrente elétrica, data do final do século XIX e início de século XX, como descrito por WARD *et al.* [12]. Em 1887, Chattock realizou medições de relutância magnética empregando bobinas longas e flexíveis, calibradas pela conexão de seus terminais ao redor de uma corrente. Já em 1912, Rogowski e Steinhaus também utilizaram a técnica numa variedade de experimentos. A teoria acerca do funcionamento dos sensores Rogowski, apesar de bastante simples, serve como uma aplicação engenhosa da Lei de Ampère do eletromagnetismo clássico.

De fato, na bobina é induzido um sinal de tensão a partir do campo magnético criado pela corrente no condutor sendo investigado. Segundo a Lei de Ampère, a integral de linha do campo magnético num caminho fechado C é igual à corrente elétrica envolvida por este mesmo caminho C . Matematicamente, na forma integral, a Lei de Ampère pode ser expressa da seguinte maneira (WARD *et al.* [12]):

$$\oint_C H \cos \alpha dl = i \quad (2.9)$$

Onde dl é um comprimento infinitesimal do caminho fechado, H é o campo magnético, α é o ângulo entre dl e o campo H e i é a corrente envolvida por C ; a qual deseja-se aferir.

Na figura 2.38 é apresentada uma concepção teórica da bobina de Rogowski, com n enrolamentos por metro, área da seção reta A e a direção da corrente i no condutor envolvido pela bobina é entrando do plano da página.

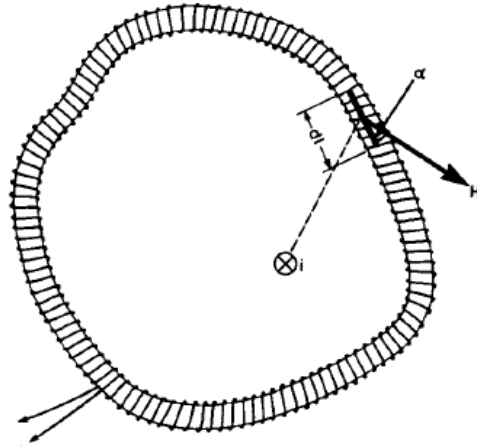


Figura 2.38: Concepção teórica da bobina (adaptado de WARD *et al.* [12])

Numa seção de comprimento infinitesimal da bobina tem-se que o fluxo magnético é dado por (WARD *et al.* [12]):

$$d\Phi = \mu_0 H A n dl \cos\alpha \quad (2.10)$$

Para o fluxo magnético na bobina inteira, onde H é o campo magnético, α é o ângulo entre o campo e o eixo da bobina, tem-se

$$\Phi = \int \mu_0 H A n dl \cos\alpha = \mu_0 A i n \quad (2.11)$$

Assim, para a medição de correntes alternadas, o sinal de tensão nos terminais da bobina é dado pela taxa de variação do fluxo magnético no tempo, ou seja (WARD *et al.* [12])

$$v_{ROGOWSKI} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\mu_0 n A \frac{di}{dt} \quad (2.12)$$

Apesar de a partir da equação 2.11 ser possível inferir que o sensor é capaz de rejeitar a interferência de campos magnéticos externos à bobina, bem como ser indiferente à posição do condutor de corrente dentro do enlace, algumas considerações práticas devem ser empregadas, como mostrado na seção 2.1.3. Por exemplo, com uma bobina construída com os enrolamentos dispostos sobre um núcleo toroidal rígido ou flexível, qualquer fluxo magnético paralelo à bobina, mesmo que externo ao sensor, induz um erro no sinal de saída. Assim, de forma que este efeito seja compensado, um enlace de retorno é adicionado ao sensor por dentro dos enrolamentos helicoidais e no sentido oposto. Conectado em série com a saída da bobina, este enlace de retorno provê uma tensão de compensação que é igual, porém de polaridade oposta, ao erro induzido por condutores próximos.

As bobinas de Rogowski oferecem algumas vantagens em comparação com outros transdutores de corrente. Como não possuem núcleo ferromagnético, como os transformadores de corrente convencionais, os sensores Rogowski não sofrem os efeitos de saturação magnética e a indutância mútua é independente da corrente sendo medida. Ou seja, as bobinas são dispositivos lineares. A utilização do sensor também se dá de maneira bastante prática, uma vez que o dispositivo é em geral leve, pequeno e flexível, podendo ser empregado no monitoramento em ambientes de difícil acesso ou de espaço restrito.

Os transdutores Rogowski também provêem uma grande largura de banda de medição, bem como são capazes de aferir uma larga faixa de magnitudes de corrente elétrica. Uma mesma bobina é capaz de medir 100 A ou 100 kA, diferentemente de outros tipos de sensores, os quais em geral precisam ter características físicas alteradas de acordo com a magnitude na qual vão ser empregados. Estes dois últimos aspectos, geralmente, são limitados pelas características dos circuitos integradores utilizados em conjunto com as bobinas. Como o sinal de saída do dispositivo Rogowski é proporcional à taxa de variação da corrente sendo medida (equação 2.12), para que a forma de onda da corrente sendo medida seja recuperada uma operação de integração sobre $v_{ROGOWSKI}$ se faz necessária. Ou seja (WARD *et al.* [12]):

$$v_{SAÍDA} = -\frac{1}{\tau} \int v_{ROGOWSKI} dt = \frac{1}{\tau} \int M di \quad (2.13)$$

Onde τ é a constante de tempo de integração e $M = \mu_0 n A$ é a indutância mútua entre a bobina e o condutor.

Uma bobina de Rogowski pode ser modelada pelo circuito apresentado na figura 2.39, o qual é um circuito equivalente simplificado. No esquema, L é a indutância mútua, r é a resistência da bobina e C é capacitância.

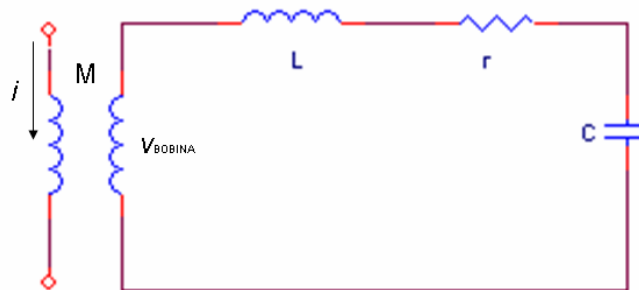


Figura 2.39: Representação simplificada da bobina de Rogowski

A largura de banda da bobina é determinada pela frequência de ressonância do circuito simplificado, a qual é dada pela expressão

$$f_{\text{RESSONÂNCIA}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.14)$$

Ou seja, para uma maior largura de banda, os parâmetros do circuito de modelagem devem ser manipulados de tal forma que a frequência de ressonância seja aumentada.

2.2.2. Diodo Emissor de Luz (LED)

O princípio de operação dos diodos emissores de luz, ou LEDs (*Light Emitting Diodes*), é baseado em processos quânticos de emissão de radiação, nos quais ocorre a injeção de portadores numa junção p-n, a qual acontece em semicondutores com uma região do tipo p e uma do tipo n separadas por uma fina camada de transição, conhecida como região de depleção (RESENDE [92]). Os semicondutores com predominância de elétrons são chamados do tipo n, enquanto que em semicondutores do tipo p há uma maior concentração de buracos.

Para semicondutores de *gap* direto, onde *gap* pode ser definido como o intervalo de energia que separa as bandas de valência e de condução (ou banda proibida), a recombinação dos pares elétron-buraco na região de depleção, após a injeção de portadores minoritários em cada lado da junção, acaba por resultar na emissão de fótons, um fóton para cada par recombinado. De acordo com Albert Einstein, existe a quantização da energia da radiação eletromagnética em pacotes, chamados fótons. A energia de um fóton de radiação de frequência ν é dada por (RESENDE [92])

$$E = \nu h \quad (2.15)$$

Onde $h = 6.6262 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$ é a constante de Planck.

Um exemplo de formação de uma junção p-n é apresentado na figura 2.40, enquanto que na figura 2.41 a emissão de fótons a partir de transições interbanda é ilustrada.

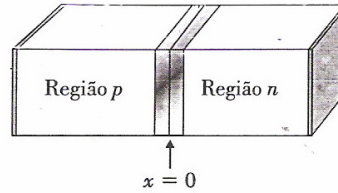


Figura 2.40: Junção p-n (adaptado de RESENDE [92])

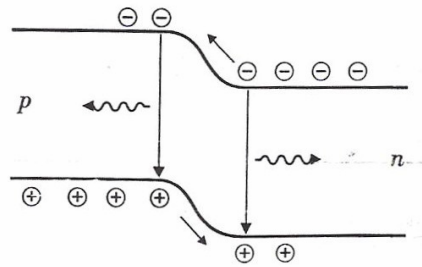


Figura 2.41: Recombinação de pares elétron-buraco com emissão de fótons (adaptado de RESENDE [92])

Os fótons emitidos na transição interbanda tem uma energia um pouco superior à energia de *gap*, ou seja, à energia de separação das bandas de valência e condução, uma vez que os elétrons na banda de condução também possuem excitação térmica. Em geral, os LEDs são fabricados a partir de ligas do tipo $Ga_xAl_{1-x}As$ ou $GaAs_{1-x}P_x$; o GaAs é uma liga semicondutora de alta luminescência que emite num comprimento de onda de aproximadamente 870 nm; pois, considerando que a largura da banda proibida para esta liga é de 1.46 eV, e empregando a equação 2.15, tem-se

$$\lambda = \frac{hc}{E} = 870 \text{ nm}$$

Onde c é a velocidade da luz no vácuo.

Para comunicações óticas, entretanto, os LEDs de infravermelho são os mais empregados, e em geral são fabricados com ligas quaternárias de $Ga_xIn_{1-x}As_yP_{1-y}$. Estes diodos normalmente são produzidos a partir da estrutura tipo Burrus, na qual no lado superior do dispositivo existe um orifício para saída da radiação gerada, de forma que possa haver um acoplamento aperfeiçoado com a fibra ótica de transmissão do sinal. A Estrutura Burrus, bem como a simbologia de um LED utilizada em circuitos eletrônicos, são apresentadas nas figuras 2.42 e 2.43, respectivamente.

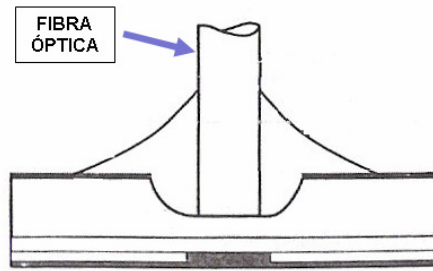


Figura 2.42: Estrutura Burrus (adaptado de RESENDE [92])



Figura 2.43: Simbologia do LED

A radiação obtida a partir de LEDs é incoerente, ou seja, a emissão é espontânea e não apresenta características de direção definida. O comprimento de onda dominante na emissão é aquele onde há a maior concentração de energia, e está relacionado, como já descrito, com a largura do *gap*. Ou seja, quanto maior o *gap*, menor o comprimento de onda dominante da radiação emitida.

2.2.3. Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação (LASER)

De forma diferente do que acontece com os diodos emissores de luz, a radiação emitida a partir de LASERs (do inglês *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) decorre de estímulos produzidos por um campo eletromagnético, resultando em emissões coerentes, de tal forma que as fases dos campos dos fótons estão correlacionadas. Daí o cunho da expressão emissão estimulada. A emissão estimulada ocorre em um sistema de níveis quânticos a partir do fenômeno conhecido como inversão de populações, no qual o número de átomos em dois níveis com energias (E) diferentes, $E_2 > E_1$, é invertido pela atuação de um mecanismo externo. Um dos elementos do LASER, o meio ativo, define as características do dispositivo. Os outros requisitos necessários para o surgimento de emissão estimulada são a cavidade ótica e o processo de bombeamento. A cavidade ótica é formada por dois semi-espelhos que impedem que maior parte da radiação seja emitida para fora do

meio ativo, permitindo que a estrutura entre em ressonância para determinados comprimentos de onda.

Com descrito por RESENDE [92], numa situação de equilíbrio térmico, a população N_1 do nível de menor energia é maior do que a população do nível de maior energia N_2 . Neste caso, uma radiação que atravessa esse meio tem sua intensidade dada por (RESENDE [92])

$$I(x) = I(0)e^{-\alpha x} \quad (2.16)$$

Onde α é o coeficiente de absorção do sistema, e $\alpha > 0$, ou seja, a radiação é absorvida e a intensidade diminui.

Um processo de bombeamento, entretanto, deve proporcionar uma inversão de população ($N_2 > N_1$) de forma que $\alpha < 0$ e a radiação seja amplificada, ou seja, a inversão de população ultrapassa um valor crítico capaz de superar as perdas do meio ativo, causada por difrações e escape da radiação para fora da cavidade ótica. De fato, apenas as freqüências de ressonância da cavidade sofrem pouco escape, de forma que o laser trabalha com os comprimentos de onda que seguem a equação (RESENDE [92])

$$\lambda_L = \frac{2L}{m} \quad (2.17)$$

Onde λ_L é o comprimento de onda do meio ativo, L é a distância entre os espelhos da cavidade ressonante e m é um número inteiro.

Assim, uma taxa de bombeamento que permita um ganho que supere as perdas mantém uma radiação de freqüência determinada pela cavidade ressonante. Percebe-se então que o fenômeno da inversão de populações é um requisito indispensável para que a emissão estimulada ocorra, a qual pode ser obtida por diversos métodos, entre eles a colisão inelástica entre átomos e a injeção de portadores em semicondutores, fato que ocorre na operação dos diodos lasers. No entanto, sistemas de três estados são necessários para que haja emissão estimulada. Como na figura 2.44, um estado intermediário E_2 entre os estados E_1 e E_3 permite transições rápidas e não radiativas chamadas relaxações rápidas. Dessa forma, há acúmulo de população em E_2 , provendo inversão de população em relação a E_1 e a conseqüente transição radiativa.

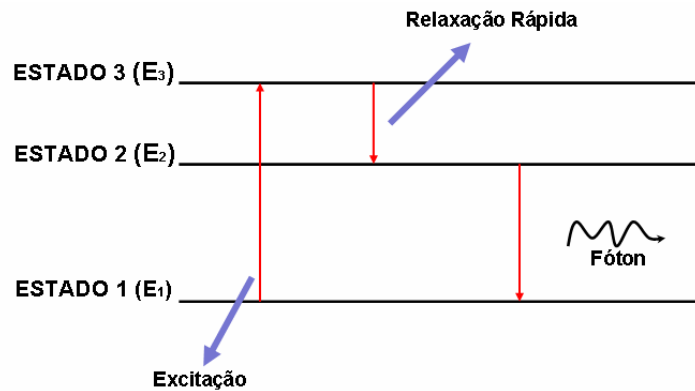


Figura 2.44: Emissão estimulada (adaptado de RESENDE [92])

Junções p-n inseridas no interior de uma cavidade ótica ressonante constituem a base dos diodos lasers, ou Laser de Diodo Semicondutor. Numa junção p-n polarizada diretamente a inversão de populações é um processo natural, visto que os buracos do lado p são injetados no lado n, e elétrons do lado n são injetados no lado p, dando origem a um processo de recombinação de pares elétron-buraco na região ativa e a conseqüente emissão espontânea, tal qual ocorre nos diodos emissores de luz. As grandes dopagens em ambos os lados são necessárias para que haja uma forte injeção de portadores, e assim a condição de operação de laser seja alcançada. Quando uma tensão V é aplicada na junção, as energias do lado n são diminuídas em relação às energias do lado p, e os níveis de Fermi apresentam uma diferença de energia nos dois lados dada por eV . Assim, como mostrado na figura 2.45, na região de transição da junção a banda de condução recebe elétrons do lado n, já a banda de valência é preenchida com buracos do lado p, resultando em recombinação e emissão espontânea de luz.

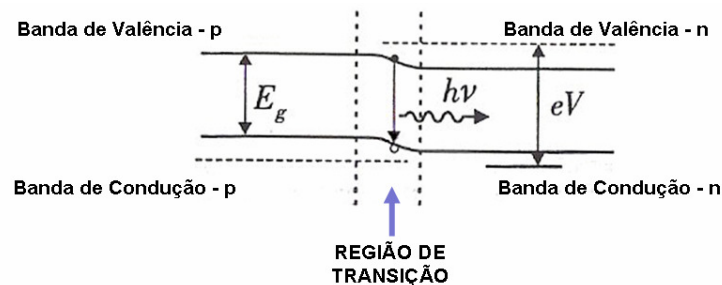


Figura 2.45: Inversão de população para tensão V aplicada (adaptado de RESENDE [92])

O processo inicialmente é incoerente, mas a presença da cavidade ótica permite a reflexão de uma fração dos fótons gerados, aumentando a taxa de recombinação e estimulando a geração de novos fótons, num processo de realimentação. Nesse processo de radiação estimulada os fótons secundários estão em fase com os fótons primários, dando origem à radiação coerente e obtendo uma amplificação da radiação original. Para que a radiação atinja o exterior do dispositivo saindo por apenas um lado uma das faces das faces da cavidade é coberta por um filme metálico, e um diagrama esquemático de um diodo laser é apresentado na figura 2.46.

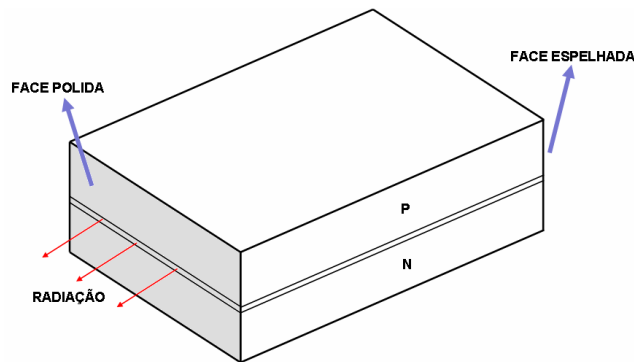


Figura 2.46: Esquema simplificado do laser

O comportamento espectral da radiação de um laser é apresentado na figura 2.47. Observa-se que para uma corrente menor do que uma corrente crítica (I_c), o dispositivo atua como um LED, ou seja, tem largura alta largura espectral e baixa intensidade. Porém, quando a corrente na junção ultrapassa um valor crítico, o espectro de emissão é bem mais estreito, a potência de saída também é aumentada.

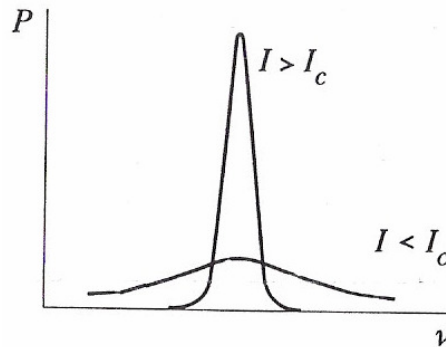


Figura 2.47: Potência ótica do laser (adaptado de RESENDE [92])

Os lasers de heterojunções (junções formadas por materiais diferentes) surgiram para sobrepujar alguns inconvenientes dos chamados lasers de homojunções, os

quais constituem os lasers diodos semicondutores tratados até o momento. Além da alta corrente crítica para superação das perdas, nos lasers de homojunção a radiação é emitida a partir de uma região muito estreita, fato que favorece a difração da luz gerada, de modo que muito fótons escapam da região da junção e não atuam no processo de emissão estimulada.

A combinação entre a barreira de potencial existente numa junção devido à diferença entre os gaps de energia e o fato de os índices de refração dos materiais que constituem a heterojunção também serem diferentes cria condições para o aumento da concentração de pares elétron-buraco e fótons numa camada de fina espessura, daí uma menor corrente crítica é necessária. No caso de uma heterojunção bastante utilizada comercialmente, GaAs - GaAlAs, são emitidos fótons com energia aproximadamente igual a energia da banda proibida deste semicondutor, que é 1.43 eV; correspondente a radiação no infravermelho próximo, com comprimento de onda de 860 nm.

Considerando toda a discussão realizada acerca da teoria dos lasers, fica claro o desempenho da corrente de injeção, ou corrente crítica na determinação da operação do dispositivo na região de LED ou de laser. Acima da corrente crítica, a radiação gerada é coerente e de largura espectral estreita; e considerando a equação 2.17 apenas algumas frequências, decorrentes da seletividade proporcionada pela cavidade ótica, atingem a coerência; para as quais existe ganho ótico capaz de superar as perdas do meio. Essas frequências são dadas pela expressão, a partir da equação 2.17

$$\nu_L = \frac{1}{2} m \frac{V}{L} \quad (2.18)$$

Onde V é a velocidade de propagação da luz no semicondutor.

2.2.4. Fotodiodo

Ao contrário dos LEDs, os fotodiodos são dispositivos detectores de radiação a partir da geração de pares elétron-buraco pela absorção de fótons nas proximidades da região de depleção de uma junção p-n. Os elétrons e lacunas, ou buracos, gerados

pela radiação incidente são acelerados pelo campo elétrico da junção p-n, em sentidos opostos. Uma vez que o campo elétrico é formado pelos portadores minoritários que estão difundidos tanto na região tipo p como na região tipo n, ou seja, buracos no lado N e elétrons no lado p, o campo tem sentido $n \rightarrow p$, então os elétrons provenientes da geração de pares movem-se no sentido $p \rightarrow n$.

A radiação, portanto, produz uma corrente no sentido reverso da corrente da junção, e a grande diferença dos fotodiodos em relação aos foto-resistores é que a corrente produzida pela geração de pares através da absorção de fótons não requer a aplicação de uma tensão externa.

O processo de detecção de radiação eletromagnética pode acontecer de duas maneiras distintas, as quais são conhecidas como modo fotovoltaico e modo fotocondutivo de operação. No modo fotovoltaico o dispositivo trabalha em circuito aberto, sendo o modo de operação das células solares. Ou seja, quando a junção é iluminada uma tensão surge entre os lados p e n. Já no modo fotocondutivo, uma tensão é aplicada ao fotodetector, surgindo corrente no sentido reverso quando luz incide na junção.

A corrente total em um fotodiodo, em qualquer modo de operação, é dada por (RESENDE [92])

$$I = I_s \left(e^{eV/k_B T} - 1 \right) - I_{LUZ} \quad (2.19)$$

Onde I_s é a corrente de saturação reversa, V é a tensão na junção, k_B é a constante de Boltzmann e I_{LUZ} é a corrente na junção produzida pela luz, a qual depende da eficiência de conversão do dispositivo.

Uma característica importante dos fotodiodos é a responsividade, a qual é dada pela relação entre a fotocorrente e a potência ótica incidente. Na figura 2.48, reproduzida de RESENDE [92], observa-se que na região de comprimento de onda abaixo de aproximadamente 900 μm do silício, material constituinte da maioria dos fotodiodos, a responsividade do detector de luz se aproxima da ideal.

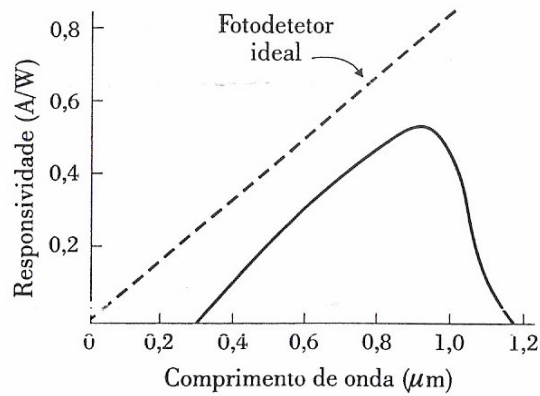


Figura 2.48: Curva característica da responsividade de um fotodiodo de silício

Uma estrutura bastante empregada na construção de fotodiodos é a estrutura PIN, onde uma camada de semiconductor intrínseco (semiconductor sem impurezas ou não-dopado) é alocada entre as regiões p^+ e n^+ de uma junção p-n, daí o surgimento da denominação da estrutura. A região intrínseca de alta resistividade aumenta a espessura da região de depleção, ou seja, a região geralmente é produzida com um tamanho maior do que o comprimento de absorção do semiconductor, assegurando que toda a radiação seja absorvida ali.

Já o princípio do ganho de multiplicação por avalanche rege o funcionamento dos diodos APD, ou fotodiodos de avalanche; onde um campo elétrico alto aplicado ao dispositivo faz com que os elétrons primários (gerados a partir da absorção direta de fótons) adquiram energia cinética capaz de extrair outros elétrons da camada de valência. Uma multiplicação da fotocorrente é obtida, uma vez que uma forte polarização reversa faz com que os portadores deslocando-se na região de alto campo consigam ionizar outros portadores, num processo contínuo. Entretanto, neste processo existe a introdução de ruído elétrico devido à aleatoriedade na geração dos pares elétron-buraco, fato que reduz a sensibilidade do dispositivo.

Células solares são fotodiodos especiais, projetados com o intuito de fornecer energia a uma carga. Para que haja conversão eficiente de energia ótica em energia elétrica, além de extensa área de exposição à radiação, a célula solar deve operar no quarto quadrante do gráfico das características $I \times V$ do dispositivo (figura 2.49), de forma que a potencia absorvida pelo fotodiodo seja negativa.

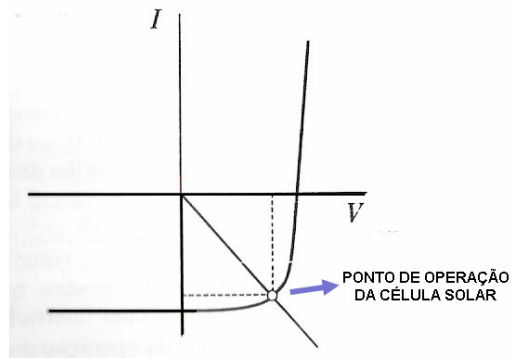


Figura 2.49: Característica I - V de operação de uma célula solar (adaptado de RESENDE [92])

Experimentalmente, o ponto de máxima potência entregue a uma carga por uma célula solar pode ser encontrado realizando a variação da carga resistiva de uma célula irradiada de uma condição de curto-circuito a uma condição de circuito aberto. Células solares de silício de alta qualidade em geral produzem 0.6 V de tensão de circuito aberto e uma corrente de curto de circuito de aproximadamente 0.9 A em temperatura ambiente; mas submetidas à irradiação a temperatura do dispositivo aumenta, reduzindo assim a tensão fornecida. Geralmente, várias células são ligadas em série formando um vetor, de forma que comercialmente a tensão obtida possa ser explorada.

A eficiência de conversão de uma célula solar é dada pela razão entre a potência elétrica máxima fornecida e a potência ótica incidente. A eficiência das células comerciais de silício é da ordem de 15% ou 16%, entretanto em ambientes laboratoriais eficiências em torno de 50% já estão sendo obtidas. Contudo, a máxima potência entregue a uma carga é obtida com a otimização da resistência de carga. O casamento de impedâncias entre a fonte (célula solar) e a carga provê a máxima transferência de potência, entretanto, não se tem uma condição de máxima eficiência. Por exemplo, se a resistência da carga é tornada maior do que a resistência da célula solar a eficiência também é aumentada, uma vez que a maior parte da potência está sendo gerada na carga; mas a potência total é reduzida, visto que a resistência total do circuito sofre acréscimo. O emprego de alimentação ótica ainda não se encontra em um estágio economicamente viável, especialmente no Brasil, e seu uso pode ser justificado em situações onde a obtenção de energia é dificultada, como é o caso do projeto descrito neste documento.

2.2.5. Fibras Óticas

As fibras óticas são guias de onda cujo material básico constituinte é a sílica, projetadas para conduzir a luz de um ponto a outro por um caminho não necessariamente reto, cujo princípio de funcionamento é baseado no confinamento ótico que é conseguido a partir do fenômeno da reflexão total que ocorre na interface entre núcleo (material do centro da fibra) e casca (material externo), como descrito por WERNECK [93]. Para que a reflexão total ocorra, o índice de refração, o qual é dado pela relação entre a velocidade da luz no vácuo e a velocidade da luz no meio dielétrico em questão, da casca deve ser menor do que o do núcleo; há ainda uma proteção mecânica externa, geralmente implementada por metacrilato de metila. Na figura 2.50 é apresentada um exemplo de um cabo de fibra ótica.

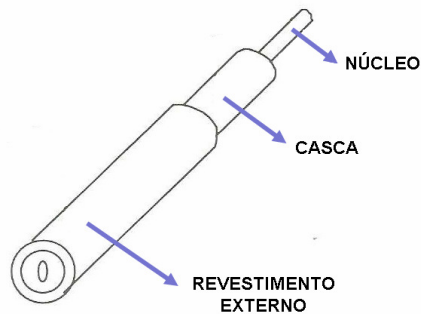


Figura 2.50: Fibra ótica (adaptado de WERNECK [93])

A Lei de Snell rege a refração da luz entre dois meios com índices de refração diferentes, e é dada por (WERNECK [93])

$$n_1 \text{ sen } \gamma_1 = n_2 \text{ sen } \gamma_2 \quad (2.20)$$

Onde n_1 e γ_1 são o índice de refração do meio de onde provém a luz e o ângulo de incidência do raio, respectivamente; enquanto que n_2 e γ_2 são o índice de refração do segundo meio e o ângulo com o qual o feixe é refratado. Todos os ângulos são considerados em relação à reta normal à interface entre os dois meios, como mostrado na figura 2.51.

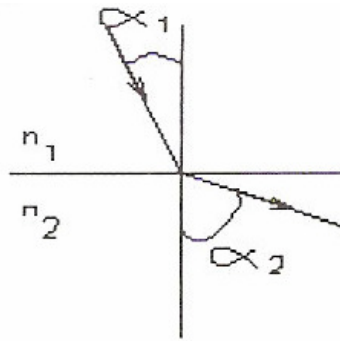


Figura 2.51: Refração na interface entre dois meios com índices de refração diferentes (adaptado de WERNECK [93])

Observando a equação 2.20 é possível deduzir que para determinado ângulo de incidência não ocorre refração, ou seja, $\gamma_2 = 90^\circ$, e este ângulo de incidência é conhecido como ângulo crítico, γ_c , e é dado por (WERNECK [93])

$$\text{sen}\gamma_c = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.21)$$

. Qualquer raio que incida na interface entre os dois meios, tendo o meio 2 um índice de refração menor que o do meio 1, com um ângulo de incidência maior que o ângulo crítico permanecerá confinado no meio 1. Dessa forma, em uma fibra ótica, para que as perdas de energia durante a transmissão sejam mínimas, ou inexistentes, o feixe de luz deve incidir na fibra com um ângulo menor ou igual a θ_M (ângulo máximo de aceitação de luz) de forma que a condição de ângulo crítico seja satisfeita na interface núcleo-casca. A partir de θ_M , ilustrado na figura 2.52, pode-se conceituar a abertura numérica (AN) de uma fibra, a qual define um cone de aceitação, que permite que qualquer raio de luz incidindo dentro deste cone será aceito pela fibra e transmitido até o final do enlace. Assim, a abertura numérica é dada pela expressão (WERNECK [93])

$$NA = \text{sen}\theta_M = (n_1^2 - n_2^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.22)$$

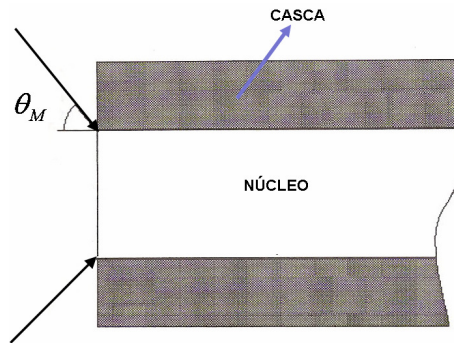


Figura 2.52: Ângulo máximo de aceitação de luz (adaptado de WERNECK [93])

2.2.5.1. Tipos de Fibras Óticas

As fibras óticas podem ser classificadas de diversas maneiras, a mais primordial delas diz respeito à quantidade de modos de propagação que o guia de onda permite serem transportados, análise esta advinda da ótica geométrica, a qual permite uma simplificação do fenômeno da transmissão do sinal descrito matematicamente pelas soluções das equações de Maxwell. Nem todos os feixes que incidem numa fibra ótica dentro do cone de aceitação definido por $2\theta_M$ são transmitidos percorrendo o mesmo caminho, o qual é definido pelo ângulo de reflexão; portanto, feixes de luz que sofrem reflexão total com ângulos maiores percorrem caminhos menores dentro da fibra. As fibras óticas onde vários modos de propagação trafegam são conhecidas como fibras multimodo. As fibras onde, no entanto, pode se propagar apenas um modo, são chamadas de fibras monomodo. Nestas fibras os modos superiores de propagação (aqueles com menores ângulos de reflexão) são eliminados devido ao diâmetro reduzido do núcleo, que é em torno de $8 \mu\text{m}$; enquanto que as fibras multimodo mais utilizadas tem os núcleos com diâmetros de 50 ou $62.5 \mu\text{m}$. KROHN [94] atenta para o parâmetro V que representa o número de modos em uma fibra, o qual é obtido a partir da função de onda da luz guiada, e é dado por (KROHN [94])

$$V^2 = \frac{2\pi a}{\lambda_0} (AN)^2 \quad (2.23)$$

Onde a é o diâmetro do núcleo e λ_0 é o comprimento de onda da luz no ar.

