

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

RENATTO VAZ CARVALHO



**MONITORAMENTO TÉRMICO DE
LINHAS DE TRANSMISSÃO**

CURITIBA

2017

RENATTO VAZ CARVALHO

MONITORAMENTO TÉRMICO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, no curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Marlio J. do C. Bonfim

Coorientador: Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho

CURITIBA
2017

C331m

Carvalho, Renato Vaz
Monitoramento térmico de linhas de transmissão / Renato Vaz Carvalho. – Curitiba, 2017.
92 f. : il. color. ; 30 cm.

Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2017.

Orientador: Marlio J. do C. Bonfim.
Coorientador: Vitoldo Swinka Filho.

1. Ampacidade. 2. Emissividade. 3. Monitoramento de temperatura distribuído. I. Universidade Federal do Paraná. II. Bonfim, Marlio J. do C. III. Swinka Filho, Vitoldo. IV. Título.

CDD: 621.3191



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **RENATTO VAZ CARVALHO** intitulada: **MONITORAMENTO TÉRMICO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO**, após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua aprovação no rito de defesa. A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 01 de Dezembro de 2017.


MARLIO JOSÉ DO COUTO BONFIM

Presidente da Banca Examinadora (UFPR)


ALEXANDRE RASI AOKI

Avaliador Interno (UFPR)


ANDRÉ EUGENIO LAZZARETTI

Avaliador Externo (UTFPR)

AGRADECIMENTOS

Aos professores Dr. Marlio J. do C. Bonfim e Dr. Vitoldo Swinka Filho por novamente terem fornecido suporte e orientação durante o desenvolvimento do projeto.

Aos meus colegas de trabalho Msc. Daniel Ussuna e Angelo Antônio Langner pelo auxílio no desenvolvimento de atividades laboratoriais e em campo.

À minha família por todo o apoio e suporte em mais esta jornada.

Aos Institutos Lactec e à Copel pela infraestrutura e verba disponibilizadas para o desenvolvimento deste projeto

À Universidade Federal do Paraná e ao corpo docente da Engenharia Elétrica por todo o conhecimento adquirido ao longo da graduação e do mestrado.

RESUMO

A ampacidade de um condutor elétrico pode ser definida como sua máxima capacidade de transmissão de corrente. Em uma linha de transmissão (LT) esta capacidade está relacionada com a máxima distância entre o cabo e o solo aceitável para não comprometer a segurança do sistema. Este trabalho apresentou como objetivo geral a contribuição para redução de incertezas na determinação de ampacidade de LTs em tempo real. Para tanto foi estudada a norma vigente para cálculo de ampacidade, e desenvolvidos estrutura física e procedimento para ensaiar amostras de cabos utilizados em LTs a fim de determinar seus parâmetros radiativos, utilizados nos cálculos de troca de calor por radiação. Neste ensaio são controlados e/ou coletados os dados acerca das variáveis relacionadas aos mecanismos de transferência de calor que este componente está sujeito. Utilizando uma câmara de vácuo foi possível determinar a emissividade e absorvidade de uma amostra de cabo com incerteza de 0,0008. Paralelamente, com o objetivo de monitorar de forma distribuída a temperatura em um cabo OPGW (*Optical Ground Wire*), foi instalado um equipamento DTS (*Distributed Temperature Sensing*) em uma subestação de transmissão 230 kV. Este documento apresenta o desenvolvimento de uma técnica de calibração deste equipamento para operar em um sistema composto por mais de uma fibra óptica, validado em uma linha com aproximadamente 20 km de extensão. Foi possível monitorar esse sistema com erro máximo de 6 °C e resolução espacial de 1m. Por fim, como proposta de alternativa para monitoramento de temperatura e corrente foi desenvolvido um protótipo de sensor pontual de corrente e temperatura para aplicação em linhas de transmissão 230 kV. Este equipamento conta com alimentação proveniente da própria corrente a ser medida e transmite os dados por meio de comunicação sem fio. Desta forma pode ser utilizado como medidor indireto de ampacidade pontual. O protótipo foi validado em laboratório para correntes de até 500 A, apresentando relação sinal ruído de 119 dB.

Palavras-chave: Ampacidade. Emissividade. Rogowski. Monitoramento de Temperatura Distribuído. Brillouin.

ABSTRACT

The ampacity of an electric conductor can be defined as its maximum current transmission capacity. In a transmission line (TL) this capacity is related to the maximum acceptable sag without compromising safety. The main objective of this work was the contribution to the reduction of uncertainties in the real-time ampacity determination of transmission lines. In order to do so, the current IEEE standard for ampacity calculations was studied, in addition to the development of physical structure and procedure to test samples of cables applied in TLs in order to measure its radiative parameters, used in the calculation of radiative heat exchange. In this test, the controlled and/or collected data are those related to the heat transfer mechanisms that this component is subject to. Using a vacuum chamber it was possible to determine the emissivity and absorptivity of a sample of cable with uncertainty of 0.0008. At the same time, a DTSS equipment was installed at a 230 kV transmission substation in order to monitor the distributed temperature on an OPGW cable. This document presents the development of a calibration technique for this equipment to operate in a system composed of more than one optical fiber, validated in a line of approximately 20 km of extension composed by three different fibers. It was possible to monitor this system with maximum error of 6 °C and spatial resolution of 1 m. Also, as a proposal of alternative for temperature and current monitoring, a prototype to measure current and temperature in TL cables was developed. This equipment is powered by the current in the conductor and transmits the data via wireless communication, and can be used as an indirect punctual ampacity meter. The prototype was validated in laboratory with currents up to 500 A, with a signal to noise ratio of 119 dB.

Keywords: Ampacity. Emissivity. Rogowski. Distributed Temperature Sensing. Brillouin.

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 1: Flecha causada por aquecimento de uma linha de transmissão.</i>	15
<i>Figura 2: Balanço Térmico em um condutor</i>	20
<i>Figura 3: Experimento de duas cavidades.</i>	23
<i>Figura 4: Desenho esquemático bobina de Rogowski.</i>	28
<i>Figura 5: Técnica de média ponto a ponto</i>	31
<i>Figura 6: Sinal filtrado com técnica de média móvel.</i>	32
<i>Figura 7: Representação da deformação de um sinal pelo filtro de média móvel.</i>	33
<i>Figura 8: Diagrama de blocos do ensaio.</i>	34
<i>Figura 9: Diagrama em blocos do sistema de injeção de corrente do ensaio.</i>	35
<i>Figura 10: Resposta espectral do piranômetro</i>	36
<i>Figura 11: Formulário principal da primeira versão do software desenvolvido</i>	37
<i>Figura 12: Interface gráfica das medidas coletadas na primeira versão do software</i>	37
<i>Figura 13: Arranjo experimental calibração dos termopares</i>	39
<i>Figura 14: Curva de temperatura calibração dos termopares</i>	39
<i>Figura 15: Controle de temperatura em 40 °C</i>	41
<i>Figura 16: Controle de temperatura em 80 °C</i>	41
<i>Figura 17: Ensaio com diversos patamares de corrente</i>	42
<i>Figura 18: Ensaio com e sem vento</i>	43
<i>Figura 19: Varredura dos parâmetros radiativos em ensaio 20/02/2017</i>	45
<i>Figura 20: Emissividade/absortividade estimada em ensaio realizado em 20/02/2017</i>	45
<i>Figura 21: Distribuição dos valores de emissividade calculados para ensaio do dia 20/02/2017</i>	46
<i>Figura 22: Representação gráfica da câmara de vácuo</i>	47
<i>Figura 23: Representação em corte da célula de vácuo</i>	49
<i>Figura 24: Conectores desenvolvidos para o ensaio em vácuo</i>	49
<i>Figura 25: Ensaio em vácuo, 100 A</i>	50
<i>Figura 26: Temperaturas de estabilização para ensaio em vácuo</i>	50
<i>Figura 27: Emissividade calculada para ensaio em vácuo com corrente de 100 A</i>	51
<i>Figura 28: Varredura em frequência da fibra óptica presente na linha Londrina-Ibiporã</i>	54
<i>Figura 29: Baseline da LT Londrina-Ibiporã</i>	55
<i>Figura 30: Temperaturas ambientes coletadas pelos dataloggers nas torres 43 e 09</i>	57
<i>Figura 31: Curvas de radiação solar e temperatura ambiente e da superfície de um trecho de cabo OPGW</i>	57
<i>Figura 32: Dispersão dos coeficientes de temperatura calculados para as fibras 1 (a) e 3 (b)</i>	58
<i>Figura 33: Temperatura distribuída no dia 20/04</i>	59
<i>Figura 34: Temperatura distribuída no dia 25/04</i>	59
<i>Figura 35: Temperatura distribuída no dia 30/04</i>	60
<i>Figura 36: Temperatura distribuída no dia 20/04/2016 após a determinação do C_{12}</i>	61
<i>Figura 37: Temperatura distribuída no dia 25/04/2016 após a determinação do C_{12}</i>	61
<i>Figura 38: Temperatura distribuída no dia 30/04/2016 após a determinação do C_{12}</i>	61
<i>Figura 39: Power Donut comercial</i>	63
<i>Figura 40: Diagrama em blocos do protótipo desenvolvido</i>	64
<i>Figura 41: Simulação da tensão de saída da bobina de Rogowski para corrente de 100 A_{rms}</i>	65
<i>Figura 42: Entradas modo comum e diferencial para o sensor Rogowski</i>	66
<i>Figura 43: Terminal para extração de dados do protótipo</i>	67
<i>Figura 44: Aparato experimental para teste das bobinas</i>	68
<i>Figura 45: Bobina de Rogowski e medição de temperatura com multímetro</i>	68
<i>Figura 46: Resposta da bobina de Rogowski para corrente de 100 A</i>	69
<i>Figura 47: Resposta da bobina de Rogowski para corrente de 500 A</i>	69