Como já discutido, nas fibras multimodo onde o índice de refração é o mesmo em todo o núcleo os feixes de luz percorrem caminhos diferentes durante o percurso de

transmissão, atingindo o final da fibra em tempos diferentes. Este fato acarreta o alargamento dos pulsos de luz, os quais são bastante empregados no mundo das telecomunicações; entretanto este fenômeno acaba por limitar a frequência de repetição dos pulsos, e as fibras cujos núcleos tem índice de refração constante são conhecidas como fibras de índice degrau. A dispersão modal pode ser corrigida, ou ter seu efeito reduzido, por meio da utilização das fibras de índice gradual. Nestes guias, o índice de refração do núcleo é variável, diminuindo do centro em direção à casca. Assim, a variação dos índices de refração promove a constante refração dos feixes conduzidos, fazendo com que os modos superiores sejam submetidos a índices de refração menores do que os dos modos inferiores, atenuando assim o efeito da dispersão. O índice do núcleo segue uma variação aproximadamente parabólica, dada em geral pela expressão (WERNECK [93])

$$n_{\text{NÚCLEO}}(r) = n \left(1 - (r/a)^\alpha \Delta \right) \quad (2.24)$$

Onde n é o índice de refração da casca, r é a distância a partir do centro do núcleo, a é o diâmetro do núcleo, α é conhecido como coeficiente de otimização e Δ é a diferença entre o índice de refração da casca e o do centro do núcleo.

Já as fibras óticas monomodo podem possuir perfis de índice de refração do núcleo tanto em degrau como gradual, e o fato de admitirem a propagação de apenas um modo as torna uma escolha importante em enlaces de telecomunicações, permitindo a capacidade de transmissão de alguns GHz. Nestas fibras a diferença entre os índices de refração da casca e do núcleo é da ordem de 0.3% a 0.4%. Na figura 2.53 os perfis de índices de refração degrau e gradual são mostrados, com o índice de refração em função do raio da fibra, onde R determina o raio do núcleo.

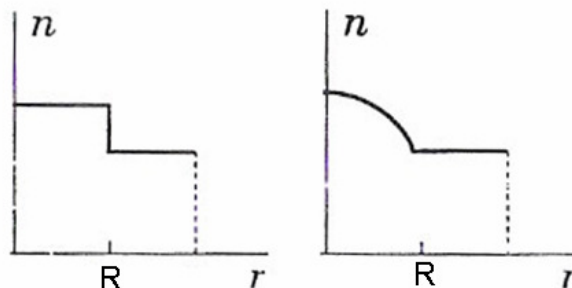


Figura 2.53: Perfis degrau e gradual, respectivamente

Dentre a miríade de materiais que podem fazer parte da constituição física das fibras óticas além da sílica, pode ser citado o polymethylmethacrylato, o qual é um plástico bastante usado em guias conhecidos como fibras óticas plásticas (POFs). Estas podem ser encontradas em diversas aplicações, como na iluminação decorativa, devido principalmente ao baixo custo de fabricação e praticidade de manuseio; em geral, fibras óticas plásticas tem diâmetros da ordem de 1 mm e abertura numérica de 0.5. POFs também são bastante empregadas na construção de sensores bioquímicos, as quais permitem uma maior interação da luz guiada com o meio a ser investigado, como descrito por SOUZA [95]; entretanto, apresentam algumas desvantagens em relação aos cabos de sílica, como a elevada atenuação ótica e a baixa temperatura máxima de operação, que se situa em torno de 100 °C.

2.2.5.2. Atenuação Ótica

A atenuação (A) do sinal transmitido por uma fibra ótica advém de diversos fatores, como dobras no cabo, absorção da luz ou espalhamento; contudo, esta característica é expressa matematicamente por (WERNECK [93])

$$A = -\left(\frac{10}{L}\right) \log\left(\frac{P_{ENTRADA}}{P_{SAÍDA}}\right) \quad (2.25)$$

Onde L é o comprimento da fibra ótica em quilômetros, $P_{ENTRADA}$ é a potência ótica de entrada em watts e $P_{SAÍDA}$ é a potência ótica de saída do enlace em watts, e a unidade é expressa em dB/km. Ou seja, uma atenuação de 3 dB/km corresponde a uma queda na potência ótica de entrada de 50%. Como exemplo, fibras comerciais multimodo apresentam uma atenuação ótica de 3.5 dB/km para comprimentos de onda de 850 nm, e 1.0 dB/km para 1300 nm. Fibras monomodo, todavia, apresentam níveis de atenuação bem mais baixos, da ordem de 0.40 dB/km para comprimentos de onda de 1310 nm; levando a comunicação ótica a longas distâncias praticamente apenas utilizar este tipo de fibra. Em termos de medição de potência ótica, uma unidade bastante empregada é o dBm, que é definido como a número de decibéis com referência a uma potência ótica de 1 mW, ou seja

$$P(dBm) = 10 \log\left(\frac{P_1}{1mW}\right) \quad (2.26)$$

Onde P_1 é expresso em mW.

As principais fontes de atenuação em enlaces de fibras óticas são a absorção, espalhamento e as microcurvas. A absorção ocorre quando a energia do sinal luminoso é transformada em calor devido ao próprio material da fibra ótica, constituído de silicato puro (SiO_2) com dopantes como o P_2O_5 . No próprio óxido de silício ocorre absorção, uma vez que os elétrons do nível de valência são excitados absorvendo energia.

Fibras dobradas em raios de curvatura muito pequenos também estão sujeitas à atenuação do sinal transmitido, uma vez que os feixes nos modos superiores perdem-se para a casca. Este problema é crítico em aplicações onde alta potência ótica está sendo transmitida, como descrito na seção 2.1.4, visto que além da atenuação o escape de luz para a casca e para o revestimento de acrilato pode causar danos físicos ao material que constitui a fibra. Entretanto, este fato pode ser empregado na construção de sensores óticos de extensão, força ou pressão, encontrando destarte uma funcionalidade.

O principal mecanismo de atenuação em enlaces óticos, contudo, é o fenômeno do espalhamento (do termo inglês *scattering*), especificamente o espalhamento Rayleigh. Um defeito, ou variação de densidade na fibra, causa a reflexão da luz em ângulos menores que o ângulo crítico, escapando do núcleo. Há ainda, outros fenômenos de espalhamento que ocorrem em enlaces de alta potência ótica, como o espalhamento Raman, onde a luz é espalhada no sentido da transmissão, e o espalhamento Brillouin, no qual o feixe de luz é retro-espalhado na direção da fonte luminosa (*backscattering*).

A atenuação provocada pelo espalhamento Rayleigh é proporcional à λ^{-4} , onde λ é o comprimento de onda da luz injetada no enlace. Dessa forma, para comprimentos de onda maiores a atenuação por espalhamento Rayleigh é reduzida, como pode ser visto na figura 2.54, onde é apresentada a atenuação da sílica em dB/km em função do comprimento de onda utilizado.

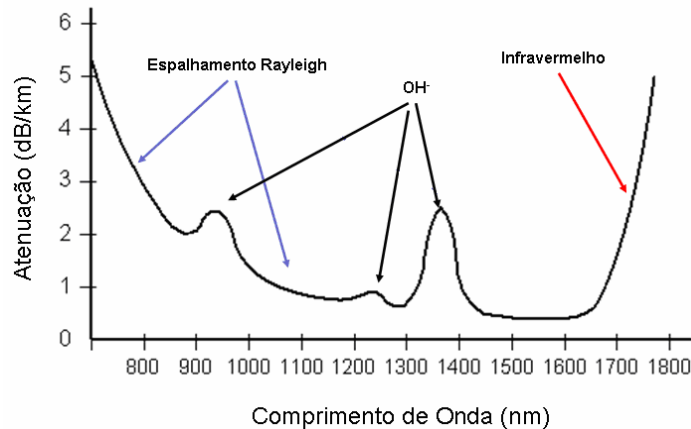


Figura 2.54: Atenuação da fibra em função do comprimento de onda

Os picos indicados pelo íon hidroxila correspondem ao aumento da atenuação nos comprimentos de onda de 950 nm, 1244 nm e 1383 nm, aumento este devido à presença dessas impurezas que se difundem no material da fibra durante o processo e fabricação ou devido à umidade ambiente. Os comprimentos de onda empregados na transmissão de sinais são aqueles onde a atenuação é mínima na figura 2.58, e são definidos intervalos de comprimentos de onda de transmissão conhecidos como janelas. A primeira janela de transmissão compreende os comprimentos entre 820 nm e 880 nm, a segunda janela 1260 nm e 1360 nm, e a terceira janela 1530 nm e 1565 nm. Entretanto, já existe transmissão na banda entre 1570 nm e 1620 nm, e pesquisas sendo realizadas na faixa compreendida entre 1480 nm e 1525 nm.

2.2.5.3. Modelagem Matemática da Flecha

Os cabos de linhas de transmissão devem ser alocados entre as torres de forma segura, ou seja, de maneira que acidentes não ocorram; uma vez que o formato do vão dos cabos, conhecido como catenária, varia com o tempo, temperatura e tensão mecânica, como descrito por DOUGLASS *et al.* [2]. O comportamento da catenária em todas as condições de tempo, com chuva ou neve, e de carregamento elétrico deve ser conhecido, e os cálculos que modelam esta característica são conhecidos como cálculos flecha-tensão.

A equação da catenária, que é deduzida considerando os esforços mecânicos no cabo e na estrutura da torre, segue uma função hiperbólica. Na figura 2.55 a forma da catenária é apresentada em um plano cartesiano, e é dada pela expressão (DOUGLASS *et al.* [2])

$$y(x) = \frac{H}{w} \cosh\left(\left(\frac{w}{H}x\right) - 1\right) = \frac{w(x^2)}{2H} \quad (2.27)$$

Onde w é o peso do cabo por unidade de comprimento e H é a componente horizontal da tensão mecânica.

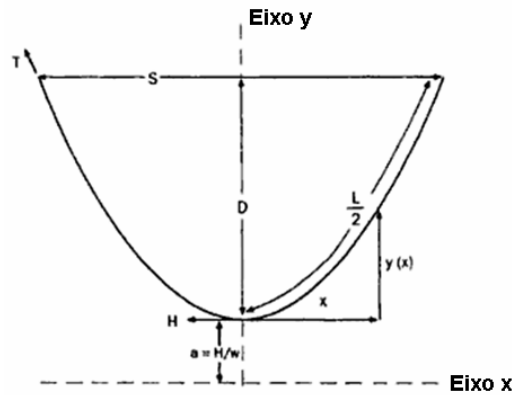


Figura 2.55: A forma da catenária (adaptado de DOUGLASS *et al.* [2])

Na figura 2.55, onde S é comprimento do vão, é possível a obtenção da medida D , a qual é a flecha desenvolvida pelo cabo condutor da linha de transmissão. O valor D é a distância entre o segmento de reta que liga os pontos de fixação do cabo na estrutura das torres e o ponto mais baixo da elongação do condutor, em um vão não desnivelado. Para este caso específico, onde o ponto mais baixo encontra-se no centro do vão, para que o valor de D seja obtido basta substituir $x = \frac{S}{2}$ na equação 2.27, dessa forma chegando a (DOUGLASS *et al.* [2])

$$D = \frac{H}{w} \left(\cosh\left(\frac{wS}{2H}\right) - 1 \right) = \frac{w(S^2)}{8H} \quad (2.28)$$

O aumento da flecha significa uma diminuição da distância condutor-solo, ou seja, um aumento dos riscos inerentes à transmissão de energia elétrica, uma vez que o condutor se aproxima do solo e também de edificações. Dessa forma, é importante ressaltar que tanto a expressão aproximada quanto a parabólica são precisas desde que a flecha seja menor do que 5% do comprimento do vão.

Onde o condutor está situado horizontalmente, num vão não desnivelado pela geografia do terreno, a tensão mecânica à qual o condutor está submetido é igual a H , isto é, exatamente na metade do vão. Nas extremidades do vão, todavia, a tensão

mecânica é dada por T , como está representado na figura 2.55. O valor de T é então dado por (DOUGLASS *et al.* [2])

$$T = H + wD \quad (2.29)$$

Vãos inclinados são tratados de uma maneira um pouco diversa. São consideradas duas sessões separadas, uma parte situada à esquerda do ponto mais baixo e outra parte localizada à direita, assim como mostrado na figura 2.56.

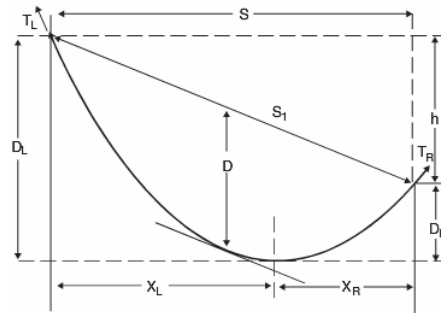


Figura 2.56: Representação de um vão inclinado (adaptado de DOUGLASS *et al.* [2])

Neste caso, o qual é mais comum do que os vãos não desnivelados, o eixo das abscissas é considerado positivo em ambas as direções provenientes do ponto mais baixo da catenária, que ainda é modelada pela equação 2.22. As distâncias x_L e x_R representam as distâncias horizontais para a esquerda e para a direita, respectivamente, a partir do ponto mais baixo do condutor. Elas são dadas pelas expressões 2.30 e 2.31 (DOUGLASS *et al.* [2]), onde S é a distância horizontal entre as torres das linhas, ou seja, o vão, h é a distância vertical entre os pontos de fixação nas torres, e D é a distância entre a linha reta que liga os pontos de fixação do condutor entre as torres e a reta tangente ao condutor.

$$x_L = \frac{S}{2} \left(1 + \frac{h}{4} \right) \quad (2.30)$$

$$x_R = \frac{S}{2} \left(1 - \frac{h}{4} \right) \quad (2.31)$$

Dessa maneira, em cada lado do vão, conhecidos como sub-vãos, resultam medidas de flecha que estão relacionadas com os pontos de fixação do cabo esquerdo e direito, tal qual na figura 2.56; ou seja (DOUGLASS *et al.* [2])

$$D_L = \frac{wx_L^2}{2H} = D \left(1 + \frac{h}{4D} \right)^2 \quad (2.32)$$

$$D_R = \frac{wx_R^2}{2H} = D \left(1 - \frac{h}{4D} \right)^2 \quad (2.33)$$

Assim, as tensões mecânicas máximas são dadas por (DOUGLASS *et al.* [2])

$$T_R = H + wD_R \quad (2.34)$$

$$T_L = H + wD_L \quad (2.35)$$

3. Capítulo III

3.1. Visão Geral do Sistema

Os sistemas de monitoramento dos condutores de linhas de transmissão discutidos no capítulo 2 geralmente apresentam uma configuração básica, a qual é composta de um subsistema localizado na região de alta tensão, ou seja, a cabeça do sensor, onde os sensores encontram-se próximos ao cabo realizando as medições; bem como de um segundo subsistema situado no potencial terra, onde os dados das medições realizadas na região de alta tensão são recebidos e posteriormente processados. Então, a presença de um meio de comunicação entre as subseções na região de alta tensão e no potencial terra se faz necessária.

Dessa forma, o sistema de monitoramento de corrente e temperatura em linhas de transmissão proposto no presente documento considera uma configuração semelhante às já tratadas. Existe um circuito situado próximo ao cabo condutor, cuja função principal é realizar as medições e enviar as informações adquiridas para a estação-base, ou região de baixa tensão. A comunicação entre as duas subseções se dá por meio ótico, fibras óticas são empregadas tanto no envio dos dados das medições quanto para prover energia elétrica para os circuitos situados na região de alta tensão; portanto há a necessidade de utilização de fotodetectores e lasers de potência. Um diagrama de blocos com a visão geral do sistema proposto é apresentado na figura 3.1. Para fornecer dados de corrente e temperatura dos cabos condutores é apresentado um sistema opticamente alimentado; a energia elétrica que é disponibilizada para os sensores é conduzida através de fibras óticas.

O laser de potência, situado na região de baixa tensão, provê até 1 W de potência ótica com um comprimento de onda de 830 nm; esta potência ótica é inserida em um cabo de fibra ótica multimodo, 62.5-125 μm (dimensões núcleo-casca), dedicada para a condução da energia ótica. Na extremidade oposta do cabo está situado o Conversor de Potência Fotovoltaico (*Photovoltaic Power Converter* - PPC), que compreende um vetor de diodos semicondutores miniaturizado, e dessa forma realiza a conversão de energia ótica em energia elétrica, assim como ocorre numa célula solar.

O sensor de corrente é implementado por uma bobina de Rogowski, junto com o circuito integrador, enquanto que o sensor de temperatura empregado é o circuito

integrado LM35; ambos os sensores dispostos na superfície do cabo condutor. Do sinal de saída do circuito integrador da bobina de Rogowski, o qual é uma tensão proporcional à corrente transportada pelo condutor, é obtido o valor eficaz (*root-mean-square* - RMS), expresso por um nível DC.

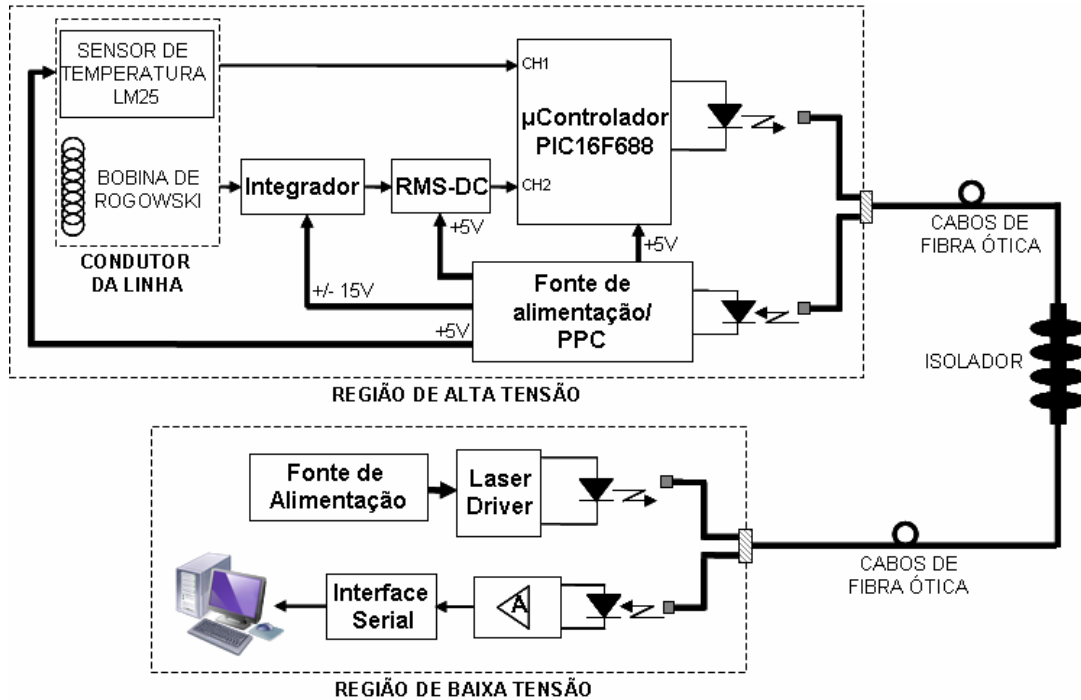


Figura 3.1: Visão geral do sistema de medição de corrente e temperatura

Ao sistema em alta tensão foi adicionado ainda um segundo sensor de temperatura LM35 para monitoramento da temperatura ambiente (não apresentado na figura 3.1). Este sensor será importante na atuação do sistema de monitoramento em campo, onde a temperatura desenvolvida no condutor da linha poderá ser comparada com a do ambiente, e possíveis correlações ou correções poderão ser procedidas. Como será mostrado posteriormente, na seção 3.3.3, a adição de um terceiro elemento sensor não constitui uma penalidade em termos de consumo de energia elétrica por parte do sistema, dada a baixa corrente necessária para operação do circuito integrado.

Um microcontrolador PIC16F688 de baixo consumo executa a aquisição e tratamento dos sinais dos sensores, para posterior transmissão; ou seja, é o elemento de inteligência em alta tensão. O sinal elétrico de saída do microcontrolador é convertido em sinal ótico por meio do chaveamento de um LED com comprimento de onda de 850nm, permitindo a transmissão dos dados das medições para a região de baixa tensão, através de um segundo guia ótico, também dedicado.

O nível de tensão obtido a partir do PPC, na região de alta tensão, precisa ser adequado para o fornecimento de energia tanto para o funcionamento dos sensores quanto para os circuitos auxiliares. Assim, conversores DC/DC junto com reguladores de tensão são empregados para obtenção dos níveis de tensão de 5 V, para alimentação do sensor de temperatura, do microcontrolador e do circuito conversor RMS-DC, e +/- 15V para o circuito integrador da bobina de Rogowski, o qual necessita de alimentação simétrica.

Na região de baixa tensão, o sinal ótico de transmissão dos dados é recuperado através de um fotodiodo PIN operando no modo fotovoltaico. O sinal é amplificado e convertido para níveis EIA-232, permitindo a transmissão serial para o computador de instrumentação ou estação-base de comunicação. No computador de instrumentação, um software desenvolvido em LabVIEW[®] funciona como a interface homem-máquina, provendo não só a conversão dos dados para valores de temperatura e corrente, mas também apresentando os resultados para o operador de forma gráfica e numérica.

A título de acompanhamento da operação do sistema localizado nas cercanias do condutor, a tensão fornecida pelo conversor de potência fotovoltaico também é monitorada. Uma queda abrupta na tensão fornecida pelo PPC pode indicar uma operação incorreta da fonte de potência ótica, como por exemplo, um mau funcionamento do sistema de resfriamento do laser.

As fibras de sílica utilizadas no enlace ótico detêm características idênticas, 62.5 µm de diâmetro do núcleo, 125 µm de diâmetro da casca e 900 µm de diâmetro para o revestimento de acrilato; e estão adaptadas para utilização em ambientes sujeitos a umidade e radiação ultravioleta, como locais externos. Um isolador para 138 kV, desenvolvido para utilização em enlaces de fibra ótica, aperfeiçoa a isolação elétrica entre as regiões de baixa e alta tensão, protegendo o sistema de medição.

3.2. Módulo de Alimentação Fotônico - PPM

3.2.1. Descrição do *Photonic Power Module*

A importância principal da utilização da alimentação dos circuitos via fibra ótica reside no fato de permitir a eliminação de cabeamento condutor convencional; e, uma vez que as medições são realizadas em ambientes sujeitos a altas tensões, a segurança tanto de pessoal quanto de equipamentos é aperfeiçoada. Outros aspectos

do sistema também são melhorados, como a imunidade a ruídos e a praticidade de manuseio.

O módulo de alimentação dos circuitos dos sensores consiste num PPM – *Photonic Power Module*, que possibilita o fornecimento de energia em lugares inóspitos ou inacessíveis. O PPM é composto por um Conversor de Potência Fotovoltaico (PPC – *Photovoltaic Power Converter*), situado remotamente, conectado a um módulo de laser, este situado no local de operação do sistema, através de uma fibra óptica multimodo. Uma fonte de alimentação externa provê a energia necessária para o funcionamento do laser, fornecendo potência óptica ao PPC, o qual procede a conversão da potência óptica para potência elétrica.

A potência ótica do laser é lançada na fibra ótica multimodo com um comprimento de onda de 830 nm; é importante ressaltar que a potência ótica de saída do laser pode ser de até 1 W, magnitude que já apresenta a capacidade de causar danos ao corpo humano, especialmente se o feixe for localizado na direção da retina. Toda e qualquer operação da fonte de energia ótica deve ser procedida de uma anterior verificação da completa conectorização do enlace, evitando o acionamento do laser com o terminal exposto.

O módulo de laser PPM contém um diodo laser, um driver de controle do laser compreendido num transistor de potência, circuito de controle e um conector de 16 pinos do tipo J1. Já o PPC é um *array* miniaturizado de diodos semicondutores, de arseneto de gálio (GaAs), semelhante a uma célula solar, que converte luz em potência elétrica. Quando a luz que emana da fibra ótica ilumina o PPC, há três parâmetros que irão determinar a quantidade de potência elétrica entregue, são eles: a quantidade de fótons absorvidos a partir do laser monocromático e o comprimento de onda operacional, a habilidade de prover operação sustentável numa tensão que seja capaz de alimentar a maioria dos circuitos, e a capacidade de fornecer tensão e corrente simultaneamente.

3.2.2. Teste do Módulo de Alimentação Fotônico

O conhecimento da potência elétrica fornecida pelo Módulo de Alimentação Fotônico se faz necessário, uma vez que o projeto dos circuitos de medição situados remotamente está estritamente ligado à quantidade de energia que pode ser obtida a partir do PPC.

O módulo de laser do PPM utilizado no projeto é apresentado na figura 3.2. Para o apropriado funcionamento do dispositivo foram incorporados um dissipador de calor de alumínio ao corpo do módulo, uma vez que a operação normal do diodo laser é atingida enquanto temperatura estiver abaixo de 50°C , e um circuito projetado para acionamento e controle.

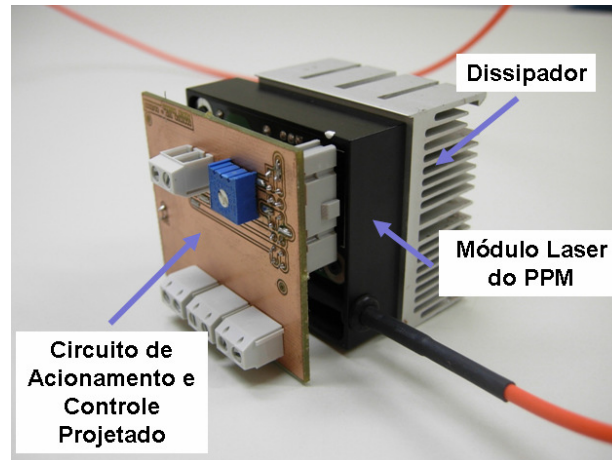


Figura 3.2: Módulo laser do PPM

O procedimento de teste adotado para aferição de potência elétrica de saída do PPC é descrito a seguir. Para a obtenção de diferentes correntes de operação do laser é utilizado um potenciômetro de $100\ \Omega/0.5\ \text{W}$ ligado aos pinos 1 e 3 do conector J1, localizado no circuito de acionamento e controle projetado. A corrente é monitorada através do pino 11 do citado conector J1 do módulo de laser. Dessa forma, a potência ótica de saída do módulo de laser pode ser variada.

A carga ligada à saída do PPC foi variada entre máxima e zero, ou seja, a saída do PPC foi variada de uma configuração de curto circuito para uma configuração de circuito aberto; dessa forma a tensão de saída do PPC foi aferida para diferentes valores de carga. Assim, monitorando-se o valor da resistência em ohms e a tensão de saída tem-se tanto a corrente na carga quanto a potência de saída do sistema.

Os gráficos da potência elétrica entregue pelo sistema de alimentação ótica para diferentes correntes de operação do laser semiconductor são apresentados nas figuras de 3.3 a 3.8. Através do potenciômetro de $100\ \Omega/0.5\ \text{W}$, é possível definir a corrente de operação desejada do laser de potência, conseqüentemente a potência ótica de saída do laser é alterada. Foram definidas para obtenção das curvas de performance do laser os valores de corrente de $1.267\ \text{A}$, $2.000\ \text{A}$, $2.533\ \text{A}$, $3.267\ \text{A}$, $3.933\ \text{A}$ e $4.667\ \text{A}$.

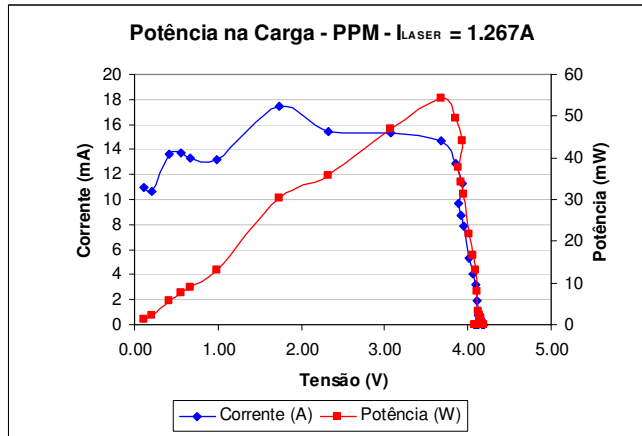


Figura 3.3: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 1.267 A$

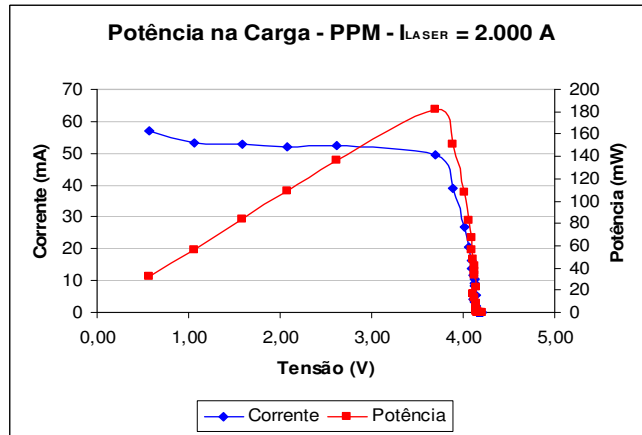


Figura 3.4: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 2.000 A$

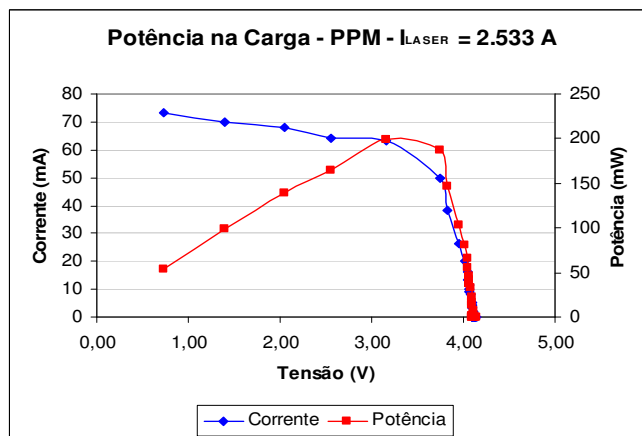


Figura 3.5: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 2.533 A$

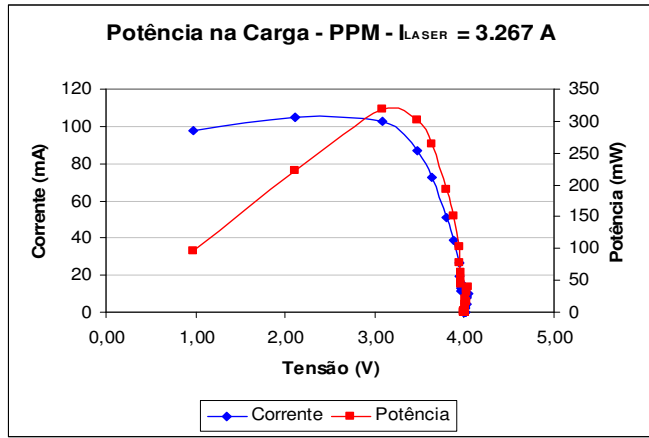


Figura 3.6: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 3.267 A$

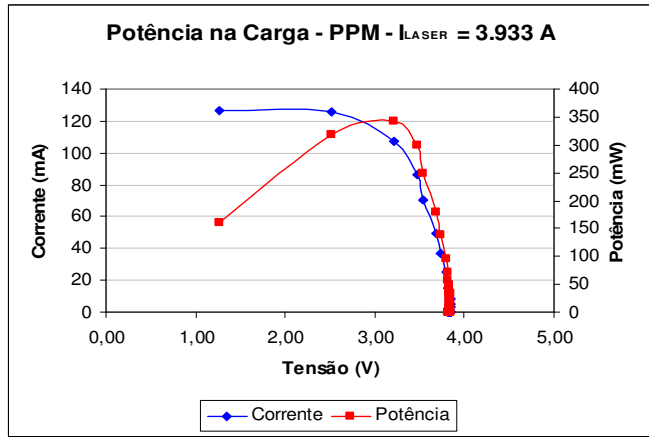


Figura 3.7: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 3.933 A$

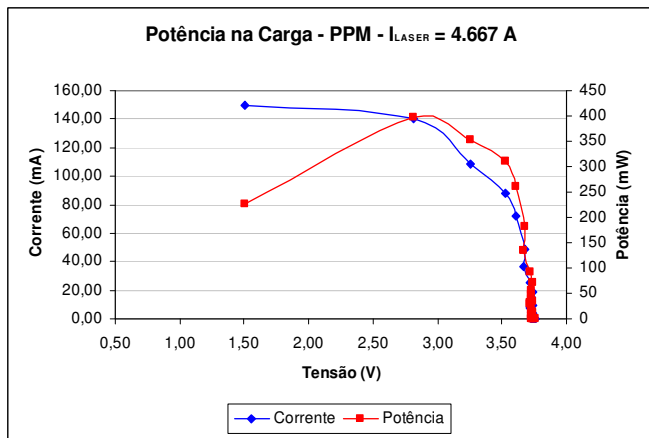


Figura 3.8: Potência de saída do módulo PPC para $I_{LASER} = 4.667 A$

As curvas obtidas para a potência de saída do conversor de potência fotovoltaico indicam que para a obtenção de potência elétrica a tensão de saída deve ser ajustada em um nível abaixo da tensão de circuito aberto. Observando a curva apresentada na figura 3.7, por exemplo, onde a corrente de operação do laser de potência é de aproximadamente 4 A, o ponto de operação ótimo do sistema ótico de alimentação é dado por uma tensão de saída de 3.2 V e uma corrente de saída de 120 mA, de forma que a potência elétrica máxima obtida é de 350 mW.

3.3. Sistema Remotamente Situado

O sistema eletrônico remotamente situado, ou seja, alocado próximo ao cabo aéreo da linha de transmissão abrange dois estágios principais: o bloco dos sensores, que compreende os transdutores de corrente e temperatura; e o bloco de subsistemas auxiliares, que desempenha as funções de prover potência elétrica em níveis de tensão adequados para o funcionamento dos sensores e elementos de processamento de dados, proceder a conversão analógico-digital (CAD) das informações provenientes das medições, e realizar o envio dos dados da região de alta tensão para a base central, situada na região de baixa tensão. Nas subseções seguintes estes aspectos serão tratados.

3.3.1. Sensor de Corrente – Bobina de Rogowski

O sensor de corrente implementado no projeto é uma bobina de Rogowski de utilização comercial que pode, todavia, também ser fabricada para aplicações específicas. A bobina utilizada é apresentada na figura 3.9, enquanto que na figuras 3.10 e 3.11 estão dispostos tanto a bobina de medição, conectada ao respectivo circuito integrador protegido por invólucro metálico, quanto uma visão interna do circuito integrador (a tampa do invólucro metálico removida), respectivamente. A possibilidade de poder envolver a bobina em torno do condutor a ser monitorado, devido à utilização de terminais de enroscamento, concede ao dispositivo facilidade de manuseio e praticidade em situações de instalação em locais de acesso dificultado.



Figura 3.9: Bobina de Rogowski com terminais de enroscamento



Figura 3.10: Bobina de Rogowski conectada ao circuito integrador

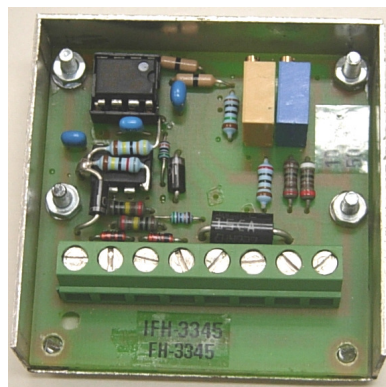


Figura 3.11: Placa do circuito integrador (tampa metálica removida)

A bobina é tipo “com tela” (*screened*), como intuito de reduzir a influência de campos eletrostáticos, tem dupla isolamento e os terminais são de “enroscamento”,

provendo um fechamento mais robusto do *loop* da bobina.

O circuito integrador, para recuperação da forma de onda de corrente a partir da tensão induzida na bobina e amplificação do sinal, provê duas sensibilidades de medição: 100 A/V e 500 A/V. Entretanto, de forma a possibilitar a medição de correntes acima de 500 A de amplitude sem saturar os circuitos de tratamento do sinal de saída do circuito integrador, os quais em geral são alimentados com níveis de tensão de 5 V, foi utilizada no projeto a sensibilidade 500 A/V; ou seja, é permitida uma faixa de medida mais ampla; apesar de que com o emprego da sensibilidade 100 A/V uma determinada variação na amplitude da corrente sendo medida provoca uma maior variação correspondente no sinal de saída do circuito integrador, reduzindo o erro de quantização introduzido pelo processo de conversão analógico-digital. Um exemplo de forma de onda de saída do sensor Rogowski, isto é, a tensão de saída do conjunto bobina e circuito integrador, é mostrada na figura 3.12, obtida com o uso de um osciloscópio digital.

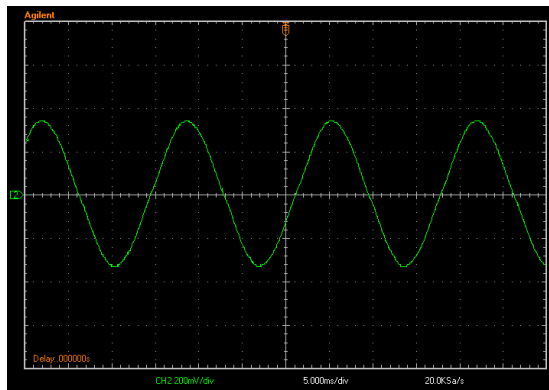


Figura 3.12: Forma de onda de saída do sensor Rogowski

3.3.2. Sensor de Temperatura

Foram empregados para medição das temperaturas do condutor e ambiente sensores de temperatura de precisão LM35, circuito integrado conveniente para a aplicação em questão devido ao baixo custo, baixo consumo de corrente (em torno de 100 μ A) e tensão de saída linear proporcional à escala de temperatura em graus Celsius.

Ainda, a baixa impedância de saída e a saída linear tornam o processo de leitura do sinal bastante prática. Diversas configurações de ligação podem ser implementadas, inclusive de forma a simular um termômetro na escala Fahrenheit; ou então medir temperatura na faixa de -55 $^{\circ}$ C a 150 $^{\circ}$ C. Entretanto, a configuração

básica é a implementada no sistema, impedindo a medição de temperaturas negativas.

As pequenas dimensões do sensor tornam a manipulação fácil, com a utilização de pasta térmica o circuito integrado pode ser apenas à superfície do condutor, e a temperatura medida não diferirá da temperatura do condutor em mais do que 0.01°C . Um dos sensores utilizados em laboratório é apresentado na figura 3.13, onde os terminais de conexão elétrica não são mostrados, por estarem alocados dentro da proteção plástica.

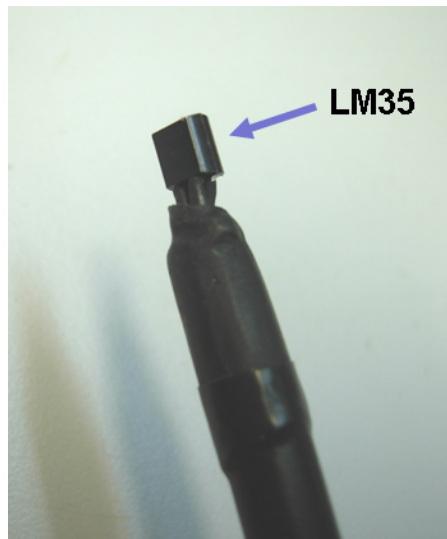


Figura 3.13: Sensor de temperatura LM35

3.3.3. Projeto do Circuito Situado em Região de Alta Tensão

Algumas funções devem ser realizadas no ambiente de alta tensão, de forma que seja provida a alimentação propícia e o resultado das medições seja adequadamente enviado para ser tratado em região segura, ou seja, baixa tensão. Assim, o sistema eletrônico projetado pode ser subdividido em duas seções: sub-sistema de medição e sub-sistema de transmissão, os quais estão apresentados esquematicamente nos diagramas de bloco das figuras 3.14 e 3.15, respectivamente. Portanto, considerando como uma caixa fechada o bloco situado na região de alta tensão é possível observar que há entradas elétricas provenientes dos sensores; e uma saída ótica, que realiza a transmissão da informação.

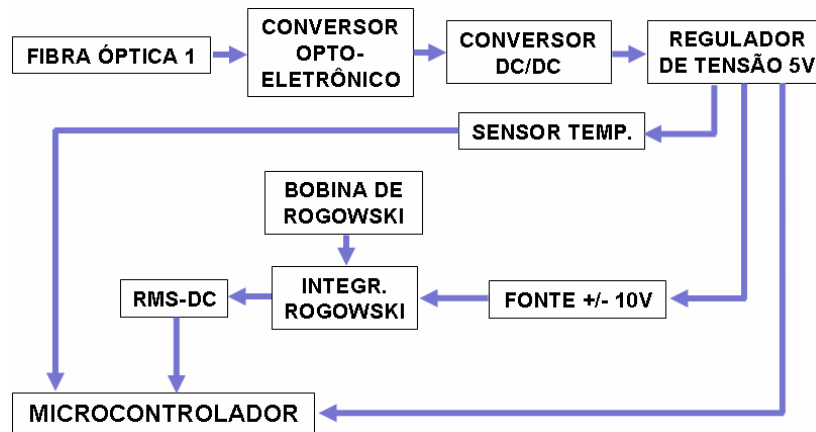


Figura 3.14: Diagrama de blocos do sistema de medição

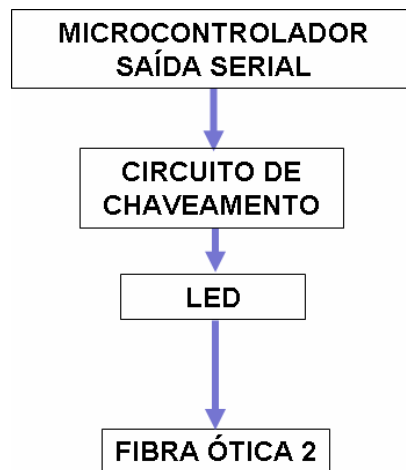


Figura 3.15: Diagrama de blocos do sistema de comunicação

O circuito projetado (circuito AT), entretanto, deve poder ser operado de acordo com a disponibilidade de energia elétrica fornecida pelo conversor fotovoltaico; ou seja, tanto o sistema de medição quanto o de comunicação não devem ser grandes consumidores de energia.

O grande elemento consumidor de energia no circuito situado remotamente é o diodo emissor de luz necessário para a conversão do sinal elétrico das medições para o domínio ótico. A estimativa de consumo energético dos blocos de circuito que constituem o sistema em alta tensão é apresentada na tabela 1.

Tabela 1: Estimativa de consumo do circuito AT

Bloco de Circuito	Consumo Aproximado
LED	122.5 mW
Regulador de Tensão 5V	25 mW
Sensor de Temperatura – Condutor	0.5 mW
Sensor de Temperatura - Ambiente	0.5 mW
Circuito integrador do sensor Rogowski	16 mW
Fonte Simétrica +/- 10 V	40 mW
Conversor DC/DC	4 mW
Conversor RMS - DC	4 mW
Microcontrolador PIC16F688	0.5 mW

Dessa forma, o consumo estimado do circuito AT é da ordem de 213 mW, aproximadamente. Utilizando um alicate amperímetro, modelo 773 da Fluke (figura 3.16), é possível medir correntes da ordem de miliampères. A utilização deste instrumento para a medição da corrente de saída do PPC em condições de operação indicou um valor de 74.8 mA, ao mesmo tempo em que é fornecida uma tensão de 3.6 V para o circuito. Assim, a potência elétrica consumida pelo circuito AT em operação é da ordem de 270 mW, valor este que se encontra de acordo com a capacidade de fornecimento de potência elétrica pelo Módulo de Alimentação Fotônico apresentada entre as figuras 3.3 e 3.8.



Figura 3.16: Alicate miliamperímetro

3.3.4. Projeto do Circuito Situado em Baixa Tensão (Circuito BT)

Na estação base situada na região de baixa tensão são realizadas duas funções principais. A primeira é a geração da potência ótica que é transmitida para a região de alta tensão, ou seja, na estação base está situado o diodo laser, cuja potência de saída é injetada no enlace ótico dedicado para alimentação fotônica (fibra ótica 1 na figura 3.17), e seu circuito de acionamento.

A segunda função diz respeito à recuperação do sinal ótico com as informações das medições, ou seja, realizar a conversão opto-elétrica e condicionar o sinal obtido para envio a um computador de instrumentação, onde os dados serão processados e apresentados. Um fotodiodo PIN de alta velocidade de resposta, operando no modo fotovoltaico, recupera o sinal elétrico proveniente do guia de onda dedicado. O sinal é amplificado e antes da transmissão serial para o computador, ou concentrador de dados, é realizada a conversão para os níveis EIA-232, padrão que define os protocolos e níveis de tensão em uma comunicação serial. Na figura 3.18 o diagrama de blocos representativo do funcionamento do circuito da estação base é apresentado.

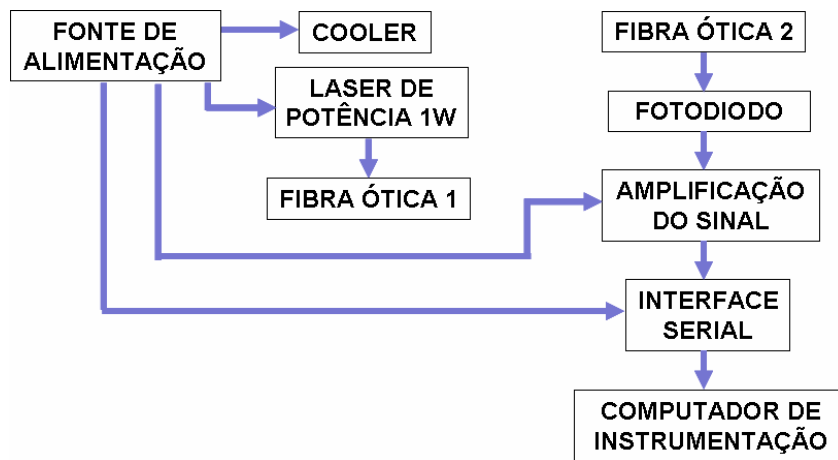


Figura 3.18: Funcionamento do Circuito BT

Em laboratório, uma fonte de alimentação de PC comum é utilizada para fornecer a potência elétrica ao circuito de recuperação do sinal ótico e para acionamento do laser de potência. Um ventilador do tipo cooler também é utilizado para resfriamento do laser, atuando em conjunto com um dissipador de calor, permitindo a operação adequada do sistema. Na instalação do campo, a fonte de alimentação será provida pela FITec, empresa mineira parceira no projeto de pesquisa. Nesta situação, baterias carregadas por painéis solares irão fornecer a energia elétrica necessária.

3.4. Enlace Ótico

A potência elétrica disponível para os sensores e os circuitos eletrônicos auxiliares situados na região de alta tensão é fornecida por meio de energia ótica. Além da isolamento elétrica obtida, algumas outras vantagens podem ser citadas, como a imunidade ao ruído elétrico, facilidade de manuseio e a ausência de surgimento de centelhas.

O enlace ótico, composto por dois cabos de fibra ótica multimodo, realiza as funções de prover energia para o sistema localizado em alta tensão e de transmissão das informações das medidas para a estação-base, localizada na região de baixa tensão. O enlace de alimentação, todavia, requer um cuidado um pouco mais apurado, dados os níveis de potência ótica nele transmitidos.

Num enlace de 40 (quarenta) metros de comprimento, que é a distância aproximada entre o local de instalação dos sensores e a estação base, emendas de fibra e conectores óticos são utilizados, de maneira que as regiões de alta e baixa tensão possam ser interconectadas através do isolador ótico polimérico para 138 kV. Contudo, tanto as emendas como os conectores são elementos que introduzem atenuação no sinal ótico, e quando a alimentação fotônica é utilizada as perdas devem ser tratadas como um fator crítico.

No enlace de alimentação ótica projetado está prevista a utilização de duas emendas de fibra ótica e um conector de acoplamento, como será mostrado na seção sobre a montagem do sistema. A estimativa da atenuação proporcionada pelas duas emendas é de 0.01 dB, valor fornecido pelo equipamento (*fiber splicer*) que realiza a fusão das duas terminações dos cabos. O dispositivo que proporciona a realização das emendas é uma máquina de fusão da FITEL, apresentada na figura 3.18. A máquina de fusão realiza a emenda por alinhamento do núcleo em três dimensões e a posterior aplicação de um arco voltaico; na figura 3.18 é possível visualizar o dispositivo de clivagem utilizado em laboratório, o qual tem a função de preparar mecanicamente as superfícies das fibras a serem fundidas.



Figura 3.18: Equipamentos para emenda ótica

Após o procedimento de fusão o ponto de fibra nua emendada precisa ser protegido, ou então a junção estará fragilizada frente a esforços mecânicos. Para isso, um revestimento plástico com um bastão metálico em seu interior é derretido sobre o ponto de emenda, protegendo mecanicamente a frágil região. Uma emenda entre duas fibras protegidas pelo revestimento plástico é apresentada na foto da figura 3.19. O revestimento plástico com o bastão metálico, entretanto, por si só não atende aos requisitos de proteção necessários para uma instalação em campo, como será discutido na seção 4.3.

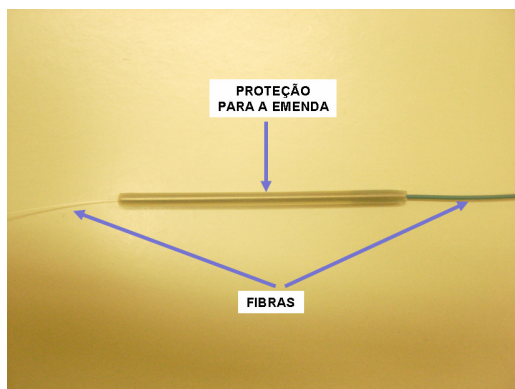


Figura 3.19: Emenda com proteção mecânica

O conector de acoplamento, que permite a conexão do terminal do laser ao enlace de condução da potência ótica ao local remoto, ou seja, ao cabo de fibra ótica junto com o isolador polimérico, contabiliza mais 0.3 dB de atenuação. Finalmente, como o sistema atua na primeira janela de transmissão (descrita na seção 2.2.6.2), a

atenuação ótica advinda do meio para o comprimento de onda utilizado também deve ser considerada. Dessa forma, para cabos multimodo de sílica com 62.5 μm de diâmetro de núcleo e 125 μm de diâmetro de casca a atenuação é relativamente alta, de 3 dB/km. Como o enlace terá um comprimento aproximado de 40 metros, tem-se uma perda de aproximadamente 0.12 dB.

Portanto, a atenuação ótica total do enlace é da ordem de 0.43 dB. Considerando que a potência máxima de saída do diodo laser é 1 W ótico é possível conhecer a potência ótica máxima que pode ser obtida na extremidade oposta do enlace ($P_{SAÍDA}$). Assim, empregando a equação 2.20, tem-se

$$-0.43 = -10 \log \left(\frac{1}{P_{SAÍDA}} \right) \therefore P_{SAÍDA} \approx 0.91 W \quad (3.1)$$

Com este nível de potência ótica utilizada para alimentação ainda não é necessário o emprego de conectores especiais, como os produzidos pela ZOOptics, os quais são fabricados com técnicas específicas para suportar e reduzir os efeitos das altas densidades de luz. Porém, um dos fatores essenciais para a correta operação do sistema é a limpeza das interfaces óticas, de forma que os problemas relatados na seção 2.1.4 sejam evitados. Ou seja, uma única partícula situada na superfície de um conector ótico pode causar danos que inviabilizem a utilização dos dispositivos óticos.

Durante os primeiros ciclos de operação do diodo laser, tanto quando dos testes iniciais quanto das primeiras rodadas de alimentação do circuito projetado, a manutenção dos conectores foi negligenciada. Ou seja, o terminal do diodo laser sofreu inúmeros processos de conectorização e desconectorização, sem nenhum cuidado com o estado de suas superfícies. Inevitavelmente, partículas invisíveis ao olho nu acabaram por danificar o terminal, reduzindo consideravelmente a potência ótica injetada pelo laser no enlace e causando atraso ao projeto, uma vez que a identificação da origem do não funcionamento do sistema de medição foi demorada e requereu extensa consulta à literatura especializada.

Utilizando equipamentos de inspeção ótica, foi possível encontrar a fonte do problema. Uma imagem em duas dimensões do estado da superfície do condutor é obtida com um microscópio de inspeção ótica, apresentado na figura 3.20, na qual é mostrado o conector a ser inspecionado inserido no terminal de câmera do microscópio, e a imagem em preto-e-branco é amplificada no visor.



Figura 3.20: Esquema de inspeção ótica

Na figura 3.21 são apresentadas as imagens do conector do laser de potência obtidas com o microscópio da figura 3.20 (duas dimensões) e com um interferômetro, o qual permite um plotagem da superfície do elemento de conexão em três dimensões em cores para diferenciação das cotas de altura, facilitando a compreensão do problema. É possível observar na foto em duas dimensões os danos impingidos ao conector, bem como o afundamento da superfície na foto em três dimensões. Este tipo de problema, quando não inutiliza permanentemente o terminal de saída da luz, reduz consideravelmente a eficiência de acoplamento ótico proporcionado pelo conector, como foi observado em laboratório, quando o sistema de alimentação ótico não conseguia mais suprir a potência elétrica necessária para o funcionamento da seção do sistema situada na região de alta tensão. A título de comparação, na figura 3.22 conectores em perfeito estado de conservação são mostrados; a superfície de exposição da fibra ótica na saída do conector é lisa e convexa, bem diferente do poço da figura em três dimensões 3.21.

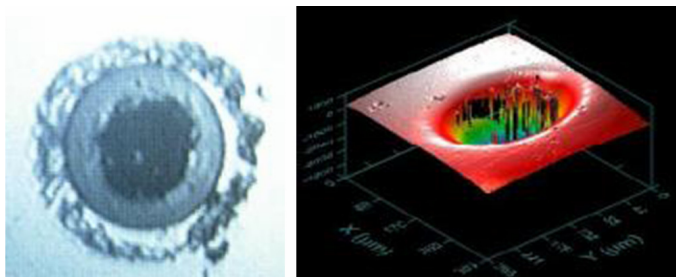


Figura 3.21: Imagens do conector ótico danificado

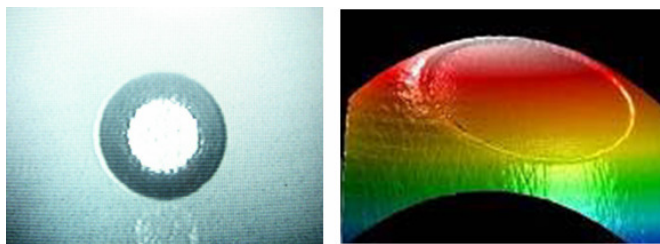


Figura 3.22: Imagens de conectores bem conservados

No caso do laser utilizado no projeto um processo de reconectorização teve de ser empregado, de tal forma que o conector danificado foi substituído por um terminal em boas condições de operação. Dessa forma, para que não ocorram mais danos devido à manipulação errada, os conectores devem permanecer sempre limpos e com as superfícies livres de partículas. Isto é conseguido com o uso de jogos de limpeza óticos, como o apresentado na figura 3.23. Sempre que qualquer procedimento de desconectorização for procedido e a superfície do terminal for exposta ao ambiente, o conector deve ser inserido no dispositivo de limpeza, o qual consiste num tecido especial de contato que retira as partículas armazenadas. Há uma gama de técnicas de limpeza descritas na literatura, como as que utilizam tecidos umedecidos com líquido especiais, mas para os procedimentos corriqueiros de limpeza a seco já fornecem resultados bastante satisfatórios.

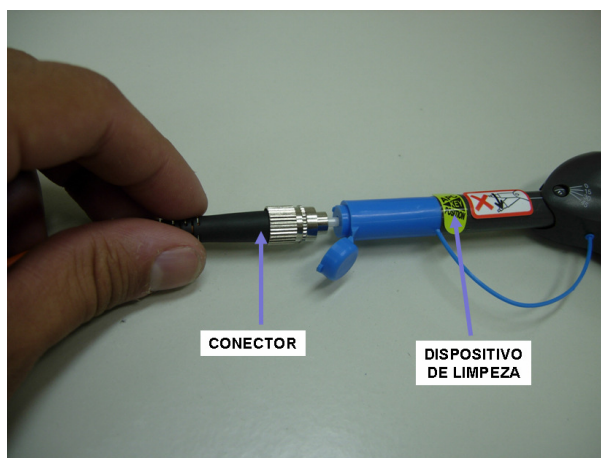


Figura 3.23: Procedimento de limpeza do conector

3.5. Isoladores Óticos Poliméricos

A interconexão entre as seções do sistema de medição proposto situadas em ambiente de alta tensão e na região de baixa tensão (estação-base) é realizada por meio de fibras óticas, fato que provê ao equipamento condições de isolamento elétrico aprimoradas. O aperfeiçoamento das condições de segurança elétrica, contudo, requer o emprego de isoladores, dado o nível de tensão no qual o sistema deve operar.

De forma que o elemento de isolação possa ser incorporado aos enlaces óticos de transmissão e alimentação, foi desenvolvido um isolador polimérico ótico para este fim no âmbito do Laboratório de Instrumentação e Fotônica. A seção 3.5 apresenta uma breve discussão acerca das características construtivas destes isoladores, onde foram utilizadas as seguintes normas brasileiras:

- ABNT IEC/TR 60815 - Guia para seleção de isoladores sob condições de poluição da Associação Brasileira de Normas Técnicas.
- ABNT NBR 15122 - Isoladores-bastão compostos poliméricos para tensões acima de 1000V da Associação Brasileira de Normas Técnicas.

Foi desenvolvido um isolador bastão composto polimérico, o qual é constituído de, pelo menos, um núcleo e um revestimento, e equipado com ferragens integrantes metálicas. Pode ser formado com saias individuais montadas sobre o núcleo, com ou sem uma camisa intermediária, ou por um revestimento diretamente moldado ou injetado sobre o núcleo, seja uma peça única ou não.

O núcleo é parte isolante central de um isolador-bastão composto polimérico, projetado para suportar as características mecânicas do isolador. É formado, usualmente, por fibras de vidro posicionadas numa matriz à base de resina, de forma a se obter a máxima resistência à tração. O revestimento e as saias compõem a parte isolante externa, que assegura a distância de escoamento necessária e protege o núcleo das intempéries. A camisa intermediária, feita de um material isolante, é considerada parte do revestimento. A saia é uma parte do revestimento em projeção, destinada a aumentar a distância de escoamento, as quais podem ser com ou sem nervuras.

A matriz a base de resina, junto com a área de conexão do isolador são apresentadas na figura 3.24, enquanto que na figura 3.25 é apresentado um isolador montado com as saias sem nervuras.

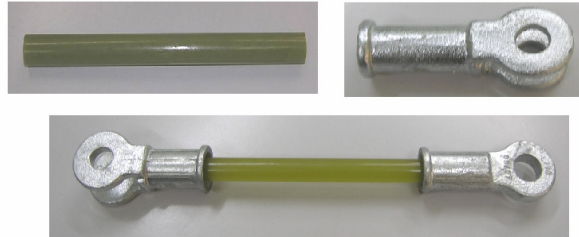


Figura 3.24: Base de resina do núcleo e áreas de conexão



Figura 3.25: Isolador

Para o sistema proposto foram desenvolvidos isoladores poliméricos para utilização junto às linhas de alta tensão, onde são alocados cabos de fibra ótica que farão parte do enlace ótico. A figura 3.26 apresenta as etapas de montagem deste tipo de isolador. Este é composto por uma haste-suporte, feita de fibra de vidro, sobre a qual é envolvida pelo menos uma fibra ótica. Essa disposição da fibra sobre a haste se deve a proposta de minimizar os esforços físicos sobre a fibra, principalmente devido a bruscas mudanças de temperaturas. Esse conjunto (fibra + haste) é coberto por uma luva isolante feita de silicone e em formato de saias. Esse tipo de formato serve para aumentar o caminho elétrico. Essa luva aperta a fibra contra a haste podendo mesmo assim, gerar alguns “espaços” adjacentes a ela. Um gel de silicone é disperso ao longo da fibra para preencher esses espaços. Mesmo minúsculas bolsas de ar são ionizadas em alta tensão, por isso a importância desse preenchimento.

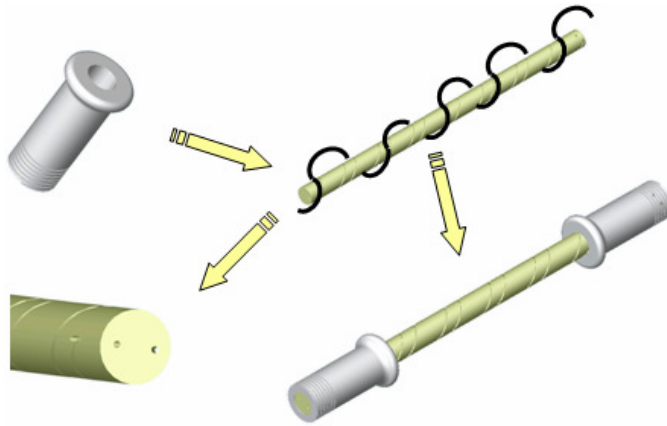


Figura 3.26: Montagem do isolador polimérico

A fibra ótica é inserida no orifício da haste de fibra de vidro, apresentado na figura 3.24. Posteriormente, o núcleo é recoberto com uma luva isolante com as saias; neste caso, as saias não possuem nervuras. Este processo é mostrado na figura 3.27.

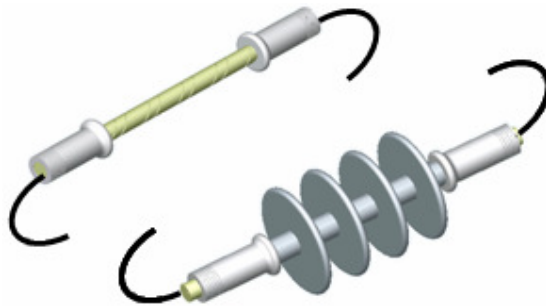


Figura 3.27: Núcleo com fibra ótica e luva isolante

O isolador fabricado para utilização em linhas de transmissão de 138 kV é apresentado na figura 3.28. Foram alocados no núcleo do isolador quatro cabos de fibra ótica; apesar de o enlace ótico requisitar apenas duas vias (alimentação via potência ótica e transmissão dos sinais de medição), foram dispostos mais dois guias de onda sobressalentes, de forma que caso haja problemas em alguma das fibras do enlace esta possa ser substituída facilmente. Os cabos de fibra ótica são fixados à entrada do isolador ótico com a utilização de prensa cabos, como pode ser visualizado na figura 3.29.

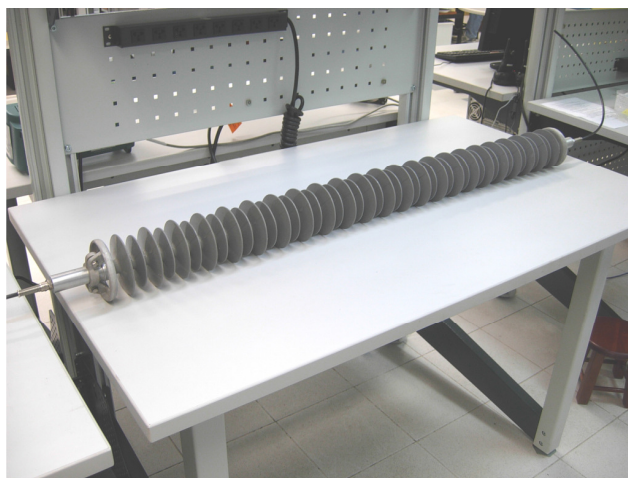


Figura 3.28: Isolador óptico polimérico para 138 kV



Figura 3.29: Detalhes do isolador óptico, com quatro vias de fibra ótica

Duas unidades do isolador foram fabricadas e submetidas a ensaios para determinação da adequação destes dispositivos para operação em campo. Foram realizados dois tipos de ensaios no Centro de Pesquisas de Energia Elétrica (CEPEL), em Adrianópolis – Nova Iguaçu, nos quais os isoladores apresentaram bom desempenho:

- Determinação da tensão suportável de impulso atmosférico a seco (ensaio I);

- Verificação da tensão suportável em frequência industrial sob chuva (ensaio II);

O ensaio I é realizado empregando-se o método dos acréscimos e decréscimos com 30 aplicações nas polaridades positiva e negativa, para a condição a seco. Os resultados encontram-se na tabela 2, como fornecido por CARDOSO *et al.* [96].

Tabela 2: Resultado do ensaio de impulso atmosférico a seco

Amostra	Polaridade	Condições Atmosféricas	V10% _{CN} (kV)
1	+	P = 753.9 mmHg T = 28.9 °C U _r = 63.6%	757.4
	-		765.8
2	+		758.3
	-		768.6

Onde V10%_{CN} é a tensão suportável, nas condições atmosféricas normalizadas.

Já no ensaio II o valor da tensão suportável em frequência industrial foi aplicado durante 1 minuto, e os resultados estão na tabela II.

Tabela 3: Resultados do ensaio de frequência industrial sob chuva

Amostra	Condições Atmosféricas e Chuva	V _{CN} (kV _{EF})	Resultado
1	P = 757.3 mmHg T = 26.3 °C	350	Suportou
2	ρ = 100.2 Ωm V = 1.3 mm/min, H = 1.2 mm/min		

3.6. Sistema de Calibração do Dispositivo de Monitoramento

Foram utilizados em ambiente laboratorial dois dispositivos para teste do sistema de monitoramento proposto: um para avaliação do subsistema de medição de corrente, e outro para o subsistema de medição de temperatura; chamados sistemas de calibração de corrente e temperatura, respectivamente. Os sistemas de calibração geram temperaturas ou correntes variáveis, dentro das escalas de trabalho dos sensores.

Ligando os sensores a estes equipamentos é possível modificar a magnitude de suas saídas dentro da faixa de medida desejada, provendo ao instrumento de medição a variação necessária dos mensurandos. Utilizando-se equipamentos de medida comerciais e calibrados em fábrica para medir a variável de saída dos sistemas de calibração, podemos comparar estas medidas com os valores de saída produzidos pelos sensores em teste. Desta forma, pode-se facilmente traçar as curvas de calibração em laboratório dos sensores sob teste.