Figura 48: Linearidade bobina Rogowski.....	70
Figura 49: Integral da tensão na bobina de Rogowski.....	70
Figura 50: Ajuste linear para a integral da tensão da bobina de Rogowski.....	71
Figura 51: Resultado da calibração da bobina de Rogowski.....	71
Figura 52: Tensão na saída da Bobina de Rogowski para corrente de 100 A _{rms} coletada pelo sistema desenvolvido.....	72
Figura 53: Sinal medido pelo sistema após tratamento para corrente de 100 A _{rms}	72
Figura 54: Sinal medido pelo sistema após tratamento para corrente de 500 A.....	73
Figura 55: FFT do sinal coletado para corrente de 100 A.....	74
Figura 56: Resistência dos NTC's em função da temperatura.....	77
Figura 57: Circuito linearização NTC.....	78
Figura 58: Tensão simulada sobre o resistor de linearização em função da temperatura.....	79
Figura 59: Temperatura ambiente coletada com diferentes taxas de sobreamostragem.....	80
Figura 60: Temperatura do cabo para correntes de 0 A, 100A e 150 A.....	80
Figura 61: Simulação bobina de alimentação.....	81
Figura 62: Diagrama de blocos fonte de alimentação.....	82
Figura 63: Resposta da bobina de alimentação para corrente de 100 A.....	82
Figura 64: Resposta da bobina de alimentação para corrente de 500 A.....	83
Figura 65: Fonte chaveada utilizada na alimentação do protótipo.....	83
Figura 66: Tensão retificada em função da corrente.....	84