3.6.1. Sistema de Calibração de Corrente

A Sistema de calibração de corrente foi construída a partir de dois transformadores de corrente (TC) em série. Os TCs foram conectados inversamente, isto é, entrada pelo terminal secundário e saída pelo primário. Os dois TCs em série permitem variar a corrente de zero até cerca de 800 A, a obtenção de valores acima do limite superior da faixa de medida pode danificar o dispositivo. Para variar a corrente de entrada dos TCs optou-se por um transformador variável de 5 kW. A corrente então percorre um enlace condutor (*loop*) construído com um cabo de cobre isolado apropriado para suportar até 1000 A. O *loop* de corrente é conectado em série com um resistor shunt de precisão que produz um sinal de saída de 0.05 mV/A. Neste *loop* pode-se conectar o sensor de corrente proposto (bobina de Rogowski) e ainda transdutores do tipo alicate amperímetro. Todo o conjunto é afixado num suporte de madeira, de forma que o deslocamento do sistema possa ser realizado de maneira prática.

O shunt é calibrado e nele pode-se conectar um voltímetro também calibrado para medida precisa de corrente. Assim, à medida que a corrente do enlace é variada a

comparação entre a saída da bobina de Rogowski e a medida fornecida pelos medidores calibrados é procedida. Na figura 3.30 é apresentado um diagrama esquemático de montagem do sistema de calibração de corrente.

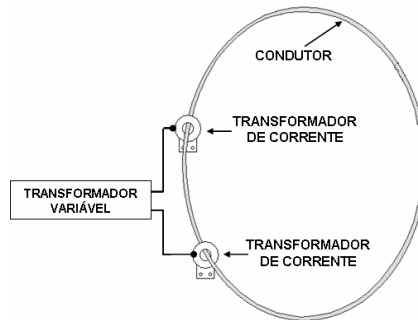


Figura 3.30: Esquemático do sistema de calibração de corrente

O procedimento de teste do sistema de calibração de corrente inclui a alocação tanto de sensores comerciais quanto do próprio sistema de medição desenvolvido neste trabalho. O condutor, preparado em *loop* fechado, é monitorado pelo sensor de corrente do sistema (bobina de Rogowski e circuito integrador); a corrente desenvolvida no condutor é variada através de um transformador variável (VARIAC) conectado a transformadores de corrente. Como o *loop* é feito de material condutor, quando a corrente é variada a temperatura do cabo também é alterada. Para comparação, uma pinça de corrente AC conectada a um osciloscópio digital também é disposto junto ao enlace condutor, de forma que os valores apresentados por esse instrumento sejam considerados valores de referência. O diagrama esquemático de testes é apresentado na figura 3.31, enquanto que nas figuras 3.32 e 3.33 a montagem de testes em laboratório é mostrada.

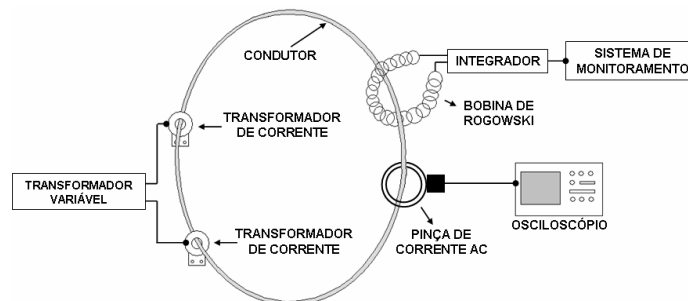


Figura 3.31: Esquemático do sistema de teste do sistema de calibração de corrente

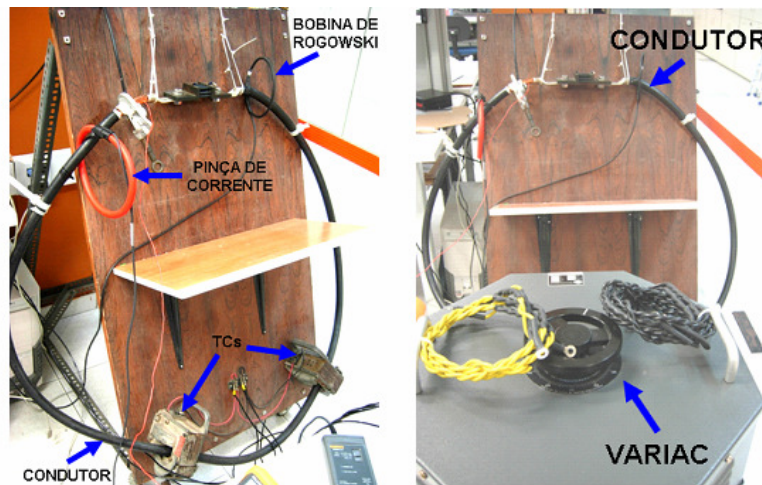


Figura 3.32: Visão geral da montagem do sistema de calibração de corrente em laboratório

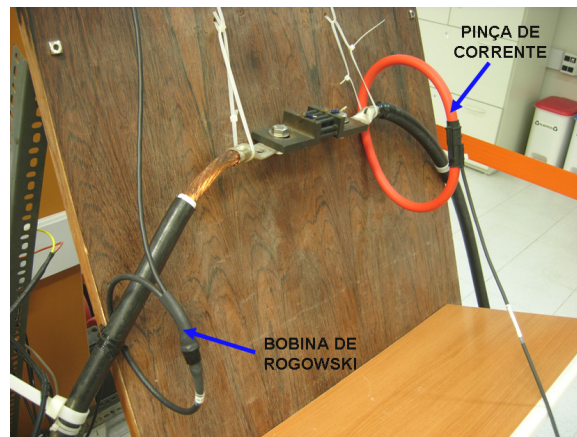


Figura 3.33: Detalhe do teste do sistema de calibração de corrente

O teste foi procedido estabelecendo no enlace condutor correntes de magnitudes compreendidas na faixa de $100 A_{RMS}$ até $650 A_{RMS}$, com intervalos de $50 A_{RMS}$, considerando a folha de dados histórica de corrente da linha a ser monitorada; repetindo-se quatro vezes o ciclo. As medidas de corrente fornecidas pelo sistema de monitoramento versus os dados indicados pela pinça de corrente AC são apresentadas no gráfico da figura 3.34. No eixo das abscissas estão os valores de corrente adquiridos com o instrumento comercial, enquanto que nas ordenadas estão dispostos os dados do sistema desenvolvido. O gráfico da figura 3.34 é praticamente linear, apresentando um coeficiente de correlação para os quatro ciclos de medição de 0.9999.

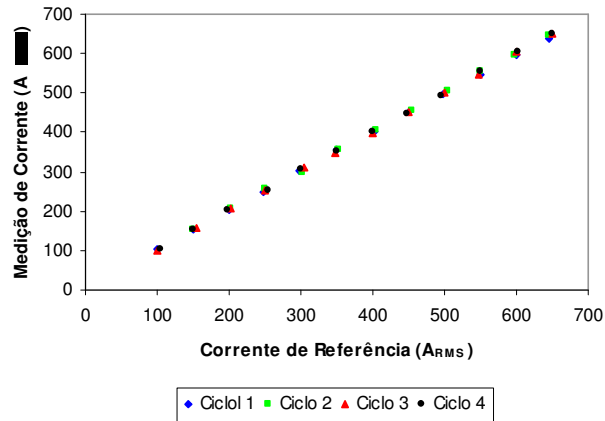


Figura 3.34: Teste do sistema de calibração de corrente

3.6.2. Sistema de Calibração de Temperatura

O sistema de calibração de temperatura utilizada é do tipo *hot-plate*, onde é empregada uma base de um ferro de passar roupa de 3 kW, um relé, um controlador do tipo PID e um sensor de temperatura do tipo Pt-100. Uma placa de alumínio é soldada rigidamente no fundo do ferro de passar de forma que todo o calor gerado passa a esquentar a placa, onde se fixam os sensores. O diagrama de blocos está mostrado na figura 3.35 e a foto do sistema de calibração aparece na figura 3.36. O Laboratório de Instrumentação e Fotônica dispõe de um termômetro rastreado pelo INMETRO (figura 3.37), o qual possibilita a calibração do sensor de temperatura para condutores de alta-tensão. Para tal, o termômetro calibrado e o sensor de temperatura em desenvolvimento são fixados termicamente ao *hot-plate* e faz-se a temperatura variar dentro da faixa de medição esperada do sensor, levantando-se assim os pontos de medida. A utilização deste tipo de equipamento permite um maior controle sobre a temperatura de referência para a realização de testes; porém, durante os testes do sistema em laboratório para obtenção de dados para tratamento estatístico uma situação mais calcada na realidade será criada, como será demonstrado posteriormente.

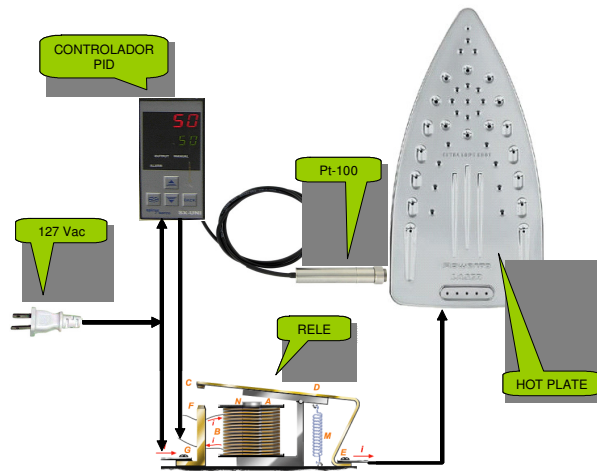


Figura 3.35: Diagrama de blocos do sistema de calibração de corrente

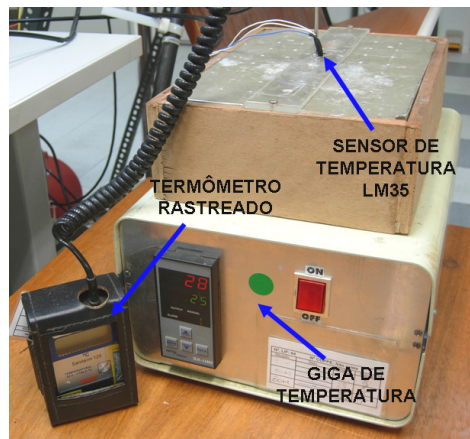


Figura: 3.36: Detalhe do sistema de calibração de temperatura



Figura 3.37: Termômetro digital rastreado

A avaliação entre os valores de referência e os valores de temperatura fornecidos pelo sistema desenvolvido é realizada sobre o gráfico apresentado na figura 3.38. No eixo das abscissas, novamente, estão dispostos os dados coletados pelo instrumento de referência, e no eixo das ordenadas a informação adquirida pelo sensor de temperatura LM35 e apresentada pelo sistema é mostrada. A dependência linear entre os dados de temperatura medidos e os dados fornecidos pelo instrumento de referência, dada pelo coeficiente de correlação, é 0.9995; revelando assim um gráfico bastante linear, assim como o é o gráfico que trata do teste do sistema de calibração de corrente.

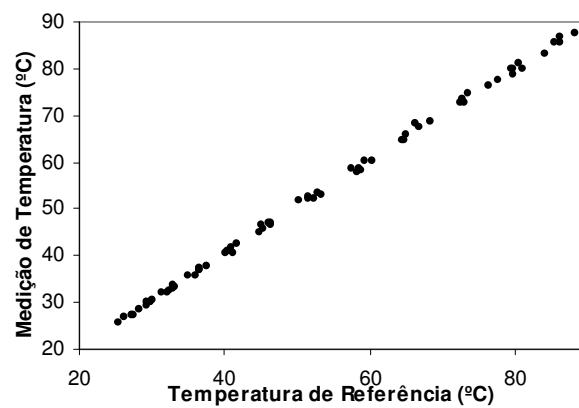


Figura 3.38: Teste do sistema de calibração de temperatura

4. Capítulo IV

4.1. Montagem em Laboratório

Para os testes iniciais a montagem apresentada na figura 4.1 foi realizada, distribuindo o sistema sobre uma das bancadas do laboratório. Como pode ser visto na figura 4.1, para a averiguação do correto funcionamento do sistema desenvolvido a seção de alta tensão é separada da estação base pelo enlace de fibras óticas junto com o isolador polimérico para 138 kV. Não há, neste estágio, a intenção de considerar o efeito de ambientes inóspitos sobre o dispositivo; ou seja, nem os circuitos nem as emendas estão alocados no interior dos invólucros adequados.

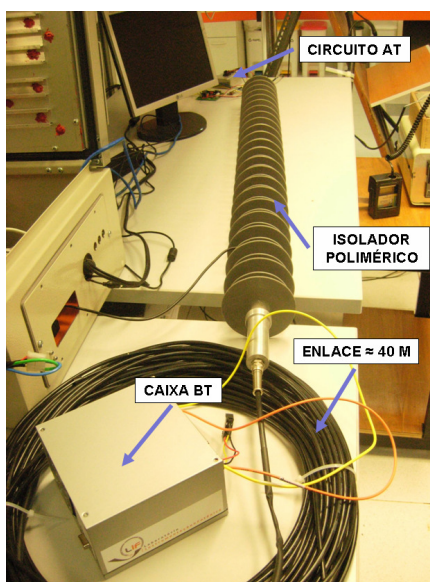


Figura 4.1: Montagem em bancada do sistema

Placas de circuito impresso (PCI) foram projetadas e confeccionadas, após os testes dos circuitos BT e AT construídos em matrizes de contato, antevendo os requisitos de dimensões reduzidas da preparação do sistema para a instalação em campo. O circuito BT, cuja implementação é mostrada na figura 4.2, apesar de

constituído de poucas seções de circuitos (conversão ótica-elétrica, amplificação do sinal, conversão e transmissão serial) não deve ter sua implementação física caracterizada por dimensões grandes, de forma que possa ser alocado na estação base em conjunto com o laser de potência.

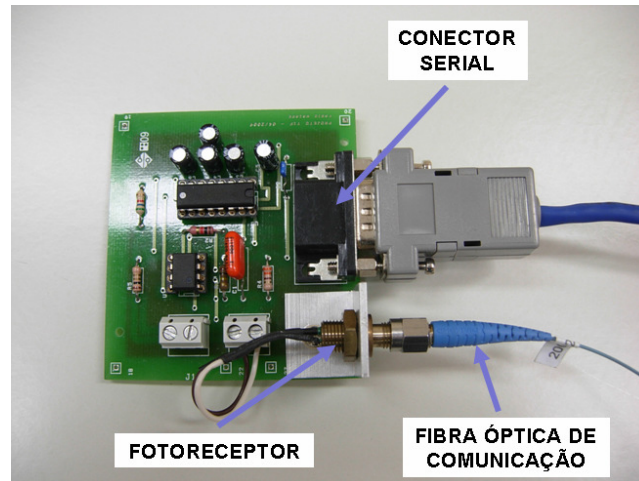


Figura 4.2: Implementação em PCI do circuito BT

As primeiras implementações em PCI do circuito AT revelaram que a opção pelas dimensões da placa impossibilitaria a montagem mecânica para instalação em campo. Ou seja, as dimensões elevadas da placa não permitiriam a alocação do circuito em um ambiente de tamanho reduzido, necessário para que o sistema como um todo seja prático e compacto.

Dada a quantidade de funções realizadas pelo circuito AT e a quantidade de dispositivos eletrônicos dispostos na placa para atender estas funções a redução das dimensões físicas é uma tarefa bem mais complicada neste caso. De fato, requer um trabalho manual cuidadoso e demorado sobre as trilhas de ligação elétrica ainda no estágio de projeto em computador, além do roteamento automático que os softwares de confecção de PCIs realizam.

A versão final do circuito AT em placa de circuito impresso é mostrada na foto da figura 4.3, na qual os circuitos integrados não são soldados diretamente sobre a placa, mas sim fixados em terminais de suporte, prática que facilita a manutenção e a solução de defeitos. Os sinais dos sensores de temperatura são ligados ao circuito por meio de conectores sindal de aparafusamento, assim como o LED de comunicação e o conversor de potência fotovoltaico também o são.

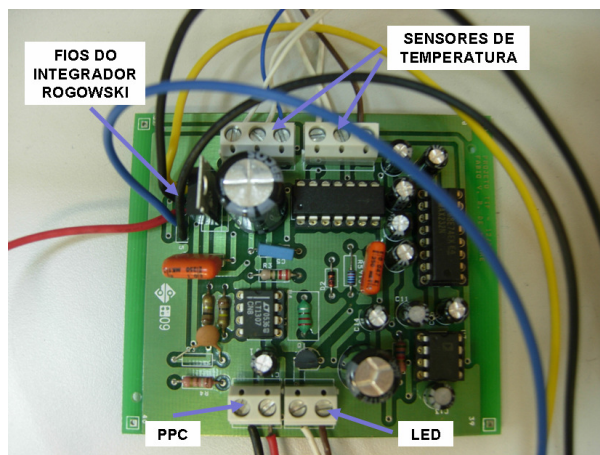


Figura 4.3: Implementação em PCI do circuito AT

Também foi confeccionada uma placa de circuito impresso do circuito de acionamento e controle do laser de potência, em substituição à placa artesanal mostrada na figura 3.3. A PCI é mostrada na figura 4.4, conectada ao módulo de laser, e ligada aos níveis de tensão 5 V e 12 V, os quais são requeridos para funcionamento pelo laser e pelo ventilador de resfriamento (cooler).

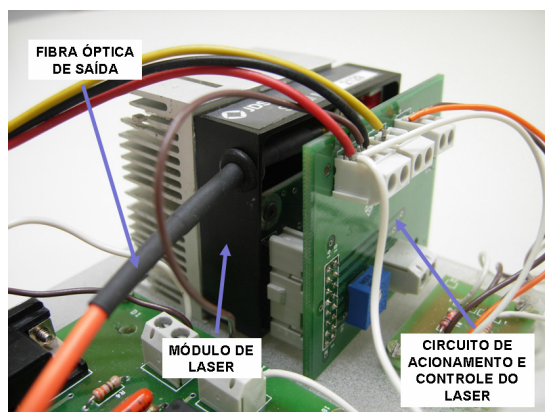


Figura 4.4: Placa de acionamento ligada ao laser

4.2. Softwares Desenvolvidos

Foram desenvolvidos no âmbito do projeto dois softwares que desempenham funções complementares. O primeiro software ministra a operação do microcontrolador

situado na região de alta tensão, provendo a cabeça do sensor com a inteligência necessária. Já o segundo programa foi desenvolvido em ambiente LabVIEW, e proporciona a interface homem-máquina requerida para a visualização dos dados das medições por parte do usuário do sistema. A interface em LabVIEW serviu principalmente para a realização dos testes e avaliação do sistema em laboratório.

4.2.1. Programação do Microcontrolador

O software interno do microcontrolador PIC16F688 realiza inicialmente as operações de conversão analógica/digital (conversão A/D) dos sinais fornecidos pelos elementos sensores, ou seja, pelo conversor RMS-DC, o qual detém as informações acerca da corrente elétrica do condutor da linha de transmissão; pelo sensor de temperatura; e pelo sensor de temperatura ambiente. Ainda, a tensão fornecida pelo conversor fotovoltaico também é monitorada, como uma medida representativa da situação do enlace de alimentação fotônica. As saídas dos blocos sensores são, dessa maneira, ligadas aos pinos do microcontrolador, definidos como portas de entrada. O valor retornado pela conversão A/D tem 10 bits, e é armazenado numa variável *float*. A partir daí, os valores são enviados serialmente por meio de uma das saídas do microcontrolador, de forma que o sinal seja enviado para o circuito de chaveamento do LED de comunicação, a uma taxa de 9600 baud.

Os dados obtidos a partir da conversão analógica dos sinais dos sensores geralmente não estão condicionados para serem apresentados diretamente em um painel de controle ou para um operador. Por exemplo, a saída do sensor de temperatura LM35 é um sinal de tensão em mV, linearmente proporcional à escala em graus Celsius. Ainda, após a conversão A/D tem-se uma informação binária codificada em 10 bits, ou seja, há 1024 possíveis valores de quantização. Dessa forma, o sinal deve ser condicionado através de operações matemáticas simples de maneira que o valor da medição em graus Celsius seja apresentado no ponto final da transmissão da informação, e não um valor de tensão ou um valor em hexadecimal. De mesmo modo, o sinal proveniente do sub-sistema de medida de corrente é um valor de tensão tal que a sensibilidade de medição é 500 A/V. No entanto, deseja-se que seja apresentada a medida em ampères.

De fato, foi feita a opção de realizar o condicionamento dos dados na extremidade oposta do enlace, isto é, no computador de instrumentação. Esta atitude além de liberar a memória do microcontrolador permite um consumo de energia mais eficiente na região de alta tensão. Assim, os dados brutos obtidos das conversões analógico-digitais são enviados serialmente pelo meio ótico. Na figura 4.5 é apresentado um digrama esquemático de funcionamento do programa gravado na memória do PIC16F688.

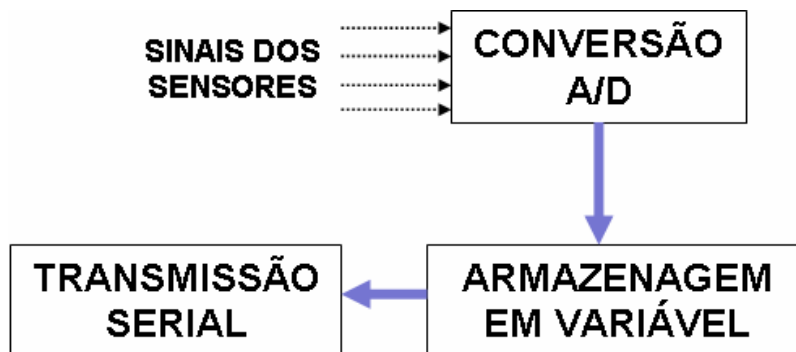


Figura 4.5: Fluxograma do programa de operação do microcontrolador

4.2.2. Interface Homem-Máquina

Para os testes em laboratório uma forma de visualização direta dos dados das medições é necessária. Assim sendo, foi empregado o ambiente de programação gráfica LabVIEW para o desenvolvimento tanto do acesso à interface serial do computador de instrumentação como da interface de interação homem-máquina, ou seja, da tela onde os dados das medidas possam ser visualizados de forma compreensível.

O LabVIEW disponibiliza um ambiente de programação gráfica, no qual os programas criados são conhecidos como instrumentos virtuais. A comunicação entre o ambiente externo, ou instrumento físico, e o programa desenvolvido em LabVIEW ocorre por meio de um bloco de instrumento virtual conhecido como Assistente de Entrada/Saída de Instrumento (Assistente de E/S), mostrado na figura 4.6. Este bloco permite a comunicação, por exemplo, com instrumentos que utilizam as interfaces

serial ou Ethernet. No projeto em questão é implementada a comunicação serial, onde o Assistente de E/S provê a leitura do sinal enviado pelo circuito BT.

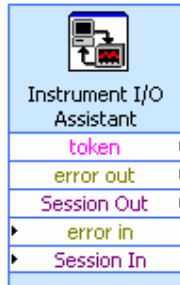


Figura 4.6: Assistente de E/S do LabVIEW

Os dados das medições, como descrito na seção 4.2.1, não chegam ao computador de instrumentação no formato apropriado para apresentação ao usuário. O que chega ao computador são informações binárias cuja magnitude guarda relação com as saídas dos sensores, que geralmente requerem processos de adequação dos valores de maneira que a apresentação dos dados ao usuário aconteça considerando unidades dimensionais coerentes, como ampères ou °C. Assim, o programa desenvolvido em LabVIEW para apresentação dos dados em laboratório realiza operações matemáticas sobre os dados das medições antes da exposição em interface gráfica, as quais são descritas a seguir.

Considerando que é realizada uma conversão A/D com 10 bits, ou seja, o valor retornado pode assumir 1024 níveis de quantização; que a tensão de alimentação do microcontrolador é 4.98V, fornecida por um regulador de tensão de 5V; e que as seguintes variáveis representam os valores do processo de medição que chegam ao computador de instrumentação:

- MTC: temperatura do condutor;
- MC: corrente do condutor;
- MCS: tensão fornecida pelo conversor de potência fotovoltaico;
- MTA: temperatura ambiente;

Tem-se os seguintes algoritmos para conversão dos valores das medições para apresentação em unidades dimensionais:

- **Temperatura do Condutor:**

$$MTC = MTC * 4.98;$$

$MTC = MTC/1024;$

$MTC = MTC*100;$ //A tensão de saída do sensor de temperatura é dada em mV

- **Corrente do Condutor**

$MC = MC*4.98;$

$MC = MC/1024;$

$MC = MC*500;$ //A sensibilidade do sensor Rogowski é de 500 A/V

- **Tensão Fornecida pelo PPC**

$MCS = MCS*4.98;$

$MCS = MCS/1024;$

- **Temperatura Ambiente**

$MTA = MTA*4.98;$

$MTA = MTA/1024;$

$MTA = MTA*100;$ //A tensão de saída do sensor de temperatura é dada em mV

Assim, o fluxograma de funcionamento do programa em LabVIEW que realiza a função de interface homem-máquina é apresentado na figura 4.7; o sinal serial é lido, os valores de cada mensurando são separados e convertidos para unidades dimensionais e posteriormente apresentados tanto em gráficos como por display de dígitos. Os dados de cada medição são apresentados com intervalos de um segundo, de forma que uma evolução temporal dos valores dos mensurandos pode ser acompanhada.

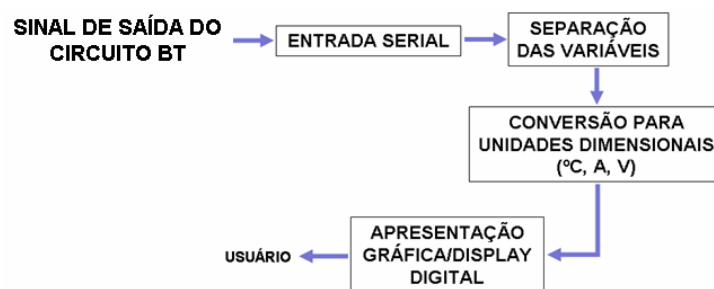


Figura 4.7: Fluxograma de funcionamento do programa em LabVIEW

A interface gráfica desenvolvida para a interação homem-máquina, isto é, para apresentação dos dados das medições ao usuário, é mostrada na figura 4.8. Cada

gráfico apresenta a evolução temporal de cada mensurando avaliado, e os valores das últimas medidas são mostradas em displays de dígitos simples.



Figura 4.8: Interface gráfica desenvolvida em LabVIEW

4.3. Preparação para Instalação em Campo

Desenvolver uma solução que permita transpor o sistema operante em laboratório para suportar as condições ambientais de locais inóspitos, como um campo aberto, talvez seja tão complexo quanto o projeto do sistema de medição em si. Alguns requisitos precisam ser atendidos pelo equipamento desenvolvido para operação em linhas de transmissão aéreas, como ser facilmente instalável, robusto, de baixo peso e compacto.

A proposta de montagem mecânica e de instalação é mostrada na figura 4.9, onde um grampo de aterramento acoplado à linha proporciona base física para os sensores, os quais necessitam estarem próximos do condutor, ao mesmo tempo em que provê o suporte do isolador polimérico (conseqüentemente do enlace ótico) via junção por pressão. Na figura 4.10, o grampo de fixação é mostrado em detalhe.

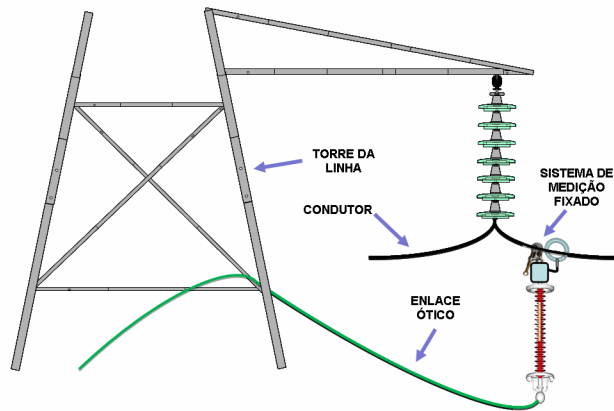


Figura 4.9: Proposta para fixação do sistema na linha de 138 kV



Figura 4.10: Grampo para fixação do sistema na linha

Um ponto de vista mais detalhado da montagem para instalação em campo pode ser vista na figura 4.11. Dentro da caixa AT estão alocados o conversor de potência fotovoltaico, o circuito AT (que realiza a adequação dos níveis de tensão requeridos pelos circuitos integrados além do processamento e envio dos sinais das medições) e o integrador da bobina Rogowski. Os cabos de fibra ótica do núcleo do isolador polimérico precisam ser fundidos ao resto do enlace, de forma que a transmissão dos sinais óticos de comunicação e alimentação seja continuada. A fusão entre os cabos de sílica é conseguida através das emendas óticas discutidas na seção 3.4, as quais são protegidas por um revestimento plástico. Ainda assim, estas emendas estão fragilizadas para alocação direta no meio ambiente, dessa forma, uma caixa de emendas presa ao isolador se faz necessária, provendo a essa região crítica do enlace a proteção mecânica adequada.

Já na caixa BT estão contidos o laser de potência para a alimentação ótica e o circuito de recuperação dos sinais da medição, isto é, aquele que restaura para o domínio elétrico os pulsos óticos e realiza a comunicação com o computador de instrumentação ou concentrador de dados. Em suma, trata-se da estação base.

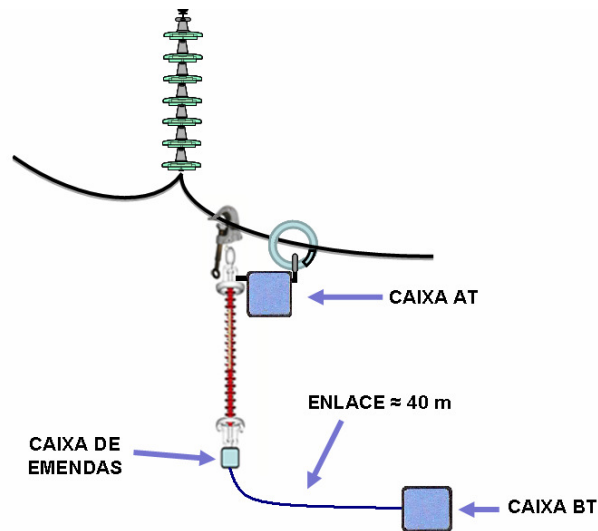


Figura 4.11: Detalhe da montagem mecânica

Para a alocação dos sensores junto ao cabo condutor foram projetadas duas peças em alumínio, material capaz de suportar as diferentes condições climáticas as quais o sistema estará sujeito. As duas peças são presas no grampo de fixação da figura 4.10, este que é o elemento principal de ancoragem mecânica do sistema de medição de corrente e temperatura completo. Nas figuras 4.12 e 4.13 é apresentada a peça de suporte para o sensor de temperatura, sendo na figura 4.12 o desenho de projeto e na figura 4.13 a peça construída em alumínio. Este suporte permite a alocação do sensor de temperatura próximo à superfície do condutor.

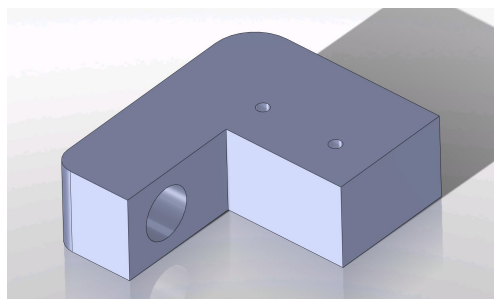


Figura 4.12: Desenho da peça de suporte do sensor de temperatura

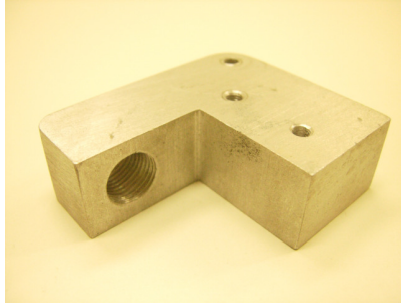


Figura 4.13: Peça de suporte do sensor de temperatura construída em alumínio

Nas figuras 4.14 e 4.15 a peça de suporte da bobina de Rogowski é mostrada. Este elemento tem como base a peça de suporte do sensor de temperatura e é fixado por parafusos de forma que bobina de Rogowski consiga envolver o condutor da linha, como será mostrado posteriormente.

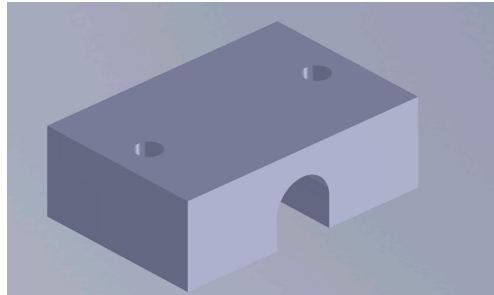


Figura 4.14: Desenho da peça de suporte da bobina de Rogowski

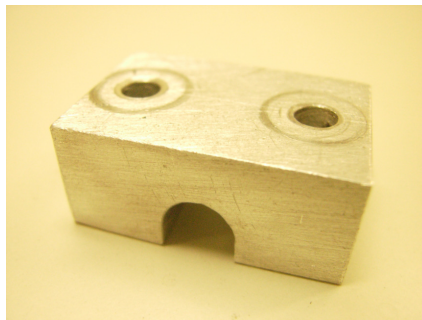


Figura 4.15: Peça de suporte para a bobina de Rogowski confeccionada em alumínio

O grampo de fixação deve ser alocado manualmente à linha, através do terminal de enroscamento que permite que o cabo seja “mordido” pelo grampo. O isolador, porém, é preso ao grampo por pressão, através da peça apresentada nas figuras 4.16 e 4.17. Parafusos e porcas permitem que a guia de metal do isolador polimérico seja abraçada e presa ao grampo de fixação, como pode ser visto na figura 4.18, onde o conjunto de fixação do sistema é apresentado por completo. É possível ainda observar

nesta figura como o grampo de fixação estará ligado ao condutor da linha de transmissão. Já na figura 4.19, uma visão expandida apresenta a bobina de Rogowski fixada pelo conjunto e envolvendo o cabo condutor, o qual é uma seção em comprimento do cabo LINNET que compõe a linha de transmissão onde o sistema deverá ser instalado. Os cabos LINNET em questão, utilizados nas linhas de 138 kV, são constituídos de alumínio com alma de aço engraxada.

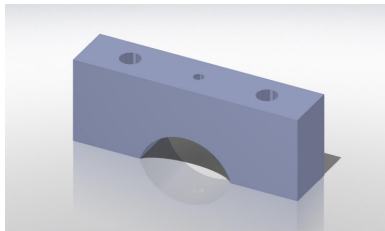


Figura 4.16: Desenho da abraçadeira do grampo de fixação

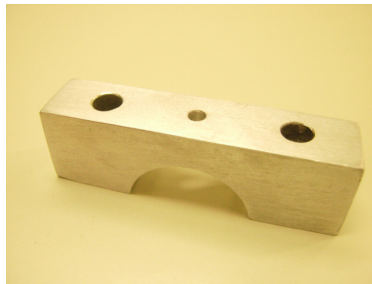


Figura 4.17: Abraçadeira de pressão para o grampo de fixação

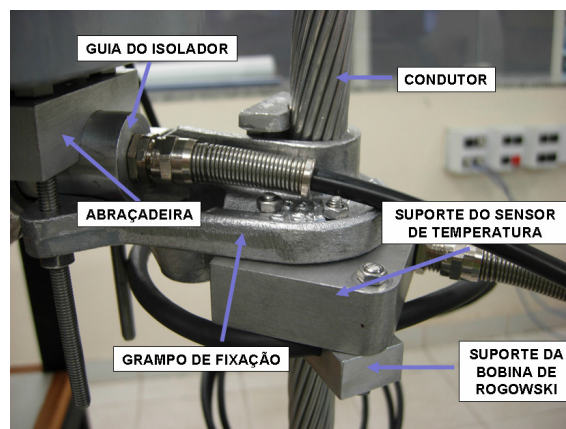


Figura 4.18: Esquema de fixação do sistema de medição no condutor

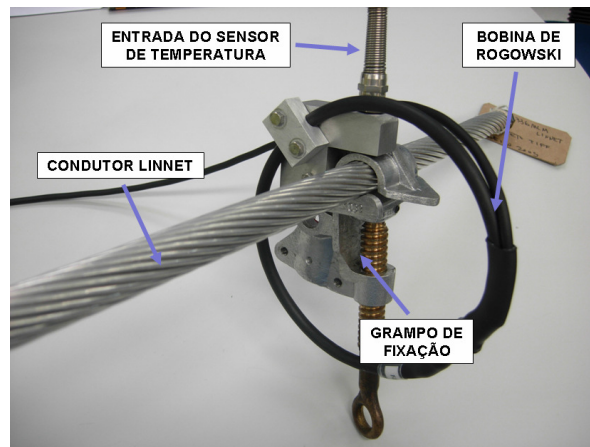


Figura 4.19: Vista expandida do esquema de fixação

Presas ao isolador devem estar duas caixas, uma para alocação do circuito AT (caixa AT), e a outra para alocação das emendas óticas (caixa de emendas). A caixa AT é fixada à parte superior da guia de metal do isolador por meio de um flange de alumínio, bem próxima ao grampo; o mesmo ocorre com a caixa de emendas, porém está localizada na parte inferior do isolador, de forma que a ligação entre as fibras do isolador e as do enlace de quarenta metros seja possível.

As dimensões reduzidas da caixa AT, necessárias para que o sistema completo seja compacto, restringem o espaço físico para alocação dos circuitos. Dessa forma, foi pensado um sistema de três níveis, onde no primeiro nível está disposto o integrador da bobina de Rogowski, no segundo nível está disposta a placa de circuito impresso (circuito AT), e no terceiro nível há um suporte para apoio tanto do LED de transmissão quanto do conversor de potência fotovoltaica, ou PPC. Placas de acrílico provêm a divisão entre os níveis e previnem alguma possível falha de isolamento elétrica entre eles, sendo fixadas por porcas em torres de enroscamento. Este arranjo para a caixa AT é mostrado nas fotos das figuras 4.20, 4.21, 4.22 e 4.23, que devem ser entendidas como uma sequência de montagem do interior da caixa AT. Na figura 4.20 é mostrada a caixa inicialmente vazia, onde os orifícios que permitem as diversas entradas e saídas de sinais da caixa já estão presentes; na figura 4.21 o integrador Rogowski está alocado no primeiro nível; enquanto que na figura 4.22 o circuito AT é posicionado no sítio adequado. No último nível do empilhamento (figura 4.23) o suporte para os conectores dos enlaces óticos é mostrado, bem como os terminais conectorizados dos enlaces de transmissão dos dados e de alimentação ótica. Dessa forma, o esquema de distribuição dos elementos da caixa AT em andares é explorado.



Figura 4.20: Caixa AT inicialmente vazia

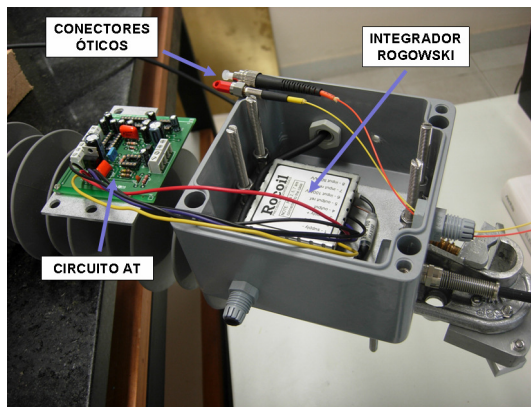


Figura 4.21: Integrador Rogowski alocado no primeiro nível

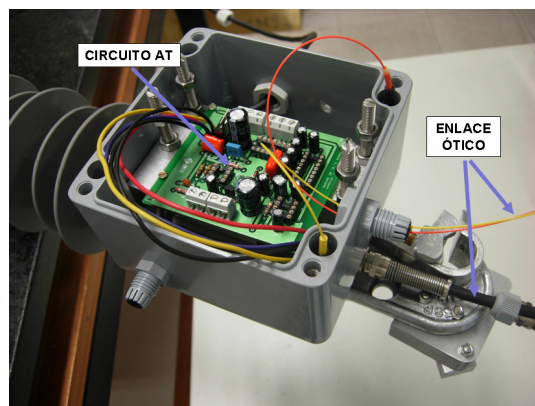


Figura 4.22: Circuito AT alocado no segundo nível

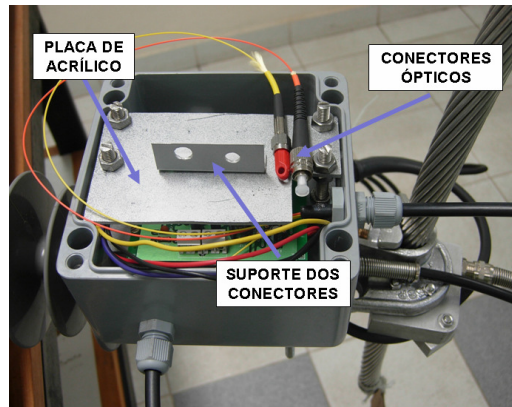


Figura 4.23: Terceiro nível - suporte dos conectores óticos

A grande dificuldade da montagem mecânica é representada pela necessidade de adequação da parte ótica ao ambiente de campo. Assim, o processo de montagem das proteções para os cabos de fibra ótica envolve um trabalho cuidadoso. Na foto apresentada na figura 4.24, os cabos de fibra ótica emergem do núcleo do isolador protegidos por uma proteção plástica enegrecida e capaz de suportar intempéries. A proteção plástica é fixada ao isolador por meio de um prensa cabo niquelado, o qual além de prover suporte mecânico impede a entrada de líquidos no interior do isolador.

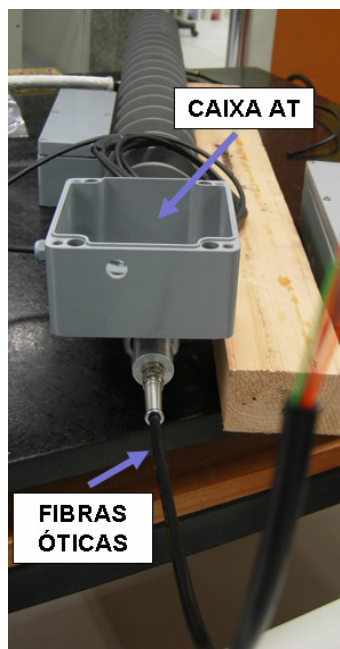


Figura 4.24: Estágio inicial da montagem ótica

Os conectores óticos de transmissão e dados e de alimentação precisam ser ligados aos cabos de fibra presentes no isolador polimérico, visto que o isolador é

confeccionado de maneira independente. Assim, como pode ser visto na figura 4.25, a máquina de emendas (*Fusion Splicer*) se faz necessária para que o enlace seja continuado, e como a seção das fibras que emergem do isolador é bastante exígua todo o processo de fusão deve ser realizado com acurácia, evitando assim a perda de porções dos cabos óticos.

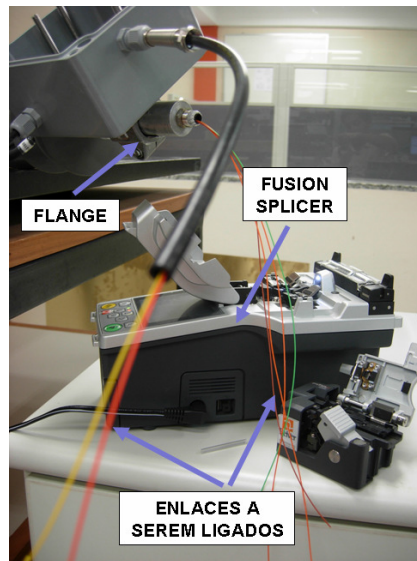


Figura 4.25: Procedimento de obtenção de emendas

Uma vez realizadas as emendas, o comprimento da seção ótica que emerge do isolador e é conectada à caixa AT deve ser suficiente para que sejam evitados ângulos de dobra muito acentuados, impedindo o surgimento dos danos e perdas causados pela transmissão de níveis elevados de potência ótica, como discutido nas seções 2.1.4 e 2.2.5.2, respectivamente. Assim sendo, na região AT a montagem final atende a configuração apresentada na figura 4.26, onde a caixa AT é fechada e são mostradas as proteções plásticas para o sensor de temperatura conectado ao cabo e para os enlaces óticos, os quais descrevem um ângulo de dobra satisfatório. A proteção para as ligações do sensor de temperatura é presa tanto à caixa AT quanto à peça de suporte por meio de prensa cabos, com a diferença de que o prensa cabo da caixa AT é constituído de material polimérico, enquanto que o prensa cabo anexado à peça de suporte é de metal niquelado. O sensor de temperatura ligado à superfície do cabo estará protegido contra eventuais precipitações tanto com o emprego de resina selante introduzida no orifício da peça de suporte onde o sensor é exposto quanto pelo uso dos prensa cabos. Estes artifícios também impedem a entrada de umidade na caixa AT, fato que poderia trazer danos aos circuitos ali dispostos.

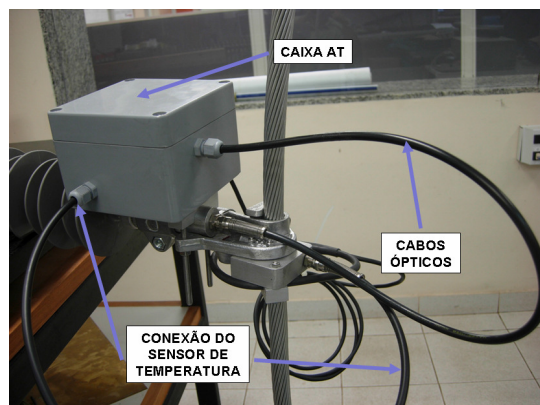


Figura 4.26: Montagem final da região AT

Na extremidade oposta do isolador, as fibras ópticas expostas são ligadas ao enlace de aproximadamente quarenta metros, de forma que tanto a alimentação fotônica proveniente da região de baixa tensão possa atingir a região de alta tensão quanto a informação concernente às medidas realizadas possam ser transmitidas. Este fato implica novamente a realização de emendas óticas; entretanto, se faz necessária uma proteção aprimorada em relação à simples cobertura plástica apresentada na seção 3.4. Esta proteção apurada é provida por uma caixa de emendas, na qual as emendas dos dois enlaces são alocadas e fixadas. A foto da figura 4.27 apresenta a caixa de emendas com as proteções plásticas dos enlaces também fixadas por prensa cabos niquelados. O enlace situado na região esquerda da foto constitui as fibras óticas que emergem do núcleo do isolador polimérico, enquanto que no lado direito o enlace de quarenta metros de ligação entre as regiões de alta e baixa tensão tem o seu ponto de partida. É importante ressaltar que tanto a caixa AT quanto a caixa de emendas são fixadas por meio de flanges à guia de metal do isolador, como está expresso nas figuras 4.25 e 4.29.

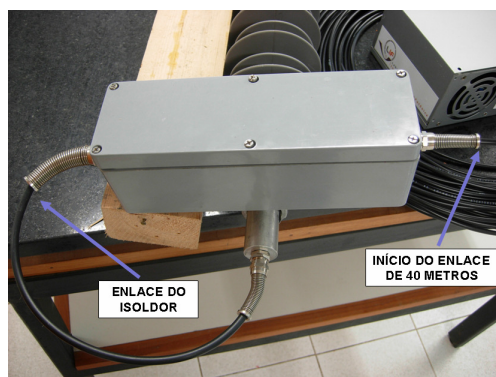


Figura 4.27: Caixa de emendas

É importante ressaltar que tanto a caixa AT como a caixa de emendas tem classificação IP66 de acordo com a norma internacional IEC60529, assegurando elevada proteção contra dejetos, partículas e umidade. Dessa forma, os circuitos eletrônicos e as emendas alocados no interior destes invólucros podem operar durante uma escala de tempo e com um nível de confiabilidade incrementado.

O circuito situado na região de baixa tensão é alocado no interior de uma caixa de fonte de alimentação de PC modificada. Além da praticidade oferecida pela caixa de fonte, ambos o circuito BT e o módulo de laser não requerem um grau de proteção elevado, uma vez que estarão situados dentro de um envoltório de maior tamanho fornecido pela empresa parceira FITec; esta sim, com uma capacidade de proteção apropriada. A principal modificação realizada foi a adição de conectores seriais para envio dos dados da medição ao computador de instrumentação, no caso dos testes laboratoriais, ou para o concentrador de dados, na ocasião do sistema operando em campo. Na figura 4.28 a aparência externa e o interior da caixa BT são mostrados, com a disposição do circuito de recuperação do sinal ótico e transmissão serial e do laser do módulo de alimentação fotônico. Um ventilador do tipo cooler complementa o resfriamento do módulo de laser, iniciado pelo dissipador de calor; todos estes circuitos são fixados à caixa por meio de uma placa de acrílico, a qual proporciona a isolamento elétrica entre os circuitos e a caixa de metal. Diodos emissores de luz foram adicionados à parte externa da caixa com a função de indicarem que o sistema está energizado. Este é um aspecto importante, visto que facilita a manutenção e adverte acerca dos cuidados que devem ser tomados durante o manejo da caixa, já que níveis relativamente altos de potência ótica estão sendo manipulados e podem causar danos à integridade do operador.

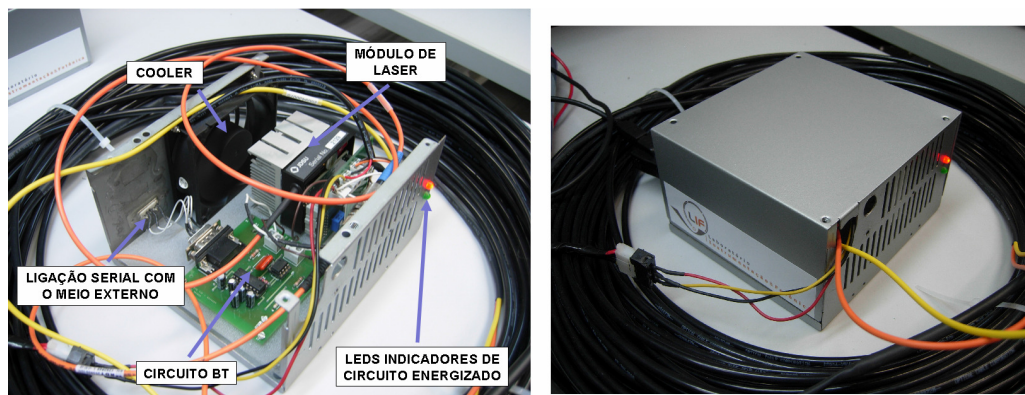


Figura 4.28: Caixa BT operante

Dessa forma, o enlace de quarenta metros é finalizado na caixa BT, o qual tem suas quatro vias de fibra ótica protegidas por um revestimento enegrecido capaz de

suportar radiação ultravioleta e possui um fio-guia no centro para promover uma atenuação do stress mecânico sobre os cabos de sílica. Na figura 4.29 é apresentada a ligação que o enlace ótico realiza entre a caixa de emendas e a caixa BT, enquanto que na foto 4.30 uma visão geral do sistema completo desenvolvido para instalação em campo é mostrada. Já na figura 4.31, é apresentada uma visão geral detalhada da proposta de instalação do dispositivo na linha; tem-se na caixa AT duas entradas elétricas, uma para o sinal proveniente da bobina de Rogowski e outro para o sinal de saída do sensor de temperatura LM35, enquanto que há uma entrada ótica para alimentação e uma saída ótica dos dados das medições. A caixa BT conta com uma entrada elétrica, para alimentação tanto do circuito BT quanto do laser de potência, e uma saída elétrica, cuja função é o envio serial dos dados das medições para o mundo exterior. No domínio ótico, há a saída da potência para a alimentação remota e a entrada da fibra que conduz o sinal ótico das medições.

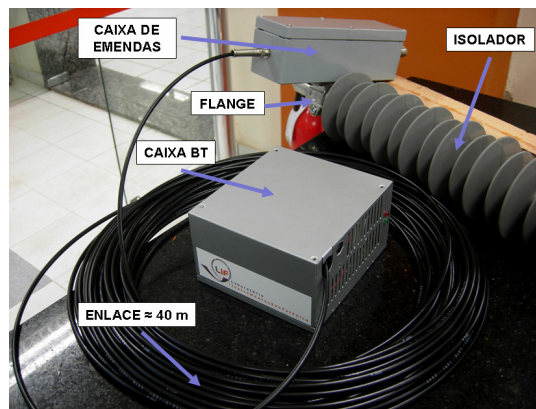


Figura 4.29: Enlace ótico e extremidades

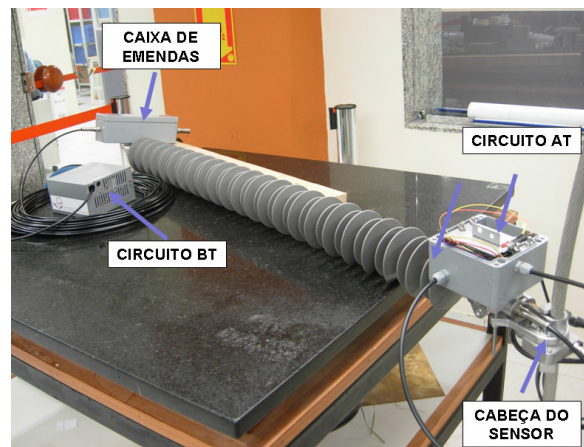


Figura 4.30: Montagem mecânica para campo

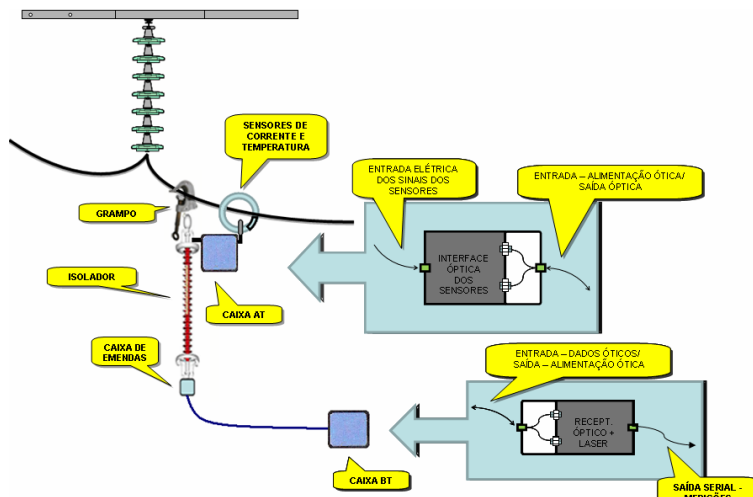


Figura 4.31: Proposta de instalação detalhada

Entretanto, alguns fatores durante o primeiro processo de adequação do sistema para o ambiente externo ofereceram dificuldades, e uma posterior inutilização permanente em um dos isoladores fabricados. O primeiro erro construtivo diz respeito à qualidade da fibra ótica utilizada no núcleo dos isoladores. Neste caso específico, fibras com alto grau de atrito entre proteção de acrilato e casca, conhecidas como fibras *tight*, não podem ser utilizadas; uma vez que o procedimento de preparação da fibra para conectorização e produção de emendas torna-se bastante dificultado. Este fato aliado ao pequeno comprimento dos cabos óticos emergente do núcleo dos isoladores disponível para manipulação torna a fusão das fibras um processo trabalhoso e nocivo à constituição física do isolador.

A dificuldade de se tratar com a fibra *tight* acarreta perdas de seções do cabo disponível para emendas, o qual já foi definido com um comprimento inadequado. Dessa forma, uma série de tentativas mal sucedidas de construção de emendas acaba por inutilizar o isolador por reduzir tanto o tamanho dos cabos óticos que estes ficam impossibilitados de serem manipulados pelos instrumentos laboratoriais de realização de emendas, como mostrado na foto da figura 4.32, que apresenta o detalhe da saída do núcleo do isolador polimérico onde nem os cabos de fibra ótica redundantes foram capazes de impedir a destruição da capacidade de transmissão de luz do isolador.

Ou seja, alguns cuidados de ordem construtiva devem ser tomados, como o emprego de fibras óticas de fácil manipulação, onde seja possível desempenhar a preparação dos terminais dos enlaces para a fusão sem uma taxa alta de perdas de seções dos cabos; e ao mesmo tempo aumentar o comprimento das fibras emergentes do núcleo do isolador, alterando de aproximadamente 30 cm para pelo menos 1 metro o comprimento de fibra disponível para realização das emendas.

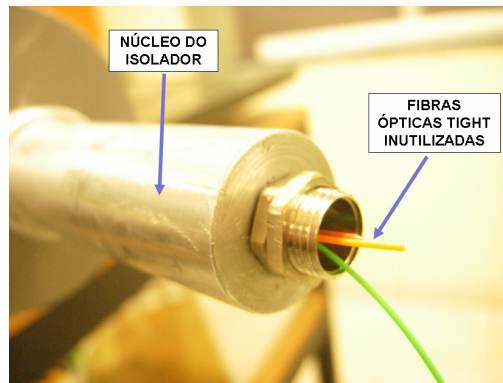


Figura 4.32: Fibras ópticas inutilizadas na saída do núcleo do isolador

4.4. Metodologia de Testes

A análise de desempenho do sistema de medição de corrente e temperatura desenvolvidos, e de certa forma do sistema completo, foi procedido utilizando o laço de corrente já discutido na seção 3.6. O esquema de medição é apresentado na figura 4.33, o qual será detalhado a seguir.

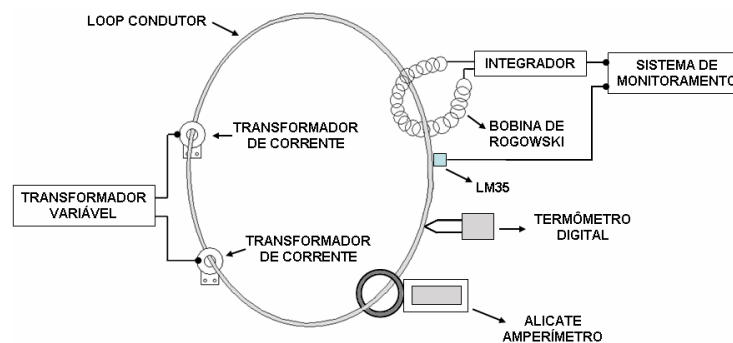


Figura 4.33: Esquema de medição

O condutor em laço fechado é monitorado pelo sensor de corrente desenvolvido, que é composto pela bobina de Rogowski e o circuito integrador, e pelo sensor de temperatura, este último alocado na superfície do cabo, de forma que a corrente do próprio condutor seja avaliada, e não a fornecida pela Sistema de calibração de testes

discutida na seção 3.6.2. A corrente desenvolvida no condutor é alterada por meio de um transformador variável conectado a transformadores de corrente. Dessa maneira, ao mesmo tempo em que a corrente varia, a temperatura do cabo também muda. Para propósitos de comparação, um alicate amperímetro Fluke 345 e o termômetro digital de precisão também são alocados junto ao cabo condutor, e tem a função de atuarem como instrumentos cujos valores fornecidos serão considerados valores de referência, visto que são equipamentos comerciais e calibrados em fábrica. Na figura 4.34 e 4.35 são apresentadas fotografias da montagem de testes edificada em laboratório.

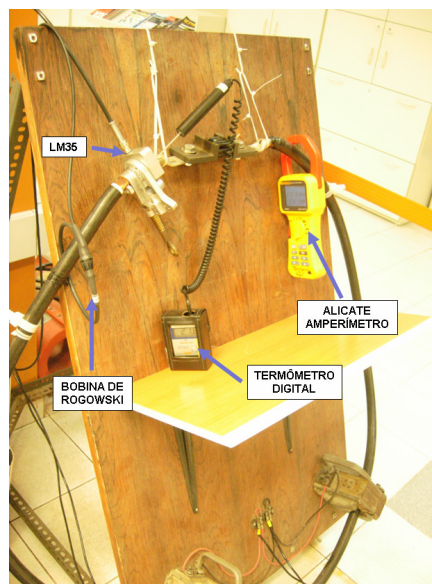


Figura 4.34: Fotografia do esquema de medição em laboratório



Figura 4.35: Vista do esquema de medição em detalhe

A investigação é procedida estabelecendo no condutor em *loop* correntes com magnitudes entre 100 A_{RMS} e 650 A_{RMS}, com intervalos de 50 A_{RMS}, seguindo os níveis de corrente permitidos para que não haja danos no sistema de testes e o histórico de medição de corrente para a linha de transmissão de 138 kV que existe entre Santa Bárbara D'Oeste e Piracicaba, fornecido pela Companhia Paulista de Força e Luz. Em cada passo de medição, dez medidas de corrente são salvas; e de forma que uma operação em regime permanente seja simulada os dados de medição de corrente são adquiridos com intervalos de dez minutos. Ou seja, um valor de corrente é estabelecido utilizando-se o instrumento de referência, e após dez minutos as medições são realizadas.

A temperatura do cabo foi monitorada com o termômetro digital calibrado Salvaterm 120. Neste caso, as temperaturas entre 30 °C e 100 °C são investigadas em laboratório, comparando os valores fornecidos pelo termômetro calibrado e os valores fornecidos pelo sistema de medição projetado; com intervalos de 5 °C entre os valores observados. Da mesma forma como ocorreu com a medição de corrente, são salvas dez medidas de temperatura para cada passo.

5. Capítulo V

5.1. Resultados

Os resultados dos experimentos que concernem a obtenção dos valores de corrente e temperatura, descritos no capítulo 4, serão apresentados na seção 5.1. Como será demonstrado pelos dados experimentais, tanto os dados de corrente como os de temperatura fornecidos pelo sistema de monitoramento proposto e desenvolvido neste trabalho seguem uma distribuição aproximadamente normal.

5.1.1. Medição de Corrente

Como descrito anteriormente, a faixa de medida de corrente investigada tem como limite inferior $100 A_{RMS}$ e como limite superior $650 A_{RMS}$, com dados coletados em intervalos de $50 A_{RMS}$. Para cada magnitude de corrente elétrica estabelecida no sistema de calibração de corrente é indicado pelo instrumento de referência, os valores fornecidos pelo sistema de monitoramento são salvos; uma vez que foram realizados dez ciclos de medição, o tamanho de cada amostra é $N = 100$. Histogramas e as correspondentes distribuições de probabilidade (curva pontilhada) destes dados experimentais são apresentados entre as figuras 5.1 e 5.12, cada gráfico correspondendo a uma determinada magnitude de corrente investigada.

- *Corrente de referência: 100 A_{RMS}*

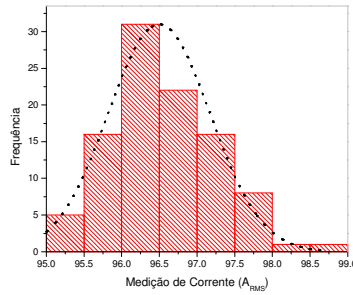


Figura 5.1: Histograma para os dados de corrente (valor de referência 100 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 150 A_{RMS}*

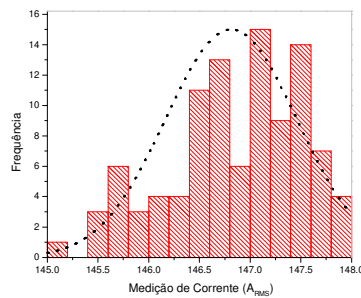


Figura 5.2: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 150 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 200 A_{RMS}*

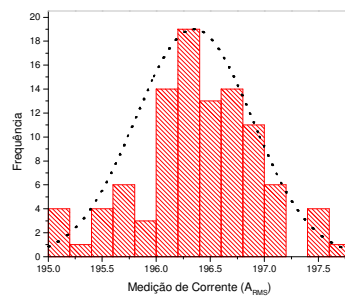


Figura 5.3: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 200 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 250 A_{RMS}*

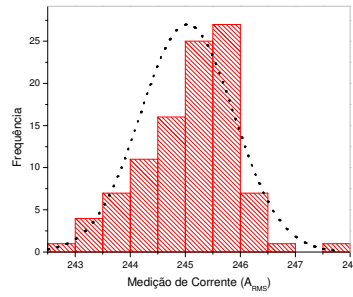


Figura 5.4: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 250 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 300 A_{RMS}*

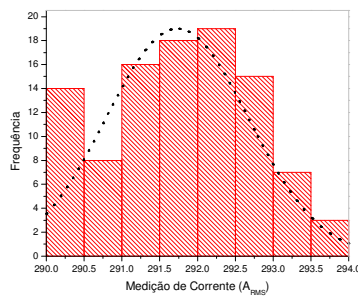


Figura 5.5: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 300 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 350 A_{RMS}*

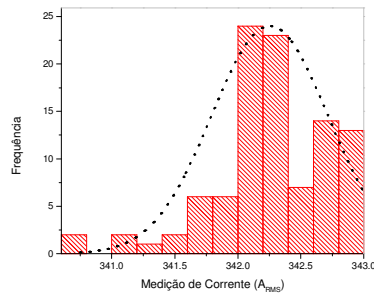


Figura 5.6: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 350 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 400 A_{RMS}*

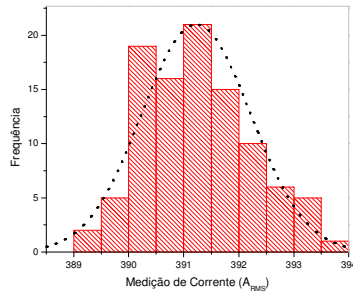


Figura 5.7: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 400 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 450 A_{RMS}*

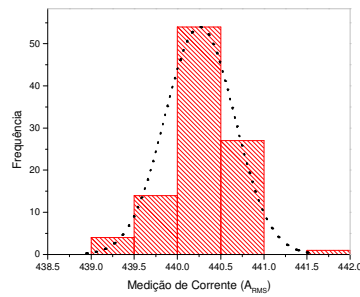


Figura 5.8: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 450 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 500 A_{RMS}*

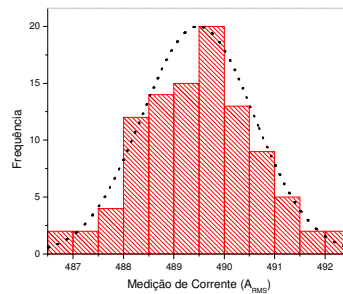


Figura 5.9: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 500 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 550 A*

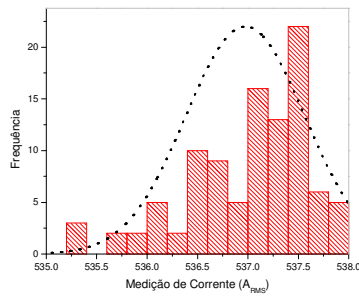


Figura 5.10: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 550 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 600 A_{RMS}*

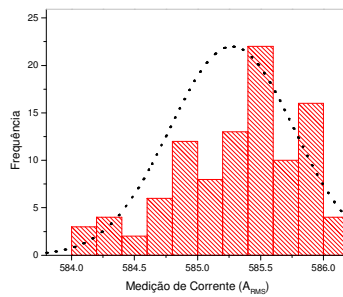


Figura 5.11: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 600 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

- *Corrente de referência: 650 A_{RMS}*

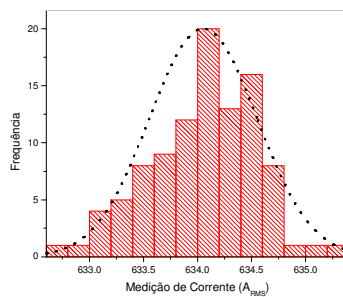


Figura 5.12: Histograma para dados de corrente (valor de referência de 650 A_{RMS}) e aproximação pela curva normal

5.1.2. Medição de Temperatura

Os limites da faixa de medição de temperatura são 30 °C e 100 °C. O procedimento de medição consiste no monitoramento da temperatura do condutor de enlace do sistema de calibração de corrente com o termômetro digital rastreado (medida de referência), uma vez que com a variação da corrente desenvolvida a temperatura do cabo também é alterada. Assim, é realizada a comparação entre o valor fornecido pelo termômetro e pelo sistema de monitoramento da temperatura desenvolvido, para intervalos de aproximadamente 5 °C entre cada medição. Histogramas e as correspondentes distribuições de probabilidade (curva pontilhada) destes dados experimentais são apresentados entre as figuras 5.13 e 5.27, cada gráfico correspondendo a um determinado valor de temperatura fornecido pelo instrumento de referência.