Índice de tabelas

<i>Tabela 1: Variáveis ambientais utilizadas para cálculo da perda de calor convectivo.....</i>	<i>25</i>
<i>Tabela 2: Resistência por unidade de comprimento de um cabo DRAKE em função da temperatura</i>	<i>26</i>
<i>Tabela 3: Código de cores dos termopares.....</i>	<i>38</i>
<i>Tabela 4: Exatidão dos termopares utilizados no ensaio de emissividade</i>	<i>39</i>
<i>Tabela 5: Constantes pertinentes para o controlador.....</i>	<i>40</i>
<i>Tabela 6: Variáveis pertinentes para o controlador.....</i>	<i>40</i>
<i>Tabela 7: Emissividades e absorvidades estimadas.....</i>	<i>44</i>
<i>Tabela 8: Emissividade e absorvidade estimadas utilizando a segunda versão do script.....</i>	<i>47</i>
<i>Tabela 9: Emissividade calculada para ensaio em câmara de vácuo.....</i>	<i>52</i>
<i>Tabela 10: Comparação entre temperaturas médias após estabilização.....</i>	<i>53</i>
<i>Tabela 11: Moda das dispersões dos CTs</i>	<i>58</i>
<i>Tabela 12: Comparação entre SNRs dos modos comum e diferencial</i>	<i>75</i>
<i>Tabela 13: Comparativo SNR protótipo e equipamentos comerciais.....</i>	<i>75</i>
<i>Tabela 14: Comparativo de correntes medidas</i>	<i>76</i>
<i>Tabela 15: Valores de temperatura e resistência considerados para o cálculo do resistor de linearização.....</i>	<i>78</i>
<i>Tabela 16: Comparação da SNR para diferentes sobreamostragens.....</i>	<i>80</i>

Lista de siglas

ADC	Conversor analógico digital
DAQ	<i>Data acquisition system</i> (Sistema de Aquisição de Dados)
DTS	<i>Distributed Temperature Sensing</i> (Monitoramento de Temperatura Distribuído)
DTSS	<i>Distributed Temperature and Strain Sensing</i> (Monitoramento de Temperatura e Tensão Distribuído)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FPB	Filtro passa-baixa
GP	Ganho de Processo
LT	Linha de Transmissão
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i> (Coeficiente de Temperatura Negativo)
OPGW	<i>Optical Ground Wire</i> (Cabo Guarda Óptico)
OTDA	<i>Optical Time Domain Analysis</i> (Análise Óptica no Domínio do Tempo)
OTDR	<i>Optical Time Domain Reflectometry</i> (Reflectometria Óptica no Domínio do Tempo)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
SBS	<i>Stimulated Brillouin Scattering</i> (Espalhamento de Brillouin Estimulado)
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído)
USB	<i>Universal Serial Bus</i> (Barramento Serial Universal)
UTP	<i>Unshielded Twisted Pair</i> (Par Trançado Não-Blindado)

Lista de símbolos

Símbolos	Significado	Unidade
α	Absortividade	-
β	Constante do material do termistor	K
Δf	Variação de frequência	Hz
ΔT	Variação de temperatura	°C
ε	Emissividade	-
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo	T.m/A
μ_f	Viscosidade do ar	Kg.m/s
μ_r	Permeabilidade relativa	-
ρ_f	Densidade do ar	Kg/m ³
σ	Constante de Stephan-Boltzmann	W/(m ² .k ⁴)
φ	Ângulo de incidência do vento	°
A	Área de seção transversal	m ²
c	Calor específico	J/(kg.°C)
c	Velocidade da luz no vácuo	m/s
C_ε	Coeficiente mecânico da fibra	MHz/ $\mu\varepsilon$
C_t	Coeficiente de temperatura	MHz/°C
D	Distância	m
D_0	Diâmetro do cabo	m
e	Erro	%
E_{cn}	Energia irradiada de um corpo negro	J
F(d)	Frequência em função da distância	Hz
$f_{anti-stokes}$	Frequência da onda anti-Stokes	Hz
f_B	Frequência de Brillouin	Hz
F_{BL}	Frequência da baseline	Hz
f_{pump}	Frequência da onda luminosa incidente	Hz
f_{stokes}	Frequência da onda de Stokes	Hz
I	Corrente elétrica	A
K_f	Condutividade térmica do ar	W/(m.°C)
m	Massa	kg
N	Número de espiras	-
N	Número de pontos	-

n	Índice de refração	-
N_{re}	Número de Reynolds	-
N_{sa}	Número de sobre amostragens	-
P	Potência	W
$Q_{conveccção}$	Quantidade de calor perdido devido à ventilação	W/m
$Q_{irradiado}$	Quantidade de calor perdido por irradiação	W/m
Q_{Joule}	Quantidade de calor ganho devido ao efeito Joule	W/m
$Q_{paredes}$	Quantidade de calor emitida pelas paredes da câmara de vácuo	W/m
Q_s	Intensidade de radiação solar	W/m ²
Q_{solar}	Quantidade de calor ganho devido à radiação solar	W/m
$R'(T)$	Resistência por unidade de comprimento em função da temperatura	Ω/m
R_{eq}	Resistência equivalente	Ω
R_{lin}	Resistor de linearização	Ω
R_{ntc}	Resistência do termistor NTC	Ω
T	Temperatura	$^{\circ}C$
t	Tempo	s
T_{BL}	Temperatura da baseline	$^{\circ}C$
T_0	Temperatura inicial	$^{\circ}C$
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_s	Temperatura do cabo	$^{\circ}C$
V	Tensão	V
V_w	Velocidade do vento	m/s