- *Temperatura de referência: 30.3 °C*

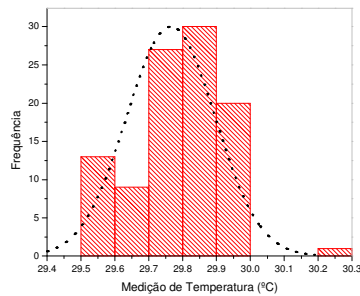


Figura 5.13: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 30.3 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 35.6 °C*

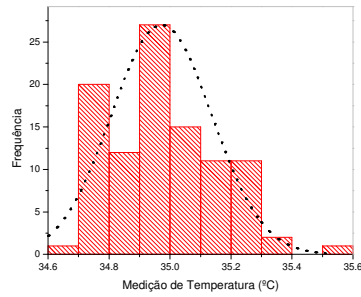


Figura 5.14: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 35.6°C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 40.0 °C*

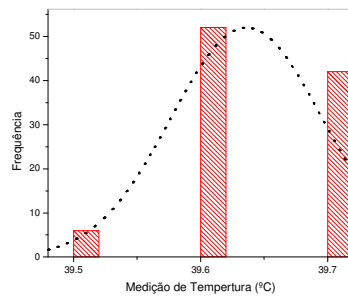


Figura 5.15: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 40.0 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 45.3 °C*

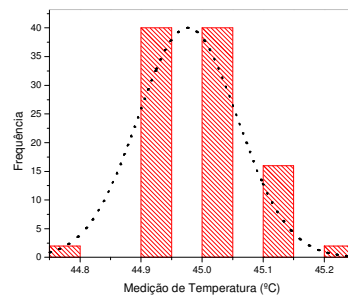


Figura 5.16: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 45.3 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 50.5 °C*

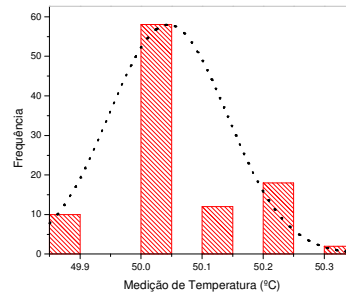


Figura 5.17: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 50.5 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 55.5 °C*

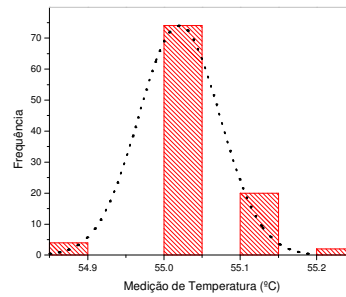


Figura 5.18: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 55.5 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 60.4 °C*

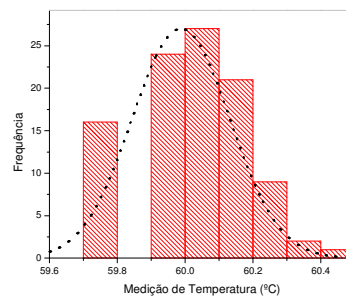


Figura 5.19: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 60.4 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 65.4 °C*

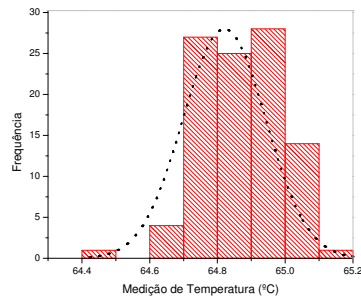


Figura 5.20: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 65.4 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 70.6 °C*

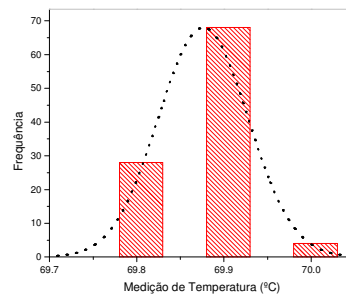


Figura 5.21: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 70.6 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 75.3 °C*

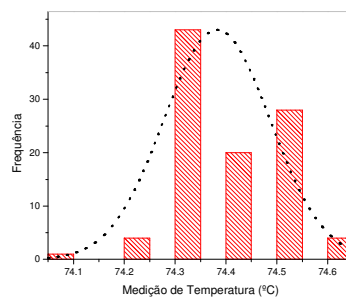


Figura 5.22: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 75.3 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 80.5 °C*

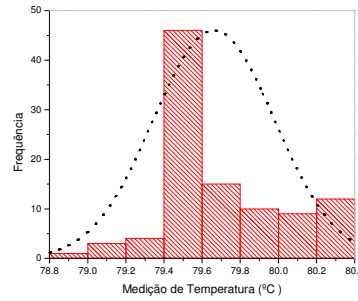


Figura 5.23: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 80.5 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 85.4 °C*

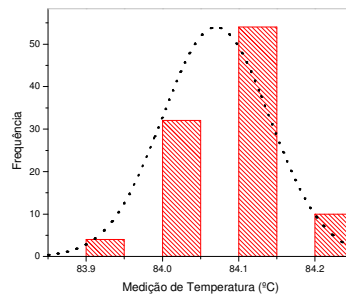


Figura 5.24: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 85.4 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 90.3 °C*

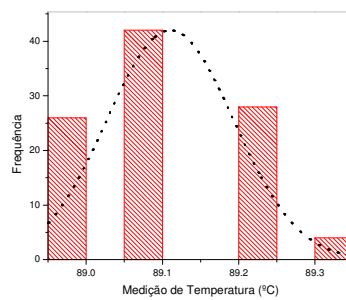


Figura 5.25: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 90.3 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 95.2 °C*

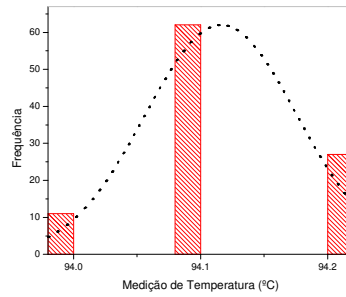


Figura 5.26: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 95.2 °C) e aproximação pela curva normal

- *Temperatura de referência: 100.3 °C*

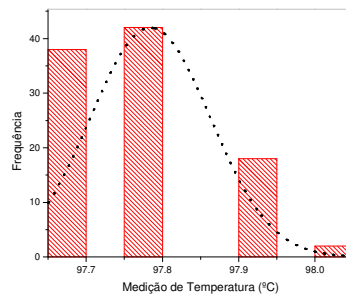


Figura 5.27: Histograma para dados de temperatura (valor de referência de 100.3 °C) e aproximação pela curva normal

5.2. Avaliação Estatística dos Resultados

A partir dos princípios da teoria da amostragem, que dizem respeito à inferência estatística, é possível deduzir informações relativas a uma determinada população utilizando amostras dela extraídas, como descrito por SPIEGEL [97]. Para uma distribuição normal, como é o caso das amostras obtidas para as medições de corrente elétrica e temperatura, os limites de confiança de 95% para estimação da média populacional podem ser encontrados a partir de expressão (SPIEGEL [97])

$$\bar{X} \pm 1.96\sigma/\sqrt{N} \quad (5.1)$$

Onde \bar{X} é a média da amostra, σ é o desvio padrão da amostra e N é o tamanho da amostra. Os intervalos obtidos pela expressão 5.1 indicam que é esperado

encontrar a média amostral localizada dentro dos limites calculados em 95% das vezes; e a porcentagem de confiança é normalmente conhecida como nível de confiança. Assim, na tabela 4, são apresentados os intervalos de confiança de 95% para cada medição de corrente, ou seja, para cada medição realizada a partir do estabelecimento de um valor de corrente no sistema de calibração de testes indicado pelo instrumento de referência. Uma vez que foram realizados dez ciclos de medição, o tamanho da amostra é $N = 100$. Já na tabela 5, os intervalos de confiança relativos à medição de temperatura são mostrados, seguindo o mesmo procedimento empregado para o cálculo dos limites de confiança concernentes aos dados de corrente elétrica.

Tabela 4: Intervalos de confiança de 95% para medição de corrente

Valor de Referência (A_{RMS})	Média (A_{RMS})	Desvio Padrão (A_{RMS})	Incerteza (A_{RMS})
100	96.5	0.68	96.5 ± 0.13
150	146.8	0.65	146.8 ± 0.13
200	196.3	0.54	196.3 ± 0.11
250	245.0	0.85	245.0 ± 0.17
300	291.7	0.94	291.7 ± 0.18
350	342.3	0.46	342.3 ± 0.09
400	391.4	1.05	391.4 ± 0.21
450	440.3	0.40	440.3 ± 0.08
500	489.6	1.16	489.6 ± 0.23
550	537.0	0.59	537.0 ± 0.12
600	585.3	0.49	585.3 ± 0.10
650	634.0	0.54	634.0 ± 0.11

Tabela 5: Intervalos de confiança de 95% para medição de temperatura

Valor de Referência (°C)	Média (°C)	Desvio Padrão (°C)	Incerteza (°C)
30.3	29.8	0.13	29.8 ± 0.03
35.6	35.0	0.17	35.0 ± 0.03
40.0	39.6	0.06	39.6 ± 0.01
45.3	45.0	0.08	45.0 ± 0.02
50.5	50.0	0.10	50.0 ± 0.02
55.5	55.0	0.05	55.0 ± 0.01
60.4	60.0	0.15	60.0 ± 0.03
65.4	64.8	0.12	64.8 ± 0.02
70.6	69.9	0.15	69.9 ± 0.03
75.3	74.4	0.10	74.4 ± 0.02
80.5	79.7	0.32	79.7 ± 0.06
85.4	84.1	0.07	84.1 ± 0.01
90.3	89.1	0.08	89.1 ± 0.02
95.2	94.1	0.05	94.1 ± 0.01
100.3	97.8	0.08	97.8 ± 0.02

A análise estatística de dispersão apresentada nas tabelas 4 e 5 representa a incerteza das médias obtidas devido a efeitos aleatórios, que em geral não podem ser compensados. Contudo, uma tendência de erro é estabelecida pelo erro sistemático de medição; ambos os sistemas de medição de corrente e temperatura apresentam erros sistemáticos, os quais são iguais à diferença entre o erro de medição e o erro aleatório, e que são apresentados nas figuras 5.28 e 5.29, respectivamente, considerando apenas os valores das médias mostrados nas tabelas 4 e 5.

Ambos os gráficos de corrente e temperatura apresentam um desvio entre os valores de referência e os dados das medições provenientes do sistema desenvolvido. Na figura 5.28, a curva tracejada representa uma possível medição com a ausência de erros sistemáticos, enquanto que a curva pontilhada são os dados reais, fornecidos pelo sistema de medição proposto. No limite superior da faixa de medição, ou seja, à medida que a magnitude da corrente elétrica sendo monitorada cresce o desvio absoluto também é incrementado.

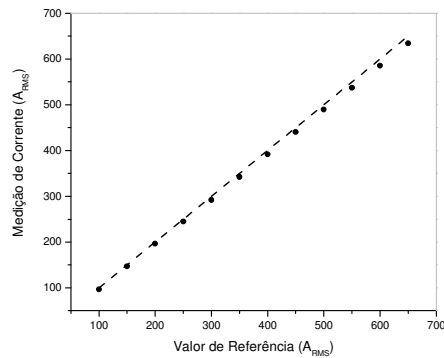


Figura 5.28: Desvio absoluto entre os dados de referência e aqueles fornecidos pelo sistema de medição de corrente desenvolvido

A medição de temperatura demonstra um comportamento similar. Na curva tracejada é representada uma medição livre de erros sistemáticos, ao mesmo tempo em que a curva pontilhada novamente representa os dados reais de temperatura fornecidos pelo sistema. O desvio absoluto entre as informações de medição providas pelos instrumentos comerciais (referência) e pelo sistema desenvolvido é maior no final da faixa de medição, como esperado.

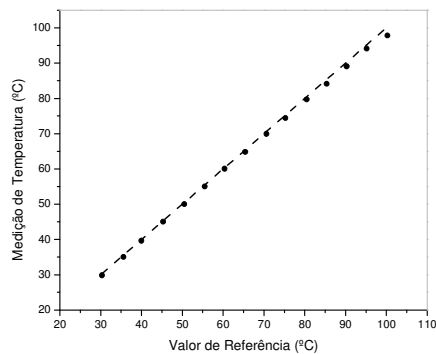


Figura 5.29: Desvio absoluto entre os dados de referência e aqueles fornecidos pelo sistema de medição de temperatura desenvolvido

Nas Tabelas 6 e 7 são mostrados os erros de porcentagem das medições de corrente e temperatura, respectivamente. Como na obtenção dos desvios absolutos entre os dados de referência e as medidas fornecidas pelo sistema, os valores das médias das tabelas 4 e 5 são considerados os dados de leitura, provendo assim uma boa aproximação para o erro de porcentagem do sistema. Os erros obtidos, contudo, não apresentam uma tendência de crescimento regular, como pode ser visualizado.

Tabela 6: Erros de porcentagem para a medição de corrente

Valor de Referência (A_{RMS})	Erro de Porcentagem
100	3.5%
150	2.1%
200	1.9%
250	2.0%
300	2.8%
350	2.2%
400	2.2%
450	2.2%
500	2.1%
550	2.4%
600	2.5%
650	2.5%

Tabela 7: Erros de porcentagem para a medição de temperatura

Valor de Referência ($^{\circ}C$)	Erro de Porcentagem
30.3	1.7%
35.6	1.7%
40.0	1.0%
45.3	0.7%
50.5	1.0%
55.5	0.9%
60.4	0.7%
65.4	0.9%
70.6	1.0%
75.3	1.2%
80.5	1.0%
85.4	1.5%
90.3	1.3%
95.2	1.2%
100.3	2.5%

5.3. Discussão

Os histogramas apresentados nas seções 5.1.1 e 5.1.2 mostram que o sistema de monitoramento desenvolvido fornece medidas que seguem distribuições aproximadamente normais. Assim, uma expressão da incerteza dos valores fornecidos pode ser dada pelos intervalos de confiança calculados e mostrados na tabelas 4 e 5. Por exemplo, pode-se esperar que a média dos valores das medidas fornecidos pelo dispositivo desenvolvido, quando se averigua uma corrente de referência de 300 A, esteja dentro do intervalo 291.5 e 291.9 com um nível de confiança de 95%, onde -0.18 e $+0.18$ são os limites de confiança. Da mesma forma, quando se está monitorando o mensurando temperatura com um valor de referência de $40.0\text{ }^{\circ}\text{C}$ a média das medições é esperada estar localizada no intervalo 39.6 ± 0.01 com um nível de confiança de 95%. Observam-se intervalos de confiança igualmente restritivos para ambos os mensurandos, uma vez que os desvios padrão das medições de temperatura são aproximadamente uma ordem de grandeza abaixo dos desvios padrão encontrados no monitoramento da corrente.

A dispersão do erro de porcentagem é apresentada no gráfico da figura 5.30. Observa-se que não há uma tendência de crescimento do erro no final da faixa de medição, e sim uma estabilização da magnitude do erro em torno de 2.5%, para a medição de corrente. Os picos dos valores de erros observados no início da faixa de medição tem relação com a instabilidade do sistema de calibração de teste usada em laboratório, especialmente nesta porção da faixa. Espera-se que o emprego de uma Sistema de calibração que apresente flutuações menores permitirá não apenas a redução dos erros de porcentagem providos pelo sistema, mas também permitirá a obtenção de intervalos de confiança para a corrente mais restritivos, de maneira que a incerteza de medição seja reduzida.

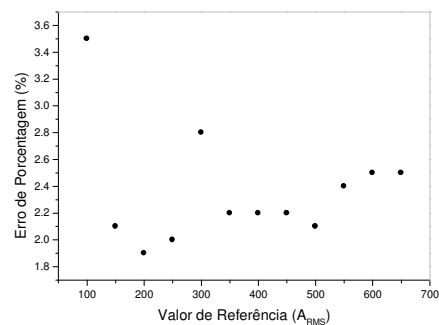


Figura 5.30: Evolução do erro de porcentagem para a medição de corrente elétrica

Por ser um mensurando cuja taxa de variação é menor se comparado à corrente, no caso específico do sistema de calibração de testes utilizada, a temperatura apresenta erros menores, como pode ser visto na figura 5.31. Há, todavia, um discreto crescimento do erro no final da faixa de medição, mas que não pode ser considerado como uma tendência estabelecida.

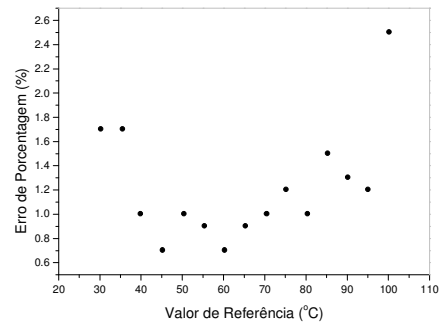


Figura 5.31: Evolução de erro de porcentagem para a medição de temperatura

A proposta é que o sistema atue em ambientes sujeitos a intempéries, isto é, em linhas de transmissão aéreas em campo aberto. É interessante abordar, portanto, as vantagens e pontos fracos do sistema desenvolvido frente a soluções cuja aplicabilidade seja semelhante e já estejam estabelecidos enquanto instrumentos de medição. Enquanto o dispositivo para medição em linhas de transmissão de alta tensão, a solução proposta neste trabalho se enquadra numa classificação de transdutor híbrido, permanecendo em um meio termo entre os transdutores de características puramente elétricas, como o *Power Donut2*, e os sensores de corrente óticos NXCT.

O *Power Donut*, bastante empregado comercialmente e que dentre outras medidas provê valores de corrente e temperatura, apresenta características de peso e facilidade de instalação na linha semelhantes às do sistema desenvolvido. De fato, o *Power Donut* não requer a presença de uma estação base para coleta e armazenamento dos dados das medições, uma vez que toda a informação é transportada até a rede mundial de computadores pela malha de telefonia celular. Um enlace ótico para a transmissão dos dados, contudo, apesar de criar um canal físico, provê um meio robusto para a transmissão dos dados das medições bastante imune a interferências eletromagnéticas. A alimentação ótica também provê imunidade ao sistema contra falhas da linha, o que não ocorre com o *Power Donut*, que obtém a alimentação dos circuitos internos a partir da própria linha de transmissão. Assim, em caso de interrupção no funcionamento da linha, baterias tem que suprir as

necessidades energéticas. Ainda, o consumo energético do *Power Donut* é elevado, necessitando de aproximadamente 50 A para entrar em operação.

A faixa de medição do *Power Donut* é mais extensa do que a desenvolvida para o projeto em questão. Mas, levando em conta aspectos climáticos dos possíveis locais de instalação não há a necessidade de estender a faixa para temperaturas abaixo de 0 °C; porém, esta limitação restringe a amplitude geográfica de atuação do equipamento proposto.

Já o sensor NXCT tem uma larga faixa de medição de corrente, que se estende de 1 A até 4000 A, obtendo um erro de medição da ordem de 0.2% e podendo ser utilizado também em aplicações de proteção. Baseando-se no histórico de valores de corrente da linha de 138 kV a ser monitorada, a faixa de medição de corrente do sistema projetado foi investigada até 650 A_{RMS}, mas o equipamento é capaz de medir até 850 A_{RMS}, limite superior definido pelo circuito integrador da bobina de Rogowski; ou seja, sinais senoidais com valores eficazes acima do citado causam a saturação do integrador. Os erros obtidos com os testes em laboratório são, em média, uma ordem de grandeza superiores aos erros do NXCT, mas espera-se uma redução nos valores fornecidos pelo sistema projetado quando da verificação do dispositivo em uma Sistema de calibração de testes menos suscetível a flutuações.

A faixa de medição de temperatura do sensor SMT, da Artech, vai até 120 °C, sendo bastante semelhante à definida no sub-sistema de medição de temperatura descrito neste trabalho. No SMT é utilizado um sensor de temperatura PT1000 conectado à superfície do cabo, o que torna este equipamento comercial menos suscetível à ação climática em relação ao sensor LM35, o qual é um circuito integrado. A corrente do condutor também é monitorada, dentro da faixa de 100 A a 1500 A; entretanto, assim como o *Power Donut*, sofre do inconveniente de obter a energia elétrica necessária para funcionamento a partir do próprio condutor da linha.

Em termos de equipamentos propostos na literatura, o que mais se assemelha ao trabalho aqui proposto é o sistema de medição de corrente em linhas de transmissão descrito por TARDY *et al.* [65]. Entretanto, há o inconveniente de que o dispositivo construído pelos autores franceses apenas foi testado em laboratório, mas atingiu resultados satisfatórios. O enlace do sistema francês é maior, com 1 km de comprimento, e, portanto sofre uma atenuação maior do que a prevista pelo sistema proposto, cujo enlace tem 40 metros de comprimento. Ainda assim, obtendo 10 mW de potência elétrica na região de alta potência, o sistema francês é capaz de realizar medidas de corrente com o emprego de eletrônica de baixíssimo consumo. Os erros de medição estão em torno de 1%, um pouco menores do que os erros obtidos com o sistema desenvolvido no LIF. Num futuro próximo, artifícios de servo controle sobre a

tensão de saída dos conversores DC/DC implementados no sistema francês podem ser também empregados no sistema brasileiro, fato que permite a redução da corrente do laser de potência e um conseqüente aumento do tempo de funcionamento do diodo laser. No estágio atual, a fonte ótica de potência do sistema de medição proposto permanece acionada e atuando com uma potência ótica de saída constante. Entretanto, em campo, a energização do circuito será feita periodicamente, o que acarretará num tempo de vida incrementado para o PPM.

6. Capítulo VI

6.1. Conclusões

Este trabalho apresenta a proposta de um sistema de medição de corrente elétrica e temperatura do condutor em linhas de transmissão de 138 kV, com a finalidade de integrar um sistema mais abrangente de monitoramento das flechas desenvolvidas nos vãos investigados. Espera-se que os valores fornecidos pelo sistema instalado em linhas problemáticas, em conjunto com as medidas de flecha adquiridas a partir do processamento digital das imagens providas pelo sensor da FITec, permitam o conhecimento do comportamento de cada vão específico concernente ao alongamento do condutor em função da temperatura do cabo.

O objetivo maior é prover os operadores das linhas com informações acerca das condições de dilatação dos condutores. O projeto das linhas de transmissão geralmente leva em consideração coeficientes de segurança conservadores, de forma que sejam evitados danos ao material constituinte da linha e a elevação dos riscos de segurança para aqueles elementos situados próximos aos vãos, como casas, edifícios, vegetação ou pessoas. Estes aspectos limitam a ampacidade das linhas de transmissão, ou a capacidade da linha de transportar energia elétrica. Assim, torna-se importante o conhecimento da variação da flecha em função de temperatura do cabo investigado, permitindo um aumento da potência elétrica entregue às cargas com segurança e sem a infração de normas.

O aumento desta capacidade de transmissão é interessante do ponto de vista econômico, especialmente em países em vias de desenvolvimento, onde o custo com a construção de novas linhas pode ser postergado, e em alguns casos talvez eliminado. Inicialmente, o projeto prevê a obtenção dos valores das três variáveis: corrente, temperatura e flecha. Assim, espera-se estabelecer a correlação entre a temperatura entre a corrente transportada pelo cabo, e a correlação entre a flecha e temperatura; de maneira que posteriormente apenas o sensor de temperatura permaneça conectado ao cabo.

Os sensores que necessitam de contato direto ou parcial com o condutor para realização das medidas devem estar isolados do potencial terra, evitando assim danos ao sistema de medida e acidentes pessoais. Outra questão que deve ser levada em consideração é a forma de obtenção da energia para alimentar tanto os sensores

como seus circuitos auxiliares, visto que estes estão situados em ambiente remoto e inóspito. A tecnologia fotônica surge então como uma solução para ambos os requisitos de alimentação remota e isolamento elétrica, dada a capacidade isolante do óxido de silício.

Um módulo de alimentação fotônico realiza a função de fornecer energia à região remota, ou região de alta tensão. Um diodo laser localizado no potencial terra injeta uma potência ótica máxima de 1 W com comprimento de onda na primeira janela de transmissão em um enlace de fibra ótica dedicado de quarenta metros; na extremidade oposta do enlace o feixe de luz é convertido em potência elétrica por um conversor fotovoltaico, semelhante a um vetor de células solares. A potência ótica empregada não é de magnitude elevada, tampouco está situada em níveis modestos; assim cuidados especiais devem ser tomados quando da manipulação dos elementos que constituem o enlace, principalmente nos processos de conectorização e desconectorização. Antes de qualquer procedimento de injeção de potência nas fibras óticas deve existir a certificação de que os conectores estão livres de fragmentos indesejados, como partículas de poeira. A não observação destes requisitos pode trazer danos fatais aos conectores utilizados, exatamente como ocorreu durante a execução do projeto. Considerando o custo para a obtenção de cabos de fibra ótica, e que já está sendo empregado um enlace para transmissão de luz para fins de alimentação elétrica, o envio dos dados das medições também por meio ótico é uma opção viável. Portanto, a informação é transmitida para a região de baixa tensão (ou estação base) por um outro cabo de fibra ótica dedicado, o qual também oferece a vantagem de prover imunidade eletromagnética ao canal de transmissão.

Dois isoladores poliméricos para 138 kV com cabos de fibra ótica no núcleo foram construídos e ensaiados para utilização no enlace ótico. Algumas características construtivas tornaram a manipulação destes isoladores uma tarefa complicada, chegando até ao aniquilamento de um deles durante a preparação mecânica para instalação em campo. Como foram fabricados separadamente, a inclusão dos isoladores no enlace de quarenta metros requer a realização de emendas óticas. Este procedimento foi bastante dificultado por dois motivos principais: o fato de os cabos de fibra ótica multimodo dispostos no núcleo dos isoladores serem de má qualidade e de difícil manipulação, e o pequeno comprimento de fibra deixado para fora dos isoladores (15 cm) para a construção das emendas por fusão. Ou seja, a manipulação da fibra ótica de má qualidade implica na eventual perda de seções do cabo, fato que pode acarretar danos fatais caso o comprimento de cabo disponível seja diminuído.

Os circuitos na região de alta tensão foram desenvolvidos considerando a capacidade do conversor fotovoltaico de potência de fornecer energia elétrica a partir

do feixe de luz gerado pelo diodo laser de GaAs. A potência elétrica total consumida pelo circuito de processamento e transmissão dos dados das medições é de aproximadamente 270 mW, valor que pode ser obtido mesmo levando em conta a atenuação ótica do enlace. O elemento do circuito que apresenta o maior consumo é o diodo emissor de luz cuja função é a geração de pulsos óticos para transmissão serial dos dados das medições, necessitando de uma corrente aproximada de 35 mA para que o brilho gerado consiga vencer a atenuação do enlace. Na estação base, ou região de baixa tensão, além do diodo laser está presente o circuito projetado para conversão do sinal ótico para o domínio elétrico, amplificação do sinal, e envio serial para um computador de instrumentação ou concentrador de dados.

O desafio para adequação do sistema para suportar a ação do meio ambiente são grandes. Para a construção de um sistema prático, leve e robusto foram projetadas e construídas peças para fixação dos sensores de corrente e temperatura, e invólucros com classificação de proteção IP66 são utilizados tanto para alocação dos circuitos quanto para proteção das emendas óticas. As reduzidas dimensões da caixa AT, em particular, requereram a alocação dos dispositivos em um sistema de três níveis, abrangendo o integrador do sensor Rogowski, a placa de circuito projetada, o conversor fotovoltaico de potência e o diodo emissor de luz (LED). As dimensões da placa de circuito impresso tiveram que ser bastante reduzidas permitindo a sua alocação no interior da caixa AT, procedimento complicado e que geralmente demanda bastante tempo.

Os testes do sistema empregando a Sistema de calibração de corrente em laboratório indicaram que são fornecidas medidas de corrente e temperatura que seguem aproximadamente distribuições normais. São calculados, dessa forma, intervalos de confiança de 95% para cada valor investigado, estabelecidos por valores de referência fornecidos por instrumentos comerciais calibrados em fábrica. A avaliação dos erros de medição, especialmente os de corrente, indica que o sistema desenvolvido apresenta erros um pouco superiores aos observados em dispositivos comerciais e descritos na literatura, porém espera-se que os testes realizados em um sistema de injeção de corrente mais estável fornecerá melhores resultados. Os erros de porcentagem para os testes de corrente e temperatura, no entanto, não apresentam uma tendência de crescimento evidente com a aproximação do fim das faixas de medição, e o maior erro de porcentagem para a medição de corrente foi de 3.5% para a avaliação de uma corrente de referência de $100 A_{RMS}$. Já para a medição de temperatura, o maior erro foi observado quando da medição das temperaturas de referência de $30.3^{\circ}C$ e $35.6^{\circ}C$, sendo 1.7%. Ainda, é possível atentar para o fato de

que a maior vantagem do sistema frente aos seus pares, entretanto, é não depender da operação do condutor sob investigação para entrar em funcionamento.

Trabalhos futuros incluem a instalação do protótipo desenvolvido em laboratório na linha de transmissão designada pela Companhia Paulista de Força em Luz, na cidade de Piracicaba – SP, com a anterior integração com o sistema de monitoramento do valor da flecha desenvolvido pela FITec. Uma vez que o funcionamento correto do sistema completo seja constatado, é necessário que existam variações da corrente no condutor de forma que diferentes valores de flecha sejam induzidos, e as correlações possam ser estabelecidas.

Algumas sugestões podem ser implementadas no futuro com intuito de tornar o sistema mais robusto. Pode ser procedida a substituição dos sensores elétricos por sensores totalmente óticos, fato que pode tornar o sistema mais leve, provido com uma imunidade a interferências eletromagnéticas aprimorada, e talvez com um consumo energético mais eficiente na região de alta tensão. Ainda, como outros fatores ambientais também influem na temperatura do cabo, como a velocidade do vento, outros tipos de transdutores poderiam ser adicionados à investigação, como um sensor de velocidade do vento ou uma estação climática. Este fato, porém, requer uma reestruturação das características de consumo energético do sistema como um todo.

Referências Bibliográficas

- [1] SEVERINO, J. F. B., *Sistema Digital de Medição Direta da Flecha em Linhas de Transmissão com o Uso de Sensores Ópticos e Comunicação Via tecnologia GPRS*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, Brasil, 2006.

- [2] DOUGLASS, D. A., RIDLEY, T., “Sag and Tension of Conductor”. In: GRIGSBY, L. L. (ed), *The Electric Power Engineering Handbook*, chapter 4.7, Boca Raton, Florida, USA, CRC Press LLC, 2001.

- [3] MENSAH-BONSU, C., FERNANDÉZ, U., HEYDT, G. T., et al., “Application of the Global Positioning System to the Measurement of Overhead Power Transmission Conductor Sag”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 1, pp. 273 – 278, 2002.

- [4] NASCIMENTO, C. A. M., SOUZA, A. F., GIUDICE, E. B., et al., “Aplicação de Tecnologias de Monitoramento em Tempo Real para Aumentar a Capacidade de Transmissão em LTs Aéreas”. *XVI SNPTEE*, GLT/004, Campinas, Brasil, outubro de 2001.

- [5] Underground Systems, Inc. Disponível em <http://www.usi-power.cm>. Acesso em: 12 jun. 2009.

- [6] *Power Donut2 – The Instrumentation Platform for High Voltage Power Systems*. Disponível em: <http://www.usi-power.com/>. Acesso em: 30 jul. 2009.

- [7] WERNECK, M. M., ABRANTES, A. C. S., “Fiber-Optic-Based Current and Voltage Measuring System for High-Voltage Distribution Lines”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 3, pp. 947-951, jul. 2004.

- [8] MCGARRITY, C., NING, Y. N. e JACKSON, D. A., “A fiber-optic system for three-phase current sensing using a hybrid sensing technique”, *Review of Scientific Instruments*, v. 63, Issue 3, pp. 2035-2039, mar. 1992.

- [9] NING, Y. N., LIU, T. Y. e JACKSON, D. A., “Two low-cost robust electro-optic hybrid current sensors capable of operation at extremely high potential”, ***Review of Scientific Instruments***, v. 63, Issue 12, pp. 5771-5773, dec. 1992.
- [10] WANG, Y., ZHENG, L., HOU, P., et al., “Research on optically powered ultra current transformer”, ***Optics and Lasers in Engineering***, v. 43, Issue 10, pp. 1145-1150, 2005.
- [11] GANG, Z., SHAOHUI, L., ZHIPENG Z., et al., “A Novel Electro-Optic Hybrid Current Measurement Instrument for High-Voltage Power Lines”, ***IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement***, v. 50, n. 1, pp. 59-62, fev. 2001.
- [12] WARD, D. A, EXON, J. La T., “Using Rogowski coils for transient current measurements”, ***Engineering Science and Education Journal***, pp. 105-113, jun. 1993.
- [13] ADOLFSSON, M., KATSUKAWA, H., SO, E., et al., “Optical Current Transducers for Power Systems: A Review”, ***IEEE Transactions on Power Delivery***, v. 9, n. 4, pp. 1778-1788, out. 1994.
- [14] ZEGLER, S., WOODWARD, R. C., IU, H. H., et al., “Current Sensing Techniques: A Review”, ***IEEE Sensors Journal***, v. 9, n. 4, pp. 354-376, abril 2009.
- [15] LEE, B., “Review of the present status of optical fiber sensors”, ***Optical Fiber Technology***, n. 9, pp. 57-79, 2003.
- [16] NxtPhase. Disponível em: <http://www.nxtphase.com/>. Acesso em 14 jun. 2009.
- [17] MIHAILOVIC, P., PETRICEVIC, S., STOJKOVIC, Z., et al., “Development of a Portable Fiber-Optic Current Sensor for Power Systems Monitoring”, ***IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement***, v. 53, n. 1, fev. 2004.
- [18] PETRICEVIC, S. J., STOJKOVIC, Z. e RADUNOVIC, J. B., “Practical Application of Fiber-Optic Current Sensor in Power System Harmonic Measurement”,

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 55, n. 3, pp. 923-930, jun. 2006.

- [19] ULMER Jr., E. A., "A High Accuracy Optical Current Transducer for Electric Power Systems", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, v. 5, n. 2, pp. 892-898, abril 1990.
- [20] YAMAGATA, Y., OSHI, T., KATSUKAWA, H., et al., "Development of Optical Current Transformers and Application to Fault Location Systems for Substations", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, v. 8, n. 3, pp. 866-873, jul. 1993.
- [21] LAW, T. C., BHATTARAI, K. e YU, D. C., "Fiber-Optics-Based Fault Detection in Power Systems", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, v. 23, n. 3, pp. 1271-1279, jul. 2008.
- [22] HUGUES, R. e LEGRAND, E., "Opto-electronic Sensor New Concept for Analogue Measurements in Electrical Substations", *Developments in Power System Protection*, pp. 130 – 132, Amsterdam, 2001.
- [23] CHATREFOU, D., MONTILLET, G. F., "A Series of Implementation of Optical Sensors in High Voltage Substations", *2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, pp. 792 – 797, setembro de 2003.
- [24] TAKAHASHI, M., NODA, H., TERAJ, K., et al., "Optical Current Transformer for Gas Insulated Switchgear Using Silica Optical Fiber", ***IEEE Transactions on Power Delivery***, v. 12, n. 4, pp. 1422 – 1427, out. 1997.
- [25] ROSE, A. H., ETZEL, S. M. e ROCHFORD, K. B., "Optical Fiber Current Sensors in High Electric Field Environments", ***Journal of Lightwave Technology***, v. 17, n. 6, pp. 1042 – 1048, jun. 1999.
- [26] BOHNERT, K., GABUS, P., NEHRING, J., et al., "Fiber-Optic Current Sensor for Electrowinning of Metals", ***Journal of Lightwave Technology***, v. 25, n. 11, nov. 2007.

- [27] LEE, Y. K., YOON, I. e LEE, B., “A simple fiber-optic current sensor using a long period fiber grating inscribed on a polarization-maintaining fiber as a sensor demodulator”, ***Sensors and Actuators A***, 112, pp. 308 – 312, 2004.
- [28] REHMAN, M., JALIL, B. A. e ABDULLAH, Z., “Remote Measurement of Electric Current Using Magneto-Optic Technique”, ***Sensors and Transducers Journal***, v. 93, n. 6, pp. 21 – 28, jun. 2008.
- [29] “Temperature Measurement Sensor for H. V. Lines SMT”, Artech Group Catalogue, Eahesa Artech, Munglia 2008.
- [30] YILMAZ, G., KARLIK, S. E., “A distributed optical fiber sensor for temperature detection in power cables”, ***Sensors and Actuators A***, 125, pp. 148 – 155, 2006.
- [31] ROMERO, M., A., CALLIGARIS Jr., A. e SILVA, M., T., C., “A Fiber-Optic Bragg-Grating Temperature Sensor for High-Voltage Transmission Lines”, In: *Proceedings of the SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference*, pp. 34 – 38, Natal – RN, 1997.
- [32] HUANG, X., SUN, Q. e HAN X., “An On-Line Monitoring System of Temperatures of Conductors and Fittings Based on GSM SMS and ZigBee”, *3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1522 – 1527, junho de 2008.
- [33] GANG, Z., LI, S., QIN, Y., et al., “A new electro-optic hybrid current-sensing scheme for current measurement at high voltage”, ***Review of Scientific Instruments***, v. 70, n. 9, pp. 3755 – 3758, set. 1999.
- [34] KOJOVIC, L. A., “Comparative Performance Characteristics of Current Transformers and Rogowski Coils used for Protective Relaying Purposes”, *Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1 – 6, Tampa – FL, EUA, 24 – 28 de junho de 2007.
- [35] DUPRAZ, J. P., FANGET, A., GRIESHABER, W., et al., “Rogowski Coil: Exceptional Current Measurement Tool For Almost Any Application”, *Power*

Engineering Society General Meeting, pp. 1 – 8, Tampa – FL, EUA, 24 – 28 de junho de 2007.

- [36] KOJOVIC, L. A., “PCB Rogowski Coils Benefit Relay Protection”, ***IEEE Computer Applications in Power***, v. 15, n. 3, pp. 50 – 53, jul. 2002.
- [37] QING, C., HONG-BIN, L., MING-MING, Z., et al., “Design and Characteristics of Two Rogowski Coils Based on Printed Circuit Board”, ***IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement***, v. 55, n. 3, pp. 939 – 943, jun. 2006.
- [38] KOJOVIC, L. A., “Rogowski Coils Suit Relay Protection and Measurement”, ***IEEE Computer Applications in Power***, v. 10, pp. 47 – 52, jul. 1997.
- [39] KARRER, N. e HOFER-NOSER, P., “PCB Rogowski Coils for High di/dt Current Measurement”, *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, v. 3, pp. 1296 – 1301, Galway – Irlanda, jun. 2000.
- [40] KOJOVIC, L. A., “Split-Core PCB Rogowski Coil Designs and Applications for Protective Relaying”, *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, v. 1, pp. 269 – 273, Dallas – EUA, set. 2003.
- [41] QING, C., HONG-BIN, L., BEN-XIONG, H., et al., “Rogowski Sensor for Plasma Current Measurement in J-TEXT”, ***IEEE Sensors Journal***, v. 9, n. 3, pp. 293 – 296, mar. 2009.
- [42] PETTINGA, J. A. J., SIERSEMA, J., “A polyphase 500 kA current measuring system with Rogowski coils”, ***IEE Proceedings B – Electric Power Applications***, v. 130, n. 5, pp. 360 – 363, set. 1983.
- [43] RADUN, A., “An Alternative Low-Cost Current-Sensing Scheme for High-Current Power Electronics Circuits”, ***IEEE Transactions on Industrial Electronics***, v. 42, n. 1, pp. 78 – 84, fev. 1995.
- [44] RAMBOZ, J. D., DESTEFAN, D. E. e STANT, R. S., “The Verification of Rogowski Coil Linearity from 200 A to Greater than 100 kA using Ratio Methods”, *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 687 – 692, Anchorage – EUA, 21 – 23 de maio de 2002.

- [45] FAIFER, M. e OTTOBONI, R., “An Electronic Current Transformer Based On Rogowski Coil”, *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Victoria, Vancouver Island, Canadá, 12 – 15 de maio de 2008.
- [46] MARISCOTTI, A. e VACCARO, L., “A Rogowski coil for high voltage applications”, *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Victoria, Vancouver Island, Canadá, 12 – 15 de maio de 2008.
- [47] RAY, W. F. e HEWSON, C. R., “High Performance Rogowski Coil Tranducers”, *IAS IEEE Industrial Applications Society Conference Proceedings*, Roma – Itália, 2000.
- [48] ABDI-JALEBI, E. e MCMAHON, R., “High-Performance Low-Cost Rogowski Transducers and Accompanying Circuitry”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 56, n. 3, junho de 2007.
- [49] MURGATROYD, P. N. e WOODLAND, D. N., “Geometrical Properties of Rogowski Sensors”, *IEE Colloquium on Low Frequency Power Measurement and Analysis*, Savoy Place, novembro de 1994.
- [50] RAMBOZ, J. D., “Machinable Rogowski Coil, Design and Calibration”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 45, n. 2, pp. 511 – 515.
- [51] WAPAKABULO, J. e MURGATROYD, P. N., “Braid Rogowski Coil”, *Electronics Letters*, v. 35, n. 17, pp. 1445 – 1446.
- [52] VIANA, S. A. e MURGATROYD, P. N., “Voltage Profiles and Closures on Rogowski Coils”, *IEE Proceedings – Electric Power Applications*, v. 149, n. 3, pp. 223 – 227.
- [53] ARGÜESO, M., ROBLES, G. e SANZ, J., “Measurement of High Frequency Currents with a Rogowski Coil”, *Congreso Hispano-Luso de Ingeniería Eléctrica*, Marbella – Espanha, julho de 2005.

- [54] LIU, R., WANG, X., ZOU, X., et al. "Method for Calibrating a Rogowski Coil of Fast Time Response", *Review Of Scientific Instruments*, 78, pp. 084702-1 – 084702-2, 2007.
- [55] LU, L., HUANG, J. e LI, Y., "A Device for Calibrating Rogowski Coils in Time Domain", *Review Of Scientific Instruments*, 79, pp. 085106-1 – 085106-4, 2008.
- [56] DJOKIC, B., "Calibration of Rogowski Coils at Power Frequencies Using Digital Sampling", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 4, pp. 751 – 755, abril de 2009.
- [57] ESA-PEKKA, S. e HÄLLSTRÖM, J., "Onsite Calibration of a Current Transformer Using a Rogowski Coil", ", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 58, n. 4, pp. 1054 – 1058, abril de 2009.
- [58] MILJANIC, P. N., "Mutual Inductance Highly Independent of Primary Winding Position and Ambient Fields", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 46, n. 2, pp. 471 – 473, abril de 1997.
- [59] D'ANTONA, G., CARMINATI, E., LAZZARONI, M., et al., "AC Current Measurements Via Digital Processing of Rogowski Coils Signal", *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 693 – 698, Anchorage - EUA, 21 – 23 de maio de 2002.
- [60] D'ANTONA, G., LAZZARONI, M., OTTOBONI, R., et al., "AC Current-to-Voltage Transducer Based on Digital Processing of Rogowski Coils Signal", *Sensors for Industry Conference*, pp. 72 – 77, Houston – EUA, 19 – 21 de novembro de 2002.
- [61] SOHN, J. M., CHOE, W. J., LEE, W., et al., "Development of Current and Voltage Sensor for Distribution Switchgear", *IEEE Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, pp. 827 – 830, Dallas – EUA, 2003.
- [62] KIRKHAM, H. e JOHNSTON, A. R., "Optically Powered Data Link for Power System Application", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 4, n. 4, pp. 1997 – 2002, outubro de 1989.

- [63] CASPERS, F. e NEUMANN, E. G., “Optical Power Supply for Measuring or Communication Devices at High-Voltage Levels”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 73 – 74, v. IM-29, n. 1, março de 1980.
- [64] PILLING, N. A., HOLMES, R. e JONES, G. R., “Optically Powered Hybrid Current Measurement System”, *Electronics Letters*, pp. 1049 – 1051, v. 29, n. 12, junho de 1993.
- [65] TARDY, A., DEROSSIS, A. e DUPRAZ, J. P., “A Current Sensor Remotely Powered and Monitored through na Optical Fiber Link”, *Optical Fiber Technology 1*, pp.181 – 185, 1995.
- [66] WERTHEN, J. G., ANDERSSON, A. G., WEISS, S. T., et al., “Current Measurements Using Optical Power”, *IEEE 1996 Transmission and Distribution Conference Proceedings*, pp. 213 – 218, Los Angeles – EUA, setembro de 1996.
- [67] SVELTO, C., OTTOBONI, R. e FERRERO, A. M., “Optically-Supplied Voltage Transducer for Distorted Signals in High-Voltage Systems”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 550 – 554, v. 49, n. 3, junho de 2000.
- [68] WANG, Y., ZHENG, L., HOU, P., et al., “Research on Optically Powered Ultra Current Transformer”, *Optics and Lasers in Engineering*, pp. 1145 – 1150, v. 43, 2005.
- [69] WERTHEN, J. G., “Powering Next Generation Networks by Laser Light over Fiber”, *Optical Fiber Communication Conference and Exposition*, paper OWO3, 2008.
- [70] ZIMMERMANN, A. C., ULIANA, P. B., WENDHAUSEN, M., et al., “Aspectos Construtivos de um Medidor Eletro-Óptico Híbrido de Tensão e Corrente com Aplicação em Subestações 550 kV”, *XX Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, pp. 1 – 8, 22 a 25 de novembro de 2009, Recife – PE.

- [71] ROSS, J. N., “Optical Power for Sensor Interfaces”, **Meas. Sci. Technol.**, vol. 3, pp. 651 – 655, 1992.
- [72] PEMBER, S. J., FRANCE, C. M. e JONES, B. E., “A Multiplexed Network of Optically Powered, Addressed and Interrogated Hybrid Resonant Sensors”, **Sensors and Actuators A**, pp. 474 – 477, 1995.
- [73] AL-MOHANADI, M. R., ROSS, J. N. e BRIGNELL, J. E., “Optical Power and Intelligent Sensors”, **Sensors and Actuators A**, pp. 142 – 146, 1997.
- [74] BÖTTGER, G., DRESCHMANN, M., KLAMOURIS, C., et al., “An Optically Powered Video Camera Link”, **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 20, n. 1, janeiro de 2008.
- [75] D’AMATO, F. X., BERAK, J. M. e SHUSKUS, A. J., “Fabrication and Test of an Efficient Photovoltaic Cell for Laser Optical Power Transmission”, **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 4, n. 3, pp. 258 – 260, março de 1992.
- [76] GILES, C. R., DENTAI, A., BURRUS, C. A., et al., “Microwatt-Power InGaAs Photogenerator of Lightwave Networks”, **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 9, n. 5, pp. 666 – 668, maio de 1997.
- [77] MITCHELL, J. N., “Limits of Electrical Power Generation by Transmission of Light Through Optical Fibers”, *Applied Physics Division – Southwest Research Institute*, San Antonio – EUA, 2004.
- [78] OZOPTICS, *High Power Fiber Optics Patchcords*, Disponível em http://www.ozoptics.com/ALLNEW_PDF/DTS0037.pdf. Acesso em: 14 out. 2009.
- [79] HOGARI, K., KUROKAWA, K. e SANKAWA, I., “Influence of High-Optical Power Light Launched Into Optical Fibers in MT Connector”, **Journal of Lightwave Technology**, v. 21, n. 12, pp. 3344 – 3348, dezembro de 2003.

- [80] SHUTO, Y., YANAGI, S., ASAKAWA, S., et al., "Simulation of Fiber Fuse Phenomenon in Single-Mode Optical Fibers", **Journal of Lightwave Technology**, v. 21, n. 11, pp. 2511 – 2517, novembro de 2003.
- [81] SHUTO, Y., YANAGI, S., ASAKAWA, S., et al., "Fiber Fuse Generation in Single-Mode Fiber Optic Connectors", **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 16, n. 1, pp. 174 – 176, janeiro de 1994.
- [82] SHUTO, Y., YANAGI, S., ASAKAWA, S., et al., "Fiber Fuse Phenomenon in Step-Index Single-Mode Optical Fibers", **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 40, n. 8, pp. 1113 – 1121, agosto de 2004.
- [83] SHUTO, Y., YANAGI, S., ASAKAWA, S., et al., "Fiber Fuse Phenomenon in Triangular-Profile Single-Mode Optical Fibers", **Journal of Lightwave Technology**, v. 24, n. 2, pp. 846 – 852, fevereiro de 2006.
- [84] HAND, D. P. e BIRKS, T. A., "Single Mode Tapers as 'Fibre Fuse' Damage Circuit-Breakers", **Electronics Letters**, v. 25, n. 1, pp. 33 – 34, janeiro de 1989.
- [85] DIANOV, E. M., BUFETOV, I. A., CHAMOROVSKY, Y. K., et al., "Fiber Fuse Effect in Microstructured Fibers", **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 16, n. 1, janeiro de 2004.
- [86] TODOROKI, S., "Transient Propagation Mode of Fiber Fuse Leaving no Voids", **Optics Express**, v. 13, n. 23, pp. 9248 – 9256, 2005.
- [87] ABEDIN, K. S., NAKAZAWA, M. e MIYAZAKI, T., "Backreflected Radiation Due to a Propagating Fiber Fuse", **Optics Express**, v. 17, n. 8, pp. 6525 – 6531, 2009.
- [88] PERCIVAL, R. M., SIKORA, E. S. R. e WYATT, R., "Catastrophic Damage and Accelerated Ageing in Bent Fibres Caused by High Optical Powers", **Electronics Letters**, v. 36, n. 5, pp. 414 – 416, 2000.
- [89] SIKORA, E. S. R., McCartney, D. J., FARROW, K., et al., "Reduction in Fibre Reliability Due to High Optical Power", **Electronics Letters**, v. 39, n. 14, pp. 1043 – 1044, 2003.

- [90] LUGONOV, S. L. e DeROSA, M. E., “Effect of Coating Heating by High Power in Optical Fibres at Small Bend Diameters”, ***Electronics Letters***, v. 39, n. 12, pp. 897 – 898, 2003.
- [91] MATSUI, T., NAKAJIMA, K., KUROKAWA, K., et al., “Temperature-Increase Characteristics in Bent Hole-Assisted Fiber Under High Power”, ***Journal of Lightwave Technology***, v. 25, n. 5, pp. 1231 – 1237, maio de 2007.
- [92] REZENDE, S. M., ***Materiais e Dispositivos Eletrônicos***, 2ª Edição, São Paulo, Editora Livraria da Física, 2004.
- [93] WERNECK, M. M., ***Transdutores e Interfaces***, 1ª Edição, Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos Editora, 1996.
- [94] KROHN, D. A., ***Fiber Optic Sensors – Fundamentals and Applications***, 3ª Edição, Estados Unidos da América, Instrument Society of America, 2000.
- [95] SOUZA, N. C. C., *Desenvolvimento de um Imunossensor para Detecção de Escherichia coli em Água*, Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2010.
- [96] CARDOSO, J. A. S. e LEVY, A. F. S., “Ensaio em Dois Isoladores de 138 kV com Fibra Ótica”, *Relatório de Ensaio DVLA – 42198/2009*, CEPEL, Adrianópolis – RJ.
- [97] SPIEGEL, M. R., ***Estatística***, 2ª Edição, Rio de Janeiro, Editora McGraw-Hill do Brasil, 1971.

Anexos

São anexados documentos concernentes à divulgação tecnológica e científica acerca do projeto desenvolvido. Dois artigos referentes ao sistema de medição de corrente e temperatura híbrido foram apresentados em congressos, são eles:

- Artigo I: “*Development of a Monitoring System to Improve Ampacity in 138kV Transmission Lines Using Photonic Technology*”, referente aos testes preliminares do sistema desenvolvido, apresentado no 2010 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, realizado entre 19 e 22 de abril de 2010, em New Orleans – LA, EUA.
- Artigo II: “*Temperature and Current Monitoring System for Transmission Lines Using Power-over-Fiber Technology*”, que apresenta os resultados dos testes e avaliação estatística dos dados, apresentado na 2010 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, realizada entre 3 e 6 de maio de 2010, em Austin – TX, EUA.

Development of a Monitoring System to Improve Ampacity in 138kV Transmission Lines Using Photonic Technology

F. V. B. de Nazaré and M. M. Werneck

Abstract—The design of transmission lines (TL) is usually based on conservative aspects, in order to meet with safety standards and avoid the deterioration of line construction materials. With the increasing demand for energy, the idea of improving the transmission capacity of already existing lines, designed in a high safety manner, is attractive; instead of duplicating or constructing new ones. A piece of equipment for monitoring current and temperature in 138kV transmission lines using photonic power and data communication is presented; providing information for a sag-current relation, and consequently a safer ampacity sizing, while a full operation of the line is being carried out. The power supply for the sensors and data processing circuits in high voltage area is provided by photonic energy, transmitted through an optical fiber. Likewise, the measured results are sent to the low voltage area using another optical fiber, achieving good electrical safety.

Index Terms— Current measurement, optical fibers, power over fiber, Rogowski coils, sag, temperature measurement, transmission lines.

I. INTRODUCTION

Transmission lines (TL) capacity is determined by the maximum power transmitted from the source to the load.

Since the line voltage is always fixed, this capacity is translated into the maximum current capable of flowing in the TL. Normally, at the beginning of the project, this maximum power is established and the whole project is built around this parameter. When the demand of energy increases, technicians become concerned about infringing standards of security and performance, such as wire temperature and sag (or conductor-to-ground distance).

The sag is the most important parameter, since it is directly related to the current: the higher the current, the higher the conductor temperature, and so the thermal expansion, consequently decreasing the conductor-to-ground distance. Nevertheless, the conductor temperature does not depend only on the electrical current. It is strongly dependent on environmental features such as wind velocity and direction,

ambient air temperature, pollution, rain and snow conditions and on cable construction [1]. So, TL maximum sag characteristic is always determined by considering the worst possible case and aiming for the best safety conditions.

Indeed, on cold days, for example, with rain or wind, current values can be extrapolated; but once the sag parameters are not being tracked, technicians don't dare raise the transported current. With the increasing demand for electrical energy, especially in developing countries, the idea of utilizing the full transmission capacity of already existing TL, instead of constructing new ones, is quite attractive.

The proposed system will provide the technicians with sag information at any time so as to enable them to control energy delivery and TL conditions. The idea behind this project, which will be confirmed by data collected from the system in the field, is that the temperature of the conductor depends on current and weather conditions, but the sag only depends on the conductor temperature, regardless of the weather conditions.

The system will operate in two stages. The first stage will provide the measurement of three parameters: line current, conductor temperature and sag. This system will be installed in one or two TL towers for a sufficient period of time to acquire data in all possible situations. This information will make it feasible to establish a set of calibration curves which will relate sag distance with conductor temperature, and sag distance with line current.

The sag will be measured by taking photographs of a target hung on the middle of the catenary. A neural network recognizes the target on the picture and calculates its distance from a background reference. Other techniques, such as sonar or tension measurement, have inconveniences. Sonar cannot deliver an on-line signal unless it is installed directed below the center of the span, on the ground and left there for several weeks. This solution would imply special measures to protect the equipment against weather, vandalism acts and to arrange for proper powering. The tension measurement technique [2] seems to be of difficult installation, invasive and expensive as compared to a photographic camera. Since the idea of the project is to measure sag values for a few weeks, obtain data and remove the system from the tower, the camera is the best solution to obtain the relationship between sag and temperature.

Since the sag is dependent on line current and conductor

This work was supported in part by the Paulista Company of Power and Light (CPFL Energia, Campinas - Brazil).

F. V. B. de Nazaré and M. M. Werneck are with the Instrumentation and Photonics Laboratory of the Federal University of Rio de Janeiro (UFRJ), Brazil (e-mails: fabio@lif.coppe.ufrj.br and werneck@lif.coppe.ufrj.br).

temperature, in the second stage of the project only current and temperature sensors will remain installed on the TL tower. Thus, technicians will be able to infer the sag value exclusively from the latter parameters. The conductor-sag distance, acquired using the digital processing of digital images, plus the data regarding conductor current and temperature, will enable the development of an algorithm for estimation of the catenary behavior for each TL conductor cable, hence eliminating the necessity for constant sag monitoring.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The system is comprised of three monitoring sub-systems: a temperature sensor, a current sensor and a conductor-sag monitoring sub-system. These three sub-systems are installed on a 138 kV transmission line tower, in order to monitor the sag occurring between this tower and the next one. This specific span is a strategic one for the transmission company, since it crosses an important highway with intense traffic. Once the effectiveness of this method is confirmed, the system will be reproduced and taken to monitor problematic sags in the company's transmission lines.

In this paper we will discuss the results obtained using the 138 kV optoelectronic current transformer (OCT) and the conductor temperature sensor. The sag measurement system will be discussed in a forthcoming paper.

The OCT and the temperature system are composed of two subsystems: one at ground potential and the one at high voltage (138 kV); the latter is optically powered by the former in the following manner: in ground potential a laser injects 830 nm light in a multimode (MM) ordinary telecommunications optical fiber. This fiber is directed to the high potential subsystem through a specially designed 138 kV polymeric insulator.

At the high potential level, the laser light is converted into electric energy through a conventional silicon photodetector. This energy powers all electronic circuits located in the high voltage level: current and temperature sensors, microcontroller and fiber optic serial transmitter. The transmitter relays the data collected to the ground potential through another MM optical fiber that is also insulated by the previously mentioned 138 kV insulator.

A Rogowski coil, a helical coil sensor uniformly wound around a relatively long non-magnetic strip [3], is used as a current sensor, which offers advantages compared to conventional current transformers, such as linearity and easy handling [4]. The cable temperature measurement is implemented through a conventional LM35 integrated circuit, which is of very simple use and inexpensive. The sensors' electrical output signals are digitalized and processed by means of a low-power microcontroller and sent to a receiving system located at the low-voltage region using a LED operating at 850 nm, connected to a multimode 62.5/125- μm optical fiber.

Supplying power to these elements situated in a harsh environment, like an aerial transmission line cable, is not a simple issue. All the circuits located in the high voltage area

are optically powered; a laser module at the low-voltage area launches up to 1W optical power at 830 nm in another multimode 62.5/125- μm fiber, conducting the energy to the remotely situated photovoltaic power converter. Power and data channels could be combined into a single optical fiber linking both high and low voltage areas [5]; however for a matter of simplicity, we decided to use dedicated fiber cables [6], [7]. A general view of the system is presented in fig. 1.

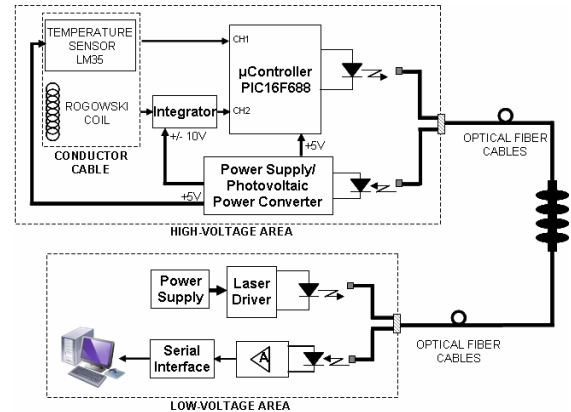


Fig. 1. General view of the system, showing the circuits situated in high and low voltage regions.

A. Rogowski Coil and Integrator

Rogowski Coils have been successfully applied in current measurements in high voltage lines [6]. The coil, which is the current sensing element, is placed around the conductor in a toroidal fashion. The magnetic field generated by the current in the conductor induces a voltage output given by

$$v_{ROGOWSKI} = -M \frac{di}{dt} \quad (1)$$

where M is the mutual inductance between the coil and the cable and i is the conductor current, which is the value to be measured [4], [8]. This voltage output is electronically integrated, giving an output signal which is proportional to the current. The coils used in laboratory tests are screened, to guarantee immunity against electrostatic fields, and possess screw-together ends, providing a more robust loop closing. Yet, the integrator circuit offers two sensitivity ranges, 100A/V and 500A/V. Coil and the integrator stage diagram block is shown in fig. 2, where the output is given by

$$v_{OUT} = -\frac{1}{\tau} \int v_{ROGOWSKI} dt \quad (2)$$

where τ is the integration time constant.

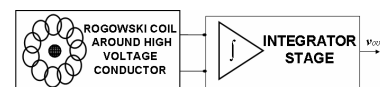


Fig. 2. Current measurement system schematic: Rogowski coil connected to the integration circuit stage.

A Rogowski coil offers features that are not covered by

conventional current transformers. Since it is an air-cored device, the Rogowski coil does not suffer from saturation effects, present in ferromagnetic-cored instruments; the mutual inductance is independent from the current being measured [4]; there is no danger of opening the secondary winding and it enables the measurement of very high values of current [3]. The proposed current measurement device, however, is able to provide linear output up to $850A_{RMS}$.

Besides the inherent linearity and enhanced safety, Rogowski coils can also be easily installed, due to their lower weight and cost compared to iron core current transformers (CT). A bulky and heavy iron core CT would not be allowed to be installed hanging on the conductor. Thus, the proposed measuring system installation in high voltage transmission lines can be implemented in a much more practical manner.

Since the measuring system will be placed outdoors, all circuits, including the Rogowski coil, must be sheltered against the problems that may arise from different environmental conditions, like the deterioration of sensibility and stability. Therefore, the circuits will be allocated inside an IP66 rated enclosure, providing increased long-term functionality and greater protection against dust and humidity.

B. Temperature Sensor

The temperature measurements are implemented by the precision temperature sensor LM35, attached to the conductor cable surface. It operates at 5 V, drawing 60 μA from the power supply and with a sensitivity of 10.0 $mV/^{\circ}C$. This first system implementation will not present a distributed conductor temperature measurement. However, if it will come to be necessary to measure a temperature gradient across the conductor this can be done by allocating several LM35 integrated circuits along the cable, considering the fact that the sensor is not a major power consumer.

For each span between two towers the temperature may differ as the TL crosses different micro-environments with varying meteorological conditions. Conductor temperature is a parameter that is never known for sure and is difficult to measure even with thermal imaging that does not have an appropriated spatial resolution. For this reason, as far as the TL project is concerned, the temperature is always supposed to be the worst case and the same along the line, since it doesn't matter a few degrees above or below an average [9]. Consequently, the temperature measured by the prototype is an indicative only, the best guess that will determine the local sag.

III. OPTICAL POWER AND DESIGNED CIRCUITS

A. Power over Fiber Link

Electrical power available to the sensors' circuits and data processing is provided by optical energy. The main feature of optically powered measurement systems, used in environments where high voltage levels are involved, is the elimination of conventional copper cabling; improving both personal and equipment safety, i.e., electrical isolation is achieved. Other advantages of the photonic power are the immunity to

electrical noise [7, 10] and lightning effects, easy handling and spark-free operation [11]. The system comprises the following sub-modulus: the laser module located at the low voltage region, 830 nm operating wavelength, and controlled by a driver which can manage the launch of up to 1 W optical power; a 40m-long-62.5- μm multimode optical fiber to guide the optical power; and a photovoltaic power converter (PPC), which is an array of semiconducting diodes.

Optical attenuation is a key issue when photonic power is used. Fiber splices and connectors were implemented to incorporate the 40 m optical waveguide into the power-over-fiber link, including the isolator showed in fig. 1, between the laser and the PPC on the other end. The estimated losses for the fiber splices and the connector are 0.01dB and 0.3dB, respectively; the optical fiber attenuation for the first transmission window should also be considered, accounting approximately 0.12dB (forty meters long). Consequently, the total estimated attenuation in the power-over-fiber link is about 0.42dB, which does not affect the system operation.

Optical losses should be kept as low as possible, and all the mating devices must be perfectly cleaned. Given that the photonic power scheme deals with quite high optical power density, contaminants may be hazardous to the system integrity, causing fiber failures such as fiber fusing or connector endface damages [12]. A single particle mated into the core of a fiber may cause reflection, insertion loss and equipment damage. In the first connecting process, dirty connectors were used, causing the endface deteriorations shown in fig. 3.

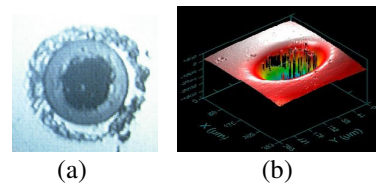


Fig. 3. Damaged power laser endface connector, due to contaminants: a) image obtained with a fiber inspector microscope, (b) connector 3D surface plot obtained using an interferometer based system.