Sumário

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	15
1.2	MOTIVAÇÃO	16
1.3	OBJETIVOS	17
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	18
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
2.1	CÁLCULO DE AMPACIDADE	19
2.2	CÁLCULO DAS QUANTIDADES DE CALOR	21
2.2.1	RADIAÇÃO SOLAR	23
2.2.2	IRRADIAÇÃO	24
2.2.3	CONVECÇÃO	24
2.2.4	EFEITO JOULE	26
2.3	MONITORAMENTO DISTRIBUÍDO DE TEMPERATURA	26
2.4	BOBINAS DE ROGOWSKI	28
2.5	TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS AMOSTRADOS	29
2.5.1	SOBRE AMOSTRAGEM	30
2.5.2	MÉDIA PONTO A PONTO	31
2.5.3	MÉDIA MÓVEL	32
3	ENSAIO DE PARÂMETROS RADIATIVOS	34
3.1	ENSAIO EXTERNO	34
3.2	ENSAIO EM VÁCUO	47
3.3	DISCUSSÕES	52
4	MEDIÇÃO DE TEMPERATURA DISTRIBUÍDA	54
4.1	DISCUSSÕES	62
5	DESENVOLVIMENTO DE PROTÓTIPO SENSOR PONTUAL DE AMPACIDADE	63
5.1	MEDIÇÃO DE CORRENTE	65
5.2	MEDIÇÃO DE TEMPERATURA	76
5.3	FONTE DE ALIMENTAÇÃO	81
5.4	DISCUSSÕES	84
6	CONCLUSÕES	86
	REFERÊNCIAS	89
	APÊNDICE 1: ESQUEMÁTICO PROTÓTIPO MEDIDOR INDIRETO DE AMPACIDADE	93

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Do ponto de vista do setor elétrico (geração, transmissão e distribuição de energia elétrica), os cabos aplicados nesses sistemas são considerados equipamentos, e não apenas como meio de transmissão. Sendo assim, seus parâmetros de projeto e utilização são analisados e respeitados criteriosamente. Dentre estes parâmetros, destaca-se a ampacidade, definida como a máxima capacidade de condução de corrente de modo a não extrapolar a temperatura crítica do condutor (DURAISAMY, UKI, 2016; SEDAGHAT, 2014; WEI et al. 2016). Neste contexto, as linhas de transmissão são projetadas para que esta dilatação não resulte em um aumento da flecha suficiente para comprometer a segurança do sistema (AQUINO et al. 2016), sendo esta flecha definida como a distância entre o ponto mais baixo da linha e uma referência reta imaginária interligando os isoladores de ancoragem. A Figura 1 ilustra o efeito de dilatação em uma linha fria e em uma linha quente, em que esta tende a aproximar-se do solo de acordo com o aumento de temperatura.

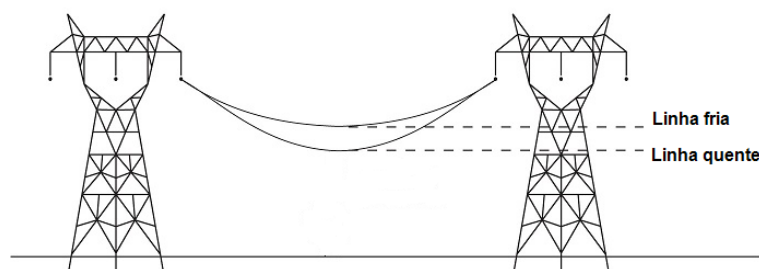


Figura 1: Flecha causada por aquecimento de uma linha de transmissão.
Fonte: <http://circuitglobe.com/sag-and-tension.html> (editada)