In order to design the high voltage area system, the knowledge of the available electrical power from the PPC is essential. For a given laser current, which can be altered by the controlling and triggering circuit shown in fig. 4, there is an amount of electrical power that can be attainable from the photovoltaic conversion.

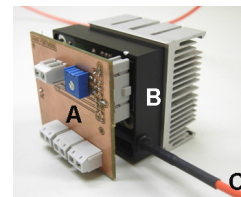


Fig. 4. Photonic power module: A – controlling and triggering circuit, B – laser module, C – multimode optical fiber cable

In fig. 5, the delivered electrical power graph, for a laser current of 3.3 A, is presented. The load impedance, connected

to the PPC terminals, was varied over a wide range of values; from short-circuit to open-circuit configurations, whilst the voltage and current levels were measured.

It can be seen that for a laser current of 3.3 A, 250 mW of electrical power is available at 3.5 V. The conversion efficiency also has strong dependence on temperature [6], consequently a proper heat sink for the PPC must be provided.

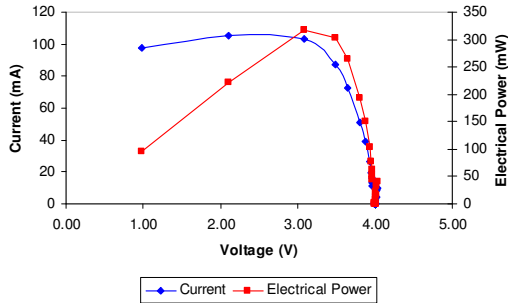


Fig. 5. Available electrical power from the PPC with, 3.3A laser current. This graph was obtained by varying the PPC load impedance from short-circuit to open-circuit.

B. High Voltage Area Circuit

The high voltage area system was designed to perform two main functions: provide electrical power to the sensors and data processing elements, carry out the digital-to-analog conversion and the communication between high and low voltage regions.

The PPC provides 3.5 V when fully loaded; nevertheless, this voltage level is raised using a DC-DC converter, then a 5 V regulation is performed, via a switching voltage regulator, which steps down the voltage level in a more efficient manner than conventional linear voltage regulators. Another DC-DC converter provides the symmetric 10 V voltage level to the Rogowski coil integrator circuit.

A low-consumption microcontroller executes the sensors' data acquisition and treatment, and the communication between low and high voltage areas. A RMS-to-DC operation is effectuated on the Rogowski coil integrator signal, which is a sine function proportional to the conductor current, prior to the microcontroller 10 bit analog-to-digital conversion. Both the temperature and current values are recovered from mathematical operations over the digital acquired values, considering the microcontroller 5 V voltage supply and the 10 bit result from ADC. The PPC 3.5 V voltage is also monitored, allowing a simple way to supervise the proper functioning of the remote unit; or the laser module operation, since it was not designed to operate at temperatures over 50°C. A sudden PPC output voltage fall may indicate an incorrect laser operation condition.

The measurement data are serially transmitted, at a 19200 baud rate, using one of the microcontroller's serial ports; the signal drives a light emitting diode operating at 850 nm wavelength, in order to accomplish the electrical-to-optical transmission (see fig. 6). The light signal is coupled to a 40 m 62.5- μ m optical fiber, dedicated to data transmission.

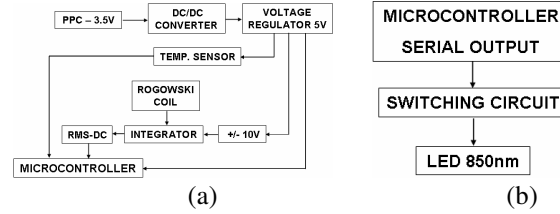


Fig. 6. High voltage area circuit general view: (a) microcontroller inputs and voltage levels, (b) communications schematic.

C. Low Voltage Area Circuit - Communications

The low voltage area circuit, located at a base station, carries out the optical-to-electrical conversion, retrieving the information about the measured conductor cable current and temperature values transmitted over the communications optical fiber cable, and perform the serial interface with the instrumentation computer, where the data will be presented to the user or stored.

A high speed PIN photodiode, operating at the photovoltaic mode, recovers the electrical signal from the optical fiber [13]. Before the serial transmission to the instrumentation computer, the signal is converted to EIA-232 levels. Fig. 1 shows the low voltage area schematic for the monitoring system communications section.

Energy to drive the laser for photonic power, which is also situated at the low voltage area, and for the data treatment circuits, after the optical-to-electrical conversion, will be provided by solar energy. The main power supply, comprised by batteries charged by a solar panel, supplies electrical power to the circuits.

IV. SYSTEM TEST

The complete system laboratory analysis was carried out using a current loop device, as shown in fig. 7. A current conductor, prepared in a closed loop fashion, is monitored by the current sensor (Rogowski coil plus integrator) and the temperature sensor, attached to its surface. The current developed in the conductor is varied by a variable transformer, connected to current transformers. Since the loop is made of current conductor, as current is varied, the temperature of the cable also changes.

For comparison purposes, a flexible AC current probe, connected to a digital storage oscilloscope; and a precision digital thermometer are used, operated as calibrating instruments, and are also attached to the cable. The values provided by these devices will be considered reference values, once they are in factory calibrated.

The investigation is carried out by establishing in the current loop currents from 100 A_{RMS} up to 650 A_{RMS} with steps of 50 A_{RMS}. To simulate a steady-state operation, the current and temperature measurement data are gathered with time intervals of 10 minutes between each step. This range of values was chosen considering the historical line-loading datasheet from Piracicaba – Santa Bárbara D'Oeste 138 kV

- powered video camera link", *IEEE Photonic Tech. Letters*, vol. 20, no.1, pp. 39-41, Jan. 2008.
- [6] A. Tardy, A. Derossis and J. P. Dupraz, "A current sensor remotely powered and monitored through an optical fiber link", *Optical Fiber Technology*, vol. 1, pp. 181-185, 1995.
- [7] S. J. Pember, C. M. France, B. E. Jones, "A multiplexed network of optically powered, addressed and interrogated hybrid resonant sensors", *Sensors and Actuators A*, 46-47, pp. 474-477, 1995.
- [8] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. Ho-Ching Iu and L. J. Borle, "Current sensing techniques: a review", *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 354-376, Apr. 2009.
- [9] C. Bernauer, H. Böhme, S. Grossmann, V. Hinrichsen, S. Kornhuber, S. Markalous, M. Muhr, T. Strehl and R. Teminova, "Temperature Measurement on Overhead Transmission Lines (OHTL) Utilizing Surface Acoustic Wave (SAW) Sensors", *19th International Conference on Electricity Distribution*, paper 0788, Vienna, May 2007.
- [10] J. G. Werthen, A. G. Andersson, S. T. Weiss and H. O. Björklund, "Current measurements using optical power", *IEEE Transmission and Distribution Conference*, 1996, pp. 213-218.
- [11] J. G. Werthen, M. Cohen, "Photonic power: delivering power over fiber for optical networks", *International Conference on Photonics in Switching*, Oct. 2006.
- [12] J. N. Mitchell, "Limits of electrical power generation by transmission of light through optical fibers", Applied Physics Division – Southwest Research Institute, 2004, San Antonio, EUA.
- [13] M. M. Werneck and A. C. S. Abrantes, "Fiber-optic-based current and voltage measuring for high voltage distribution lines", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 947-951, Jul. 2004.

VII. BIOGRAPHIES



Photonics Laboratory, in Rio de Janeiro, Brazil.

Fábio Vieira Batista de Nazaré was born in Maceió, state of Alagoas, Brazil, in 1984. He graduated in Electronic Engineering from Universidade Federal de Pernambuco, in Recife, state of Pernambuco, Brazil. He worked as a research engineer at the Nuclear Instrumentation Laboratory – Regional Center of Nuclear Sciences, in Recife, Brazil. He is currently an M.Sc. student on the Electrical Engineering Program (PEE) in COPPE/UFRJ, with the Instrumentation and



UFRJ, where he has been since 1978, and he is the coordinator of the Instrumentation and Photonics Laboratory at the Electrical Engineering Program of UFRJ. His research interests include fiber optics, sensors, transducers, and instrumentation.

Marcelo Martins Werneck was born in Petrópolis, state of Rio de Janeiro, Brazil. He received a degree in Electronic Engineering from the Pontifícia Universidade Católica of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brazil (PUC-RJ) in 1975 and a M.Sc. degree from the Biomedical Engineering Program at the Federal University of Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro, Brazil, in 1977. He received his Ph.D. degree from the University of Sussex, Brighton, U.K., in 1985. Currently, he is a Lecturer and Researcher at

Temperature and Current Monitoring System for Transmission Lines Using Power-over-Fiber Technology

F. V. B. de Nazaré

Instrumentation and Photonics Laboratory
COPPE-UFRJ
Rio de Janeiro, Brazil
fabio@lif.coppe.ufrj.br

M. M. Werneck

Instrumentation and Photonics Laboratory
COPPE-UFRJ
Rio de Janeiro, Brazil
werneck@lif.coppe.ufrj.br

Abstract— The design of transmission lines (TL) is usually based on conservative aspects, in order to attend safety standards and avoid the deterioration of line construction materials. With the increasing demand of energy, the idea to improve the capacity transmission of already existing lines, designed in a high safety manner, is attractive; instead of duplicate or construct new ones. An equipment for monitoring current and temperature in 138kV transmission lines using photonic power and data communication is presented; which will provide information for a sag-current relation, and consequently a safer ampacity sizing, while a fully operation of the line is being carried out. The power supply for the sensors and data processing circuits in high voltage area is provided by photonic energy, transmitted through an optical fiber. Likewise, the measured results are sent to the low voltage area using another optical fiber, achieving good electrical insulation.

Keywords- *Current measurement, optical fibers, power over fiber, rogowski coils, sag, temperature measurement, transmission lines.*

I. INTRODUCTION

Transmission line (TL) capacity is determined by the maximum power transmitted from the source to the load. Since the line voltage is always fixed, this capacity is in fact the maximum current capable to flow in the TL. Normally, during the project, this maximum power is established and the whole project is built around this parameter. When the energy demands growth, technicians are worried to infringe standards of security and performance, such as wire temperature and sag (conductor-to-ground distance).

The sag is the most important parameter since it is directly related to the current: the higher the current, the higher the conductor temperature, and so thermal expansion, consequently decreasing the conductor-to-ground distance. Nevertheless, the conductor temperature does not depend only on the electrical current. It is strongly dependent on environmental features such as wind velocity and direction, ambient air temperature, pollution, cable construction, rain and snow conditions [1]. So, TL maximum sag characteristic is determined always considering the worst case aiming the best safety conditions.

With the increasing demand for electrical energy,

especially in developing countries, the idea to utilize the full transmission capacity of already existing TL, instead of built new ones, is quite attractive. The idea behind this project, which will be confirmed by data collected from the system in the field, is that the temperature of the conductor depends on current and weather conditions, but the sag only depends on the conductor temperature, regardless the weather conditions.

The system will operate in two stages. The first stage will provide the measurement of three parameters: line current, conductor temperature and sag. This system will be installed in one or two TL towers for sufficient period of time to acquire data at all possible situations. This information will make it feasible to establish a set of calibration curves which will relate sag distance with conductor temperature, and sag distance with line current. The sag will be measured by taken photographs of a target hung on the middle of the catenary. A neural network recognizes the target on the picture and calculates its distance from a background reference.

Since the sag is dependent on line current and conductor temperature, on the second stage of the project only current and temperature sensors will remain installed on the TL tower. Thus, technicians will be able to infer the sag value exclusively from the latter parameters. The conductor-sag distance, acquired using the digital processing of digital camera images, plus the data regarding conductor current and temperature, will enable the development of a catenary behavior estimation algorithm, for each monitored and calibrated TL conductor cable, hence eliminating the necessity of constant monitoring.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The system is comprised of three monitoring sub-systems: a temperature sensor, a current sensor and a conductor-sag monitoring sub-system. These three sub-systems will be installed on a 138 kV transmission line tower, in order to monitor the sag between this tower and the next one, being this conductor sag a strategic and representative one. Once the effectiveness of this method is confirmed, the system will be reproduced and taken to monitor problematic sags in the company's transmission lines. In this paper, only the results

obtained with the 138 kV optoelectronic current transformer (CT) and the conductor temperature sensor will be discussed. The sag measurement system will be dealt in a forthcoming paper.

The CT and the temperature system are composed by two subsystems: the one in ground potential and the one in high voltage (138 kV); the latter is optically powered by the former in the following manner: in ground potential a laser injects 830 nm light in a multimode (MM) ordinary telecommunications optical fiber. This fiber is directed to the high potential subsystem through a specially designed 138 kV polymeric insulator. At the high potential level, the laser light is converted into electric energy through a conventional silicon photodetector. This energy powers all electronic circuits situated on the high voltage level: current and temperature sensors, microcontroller and fiber optic serial transmitter. The transmitter relays the collected data to the ground potential through another MM optical fiber that is also insulated by the previously mentioned 138 kV insulator.

A Rogowski coil, a helical coil sensor uniformly wound on a relatively long non-magnetic strip [2], is used as a current sensor, which offers advantages compared to conventional current transformers, such as linearity and easy handling [3]. The cable temperature measurement is implemented through a conventional LM35 integrated circuit, which is very simple and inexpensive. The sensors' electrical output signals are digitalized and processed by means of a low-power microcontroller and sent to a receiving system located at the low-voltage region using a LED operating at 850 nm wavelength, connected to a multimode 62.5/125- μm optical fiber.

All the circuits located in the high voltage area are optically powered; a laser module at the low-voltage area launches up to 1 W optical power at 830 nm in another multimode 62.5/125- μm fiber, conducting the energy to the photovoltaic power converter remotely situated. Power and data channels can be combined into a single optical fiber linking both high and low voltage areas [4]; however, in this monitoring system for TL an option for dedicated fiber cables was made [5], [6]. A general view of the system is presented in fig. 1.

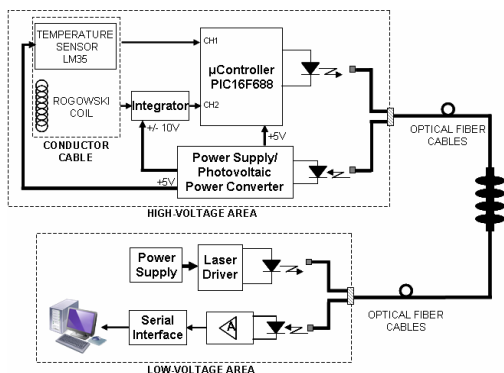


Figure 1. General view of the system, showing the circuits situated in high and low voltage regions.

III. OPTICAL POWER AND DESIGNED CIRCUITS

A. Power over Fiber Link

Electrical power available to the sensors' circuits and the high voltage data processing system is provided by optical energy. The main feature of optically powered measurement systems, used in environments where high voltage levels are involved, is the elimination of conventional copper cabling; improving both personal and equipment safety, i.e., electrical isolation is achieved.

Other aspects of the powering system, which are improved by the use of photonic power instead of copper cabling, can be mentioned, like the immunity to electrical noise [6], [7] and lightning effects, easy handling and spark-free operation [8].

A photonic power module performs the power delivery to high voltage environment. The system comprises the following sub-modulus: the laser module located at the low voltage region, 830 nm operating wavelength, and controlled by a driver which can manage the launch of up to 1 W optical power; a 40m-long-62.5- μm multimode optical fiber to guide the optical power; and a photovoltaic power converter (PPC), which is an array of semiconducting diodes.

Optical attenuation is a key issue when photonic power is used. Fiber splices and connectors were implemented to incorporate the 40 m optical waveguide into the power-over-fiber link, including the isolator showed in fig. 1, between the laser and the PPC on the other end. The estimated losses for the fiber splices and the connector are 0.01dB and 0.30dB, respectively; the optical fiber attenuation for the first transmission window should also be considered, accounting approximately 0.12dB (forty meters long). Consequently, the total estimated attenuation in the power-over-fiber link is 0.43dB, which does not affect the system operation.

Optical losses should be kept as low as possible, and all the mating devices must be perfectly cleaned. Given that the photonic power scheme deals with quite high optical power density, contaminants may be hazardous to the system integrity, causing fiber failures such as fiber fusing or connector endface damages [9]. A single particle mated into the core of a fiber may cause reflection, insertion loss and equipment damage. In the first connecting process, dirty connectors were used, causing the endface deteriorations shown in fig. 2.

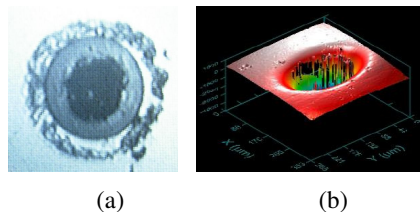


Figure 2. Damaged power laser endface connector, due to contaminants: a) image obtained with a fiber inspector microscope, (b) connector 3D surface plot obtained using an interferometer.

Since the measuring system will be placed outdoors, all circuits must be sheltered against the problems that may arise

This work was supported in part by the Paulista Company of Power and Light (CPFL Energia, Campinas - Brazil).

from different environmental conditions, like the deterioration of sensibility and stability. Therefore, according to the international standard IEC 60529, the circuits and optical connectors will be allocated inside an IP66 rated enclosure, providing increased long-term functionality and greater protection against dust and humidity.

B. High Voltage Area Circuit

The electronic system remotely situated, i.e., placed close to the current conductor cable, was designed to perform two main functions: provide electrical power to the sensors and data processing elements, carry out the digital-to-analog conversion and the communication between high and low voltage regions.

The PPC provides 3.5 V when fully loaded; nevertheless, this voltage level is raised using a DC-DC converter, then a 5 V regulation is performed, via a switching voltage regulator, which steps down the voltage level in a more efficient manner than conventional linear voltage regulators. Another DC-DC converter provides the symmetric 10 V voltage level to the Rogowski coil integrator circuit.

A low-consumption microcontroller executes the sensors' data acquisition and treatment, and the communication between low and high voltage areas. A RMS-to-DC operation is effectuated on the Rogowski coil integrator signal, which is a sine function proportional to the conductor current, prior to the microcontroller 10 bit analog-to-digital conversion. Therefore, the electrical current feature that is presented to the system user is the transported current root-mean-square value. Both the temperature and current values are recovered from mathematical operations over the digital acquired values, considering the microcontroller 5 V voltage supply and the 10 bit result from ADC. The PPC 3.5 V voltage is also monitored, allowing a simple way to supervise the proper functioning of the remote unit; or the laser module operation, since it was not designed to operate at temperatures over 50°C. A sudden PPC output voltage fall may indicate an incorrect laser operation condition.

The measurement data are serially transmitted, 9600 baud rate, using one of the microcontroller's serial ports; the signal drives a light emitting diode operating at 850nm wavelength, in order to accomplish the electrical-to-optical transmission (see fig. 3). The light signal is coupled to a 40 m 62.5- μ m optical fiber, dedicated for data transmission.

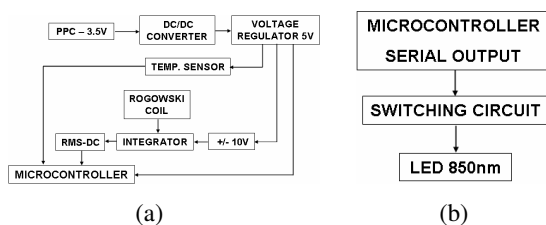


Figure 3. High voltage area circuit general view: (a) microcontroller inputs and voltage levels, (b) communications schematic.

C. Low Voltage Area Circuit - Communications

The low voltage area circuit, located at a base station, carries out the optical-to-electrical conversion, retrieving the information about the measured conductor cable current and temperature values transmitted over the communications optical fiber, and performs the serial interface with the instrumentation computer, where the data will be presented to the user or stored.

A high speed PIN photodiode, operating at the photovoltaic mode, recovers the electrical signal from the optical waveguide [10]. Before the serial transmission to the instrumentation computer, the signal is converted to EIA-232 levels. Fig. 1 shows the low voltage area schematic for the monitoring system communications section.

Energy to drive the laser for photonic power, which is also situated at the low voltage area, and for the data treatment circuits, after the optical-to-electrical conversion, will be provided by solar energy. Batteries, charged by a solar panel, will supply electrical power to the circuits.

IV. SYSTEM TEST AND STATISTICAL EVALUATION

The performance analysis of the temperature and current systems was carried out by the use of a current loop (fig. 4). The current conductor is monitored by the current sensor (Rogowski coil plus integrator) and the temperature sensor, attached to its surface. The current developed in the conductor is varied by a variable transformer, connected to current transformers. As current is varied the temperature of the cable also changes. For comparison purposes, a flexible AC current probe, connected to a digital storage oscilloscope, and a precision digital thermometer are used, operated as calibrating instruments, also attached to the cable. The values provided by these devices will be considered reference values, once they are in factory calibrated. The investigation is carried out by establishing in the current loop device current magnitudes from 100 A_{RMS} up to 650 A_{RMS}, with steps of 50 A_{RMS}. In each step, ten measurements of current provided by the system are saved. To simulate a steady-state operation, the current measurement data are gathered with time intervals of 10 minutes between each step. This range of values was chosen considering historical line loading datasheet from Piracicaba – Santa Bárbara D'Oeste 138 kV line (located in São Paulo, Brazil), provided by the operating company, and where the monitoring system is intended to be installed.

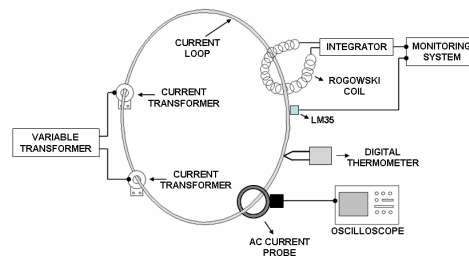


Figure 4. Current loop device schematic: current and temperature are varied, and values provided by the system are compared with data from commercial instruments.

The cable temperature was monitored with a calibrated digital thermometer. In this case, the range of 30 °C and 100 °C was investigated in laboratory, comparing the temperature from the calibrated thermometer and the temperature from the system, with steps of 5 °C between each measurement. Like the current measurement procedure, ten measurements of temperature were saved in each step.

The man-machine interface, to display the received data at the low voltage area, is implemented by a software which presents both graphical and numerical information, developed using LabVIEW®.

The current dataset follows, for each step, a normal distribution, as it can be seen in fig. 5, which shows the data for a reference value of 250 A_{RMS}. For a normal distribution, the estimation of the confidence limits of a 95% confidence interval for the population mean can be found through the expression

$$\bar{X} \pm 1.96 \sigma / \sqrt{N} \quad (1)$$

where \bar{X} is the sample mean, σ is the sample standard deviation and N is the sample size [11]. Thus, in Table I the 95% confidence interval for each current measurement step is presented. Since ten measurement cycles were proceeded, the sample size is $N = 100$.

To obtain the temperature information, the same measurement procedure used in the electrical current tests was employed. In this situation, the temperature dataset also follows a normal distribution, for each measurement step. Figure 6 exemplifies this fact, showing a histogram which presents the temperature data distribution when a 60.4 °C reference value is established; while the 95% confidence interval for each temperature measurement step is shown in table II.

TABLE I. 95% CONFIDENCE INTERVAL FOR CURRENT MEASUREMENT

Reference Value (A _{RMS})	Mean (A _{RMS})	Standard Deviation (A _{RMS})	Confidence Interval (A _{RMS})
100	96.5	0.68	96.5 ± 0.13
150	146.8	0.65	146.8 ± 0.13
200	196.3	0.54	196.3 ± 0.11
250	245.0	0.85	245.0 ± 0.17
300	291.7	0.94	291.7 ± 0.18
350	342.3	0.46	342.3 ± 0.09
400	391.4	1.05	391.4 ± 0.21
450	440.3	0.40	440.3 ± 0.08
500	489.6	1.16	489.6 ± 0.23
550	537.0	0.59	537.0 ± 0.12
600	585.3	0.49	585.3 ± 0.10
650	634.0	0.54	634.0 ± 0.11

The statistical dispersion analysis shown in tables I and II represents the uncertainty of the mean due to random effects, which usually cannot be compensated for [12]. On the other hand, an error trend is established by the measurement systematic error. Both the current and temperature measurement systems present systematic errors that can be

seen in figures 7 and 8, respectively; considering only the mean values from tables I and II.

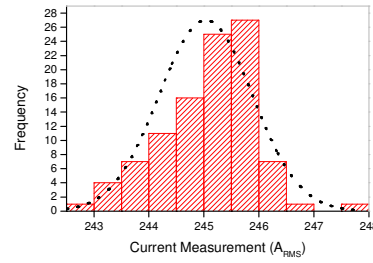


Figure 5. Histogram for current data (250 A_{RMS} reference value), and corresponding normal curve (dotted line).

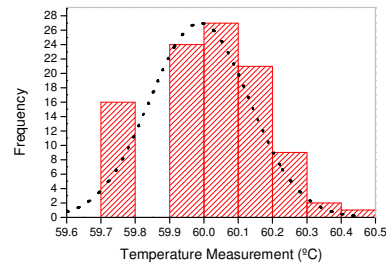


Figure 6. Histogram for temperature data (60.4 °C reference value), and corresponding normal curve (dotted line).

TABLE II. 95% CONFIDENCE INTERVAL FOR TEMPERATURE MEASUREMENT

Reference Value (°C)	Mean (°C)	Standard Deviation (°C)	Confidence Interval (°C)
30.3	29.8	0.13	29.8 ± 0.03
35.6	35.0	0.17	35.0 ± 0.03
40.0	39.6	0.06	39.6 ± 0.01
45.3	45.0	0.08	45.0 ± 0.02
50.5	50.0	0.10	50.0 ± 0.02
55.5	55.0	0.05	55.0 ± 0.01
60.4	60.0	0.15	60.0 ± 0.03
65.4	64.8	0.12	64.8 ± 0.02
70.6	69.9	0.15	69.9 ± 0.03
75.3	74.4	0.10	74.4 ± 0.02
80.5	79.7	0.32	79.7 ± 0.06
85.4	84.1	0.07	84.1 ± 0.01
90.3	89.1	0.08	89.1 ± 0.02
95.2	94.1	0.05	94.1 ± 0.01
100.3	97.8	0.08	97.8 ± 0.02

Both current and temperature graphs show a deviation between the reference and the acquired data. In fig. 7, the dashed curve stands for a measurement without systematic errors, and the dotted line is the real acquired data, furnished by the proposed system. At the upper end of the measurement range, i.e., as the electrical current magnitude being monitored increases, the absolute error also becomes higher. The temperature measurement (fig. 8) demonstrates a similar

behavior. In this case, the dashed curve stands for a measurement without systematic errors, while the dotted line is the real temperature acquired data; the absolute error between reference and system information is higher at the upper end of the temperature measurement range, as expected.

In tables III and IV, the current and temperature measurement percentage errors are shown, respectively. Again, the mean values from tables I and II are considered as reading data, thus providing a good approximation for the system percentage error. The percentage error, however, does not follow a steady growing tendency, as shown in the following tables.

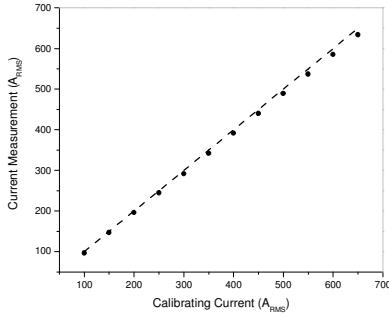


Figure 7. Absolute deviation between reference and developed monitoring system current data

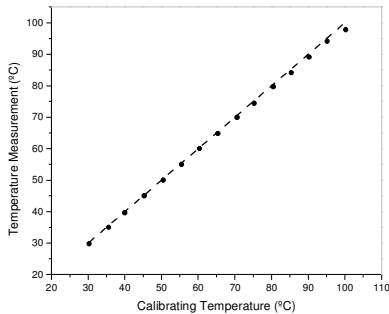


Figure 8. Absolute deviation between reference and developed monitoring system temperature data

TABLE III. PERCENTAGE ERRORS FOR CURRENT MEASUREMENT

Reference Value (A_{RMS})	Percentage Error
100	3.5%
150	2.1%
200	1.9%
250	2.0%
300	2.8%
350	2.2%
400	2.2%
450	2.2%
500	2.1%
550	2.4%
600	2.5%
650	2.5%

TABLE IV. PERCENTAGE ERRORS FOR TEMPERATURE MEASUREMENT

Reference Value (°C)	Percentage Error
30.3	1.7%
35.6	1.7%
40.0	1.0%
45.3	0.7%
50.5	1.0%
55.5	0.9%
60.4	0.7%
65.4	0.9%
70.6	1.0%
75.3	1.2%
80.5	1.0%
85.4	1.5%
90.3	1.3%
95.2	1.2%
100.3	2.5%

Finally, for fig. 7, in the X axis, the standard measured values are showed, in amperes (RMS), while in the Y axis the developed monitoring system values for each acquisition are presented. The obtained correlation coefficient concerning the ten current measurement cycles is 0.999987. The graph is practically linear, furnishing accurate conductor current data. Temperature values can be seen in fig. 8, in Celsius degrees. The linear dependency between the temperature measurement data and the calibrating temperature data, given by the correlation coefficient, is 0.999872.

V. CONCLUSIONS

It has been shown that the proposed monitoring system for transmission line cables measurement of temperature and current provides reliable data. Since silica optical fiber cables are utilized in communications and power supply links, insulation between the sensor head and the user operation site is guaranteed, eliminating the use conventional copper cabling.

The measured values were compared with reference values, the latter being outfitted by commercial measurement laboratory instruments; and small errors were observed, for both current and temperature data. For an even more reliable study of the system accuracy, a calibration using tracked instruments must be carried out.

Future works include the system field installation, in Piracicaba TL, which requires the improvement of system mechanical robustness, and the addition of the sag monitoring subsystem. It is expected that the data collected, together with the sag information, will provide support for the development of an algorithm for the estimation of conductor-sag values.

VI. REFERENCES

- [1] D. A. Douglas and R. Thrash, "Sag and tension of Conductor – The Electric Power Engineering Handbook", CRC Press/IEEE Press. 2007.
- [2] S. Tumanski, "Induction coil sensors-a review", *Measurement Science and Technology*, vol. 18, no. 3, R31-R46, March 2007.

- [3] D. A. Ward and J. L. T. Exon, "Using Rogowski coils for transient current measurements", *Eng. Sci. Education J.*, vol. 2, pp. 105-113, 1993.
- [4] G. Böttger, M. Dreschmann, C. Klamouris, M. Hübner, M. Röger, A. W. Bett, T. Kueng, J. Becker, W. Freude and J. Leuthold, "An optically powered video camera link", *IEEE Photonic Tech. Letters*, vol. 20, no.1, pp. 39-41, Jan. 2008.
- [5] A. Tardy, A. Derossis and J. P. Dupraz, "A current sensor remotely powered and monitored through an optical fiber link", *Optical Fiber Technology*, vol. 1, pp. 181-185, 1995.
- [6] S. J. Pember, C. M. France, B. E. Jones, "A multiplexed network of optically powered, addressed and interrogated hybrid resonant sensors", *Sensors and Actuators A*, 46-47, pp. 474-477, 1995.
- [7] J. G. Werthen, A. G. Andersson, S. T. Weiss and H. O. Björklund, "Current measurements using optical power", *IEEE Transmission and Distribution Conference, 1996*, pp. 213-218.
- [8] J. G. Werthen, M. Cohen, "Photonic power: delivering power over fiber for optical networks", *International Conference on Photonics in Switching*, Oct. 2006.
- [9] J. N. Mitchell, "Limits of electrical power generation by transmission of light through optical fibers", Applied Physics Division – Southwest Research Institute, 2004, San Antonio, USA.
- [10] M. M. Werneck and A. C. S. Abrantes, "Fiber-optic-based current and voltage measuring for high voltage distribution lines", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 947-951, Jul. 2004.
- [11] M. R. Spiegel, "Statistics", McGraw-Hill of Brazil, Rio de Janeiro, 1971.
- [12] EURACHEM/CITAC Working Group, "Quantifying uncertainty in analytical measurement", Second Edition.

VII. BIOGRAPHIES



Fábio Vieira Batista de Nazaré was born in Maceió, state of Alagoas, Brazil, on February 10th, 1984. He graduated in electronic engineering from Universidade Federal de Pernambuco (UFPE), in Recife, state of Pernambuco, Brazil. Acted as research engineer at the Nuclear Instrumentation Laboratory – Regional Center of Nuclear Sciences, in Recife, Brazil. He is currently an M.Sc. student at the Electrical Engineering Program (PEE) in COPPE/UFRJ, with the Instrumentation and

Photonics Laboratory, in Rio de Janeiro, Brazil.



Marcelo Martins Werneck was born in 1949 in Petrópolis, state of Rio de Janeiro, Brazil. He received the electronic engineer degree from the Pontifícia Universidade Católica of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brazil (PUC-RJ) in 1975 and an M.Sc. degree from the Biomedical Engineering Program (PEB-COPPE) at the Federal University of Rio de Janeiro (UFRJ), Rio de Janeiro, Brazil, in 1977. He received the Ph.D. degree in biomedical engineering from the University of Sussex, Brighton, U.K., in 1985. Currently, he is a lecturer and

researcher at UFRJ, where he has been since 1978, and he is the coordinator of the Instrumentation and Photonics Laboratory at the Electrical Engineering Program (PEE-COPPE) of UFRJ. His research interests include fiber optics, sensors, transducers, and instrumentation.