A temperatura de um cabo de Linhas de Transmissão (LT) está diretamente relacionada aos mecanismos de troca de calor do equipamento com o meio, que por sua vez são definidos pelas condições ambientais às quais ele está exposto. Além do aquecimento por efeito Joule, a radiação solar também é responsável pelo aumento da temperatura do cabo. Analogamente, a velocidade do vento, juntamente com a irradiação térmica, representam formas de dissipação de calor. Para as trocas de calor por radiação definem-se os parâmetros radiativos emissividade e absorvidade, funções do estado de

degradação superficial do material, e representativos da parcela da energia emitida e absorvida em comparação com um corpo negro. Qualitativamente, pode-se assumir que quanto mais escura a superfície do material, maior será sua emissividade/absortividade. Assim, uma sugestão normativa é a utilização de valores próximos a 0,3 para materiais polidos e ou novos, e próximos a 0,8 para superfícies degradadas. Uma segunda técnica utilizada é consideração de 0,5 de forma irrestrita. A indeterminação dos valores reais destes parâmetros aumentam a incerteza do cálculo da temperatura de cabos de LT e, por consequência, de sua ampacidade.

1.2 MOTIVAÇÃO

A norma IEEE Std 738TM – 2012/Cor1 – 2013 apresenta um método para correlacionar corrente e temperatura em condutores aéreos nus e as condições ambientais. Atualmente as concessionárias de energia elétrica brasileira utilizam dados estatísticos pontuais aplicados a esta norma para estimar a ampacidade de cabos.

Uma forma de monitoramento térmico de LT consiste na distribuição ao longo sua extensão de equipamentos conhecidos como “*Power Donuts*”, instalados em torno dos cabos fase e que coletam, além de tensão, corrente e inclinação, dados de temperatura de forma pontual (NASCIMENTO *et al.* 2008).

Considerando os elevados comprimentos desse sistema, diferentes trechos podem estar submetidos a diferentes condições ambientais, resultando em diferentes condições de dissipação térmica ao longo da extensão da linha. Desta forma, medições pontuais não oferecem subsídios suficientes para a caracterização de uma LT em toda sua extensão. A ampacidade total de um cabo passa então a ser limitada pelo trecho submetido às piores condições de dissipação térmica, definido como vão crítico (FURTADO, 2008).

A problemática da metodologia de aplicação distribuída deste tipo de sensor pontual deve-se ao número limitado de fabricantes deste equipamento (Durante este estudo foram localizados dois fabricantes, porém apenas um deles continua atuando no mercado, USi-Power), e conseqüentemente, em seu elevado custo para as concessionárias.

O sistema OPGW (*Optical Ground Wire*), que consiste em um cabo guarda aterrado com uma fibra óptica percorrendo seu eixo axial, é bastante utilizado em linhas de transmissão e distribuição por prover, além de proteção elétrica, canais de comunicação de alta capacidade e compatibilidade eletromagnética (DECHUN, *et al.* 2016).

Este trabalho esteve inserido em um projeto de P&D da COPEL/Institutos Lactec que buscou correlacionar a temperatura de um cabo fase com a temperatura de um cabo OPGW da mesma LT expostos às mesmas intempéries, tendo em vista que a temperatura deste pode ser monitorada de forma distribuída com o auxílio de um sistema DTS (*Distributed Temperature Sensing*).

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho apresentou como objetivo geral a redução da incerteza no monitoramento térmico de linhas de transmissão e, conseqüentemente, na determinação de sua ampacidade em tempo real.

Para atingir tal objetivo, foi elaborada estrutura e metodologia de ensaio para a determinação dos parâmetros radiativos (emissividade e absorvidade) de uma amostra de cabo utilizado em LTs de 230 kV. Assim, aplicaram-se os conceitos de instrumentação eletrônica para coleta de dados de radiação solar, velocidade e direção do vento, além de temperatura distribuída ao longo do trecho sob teste. As variáveis controladas foram aquelas relacionadas às condições ambientais, como vento e radiação solar, além de corrente elétrica. A estrutura do ensaio foi desenvolvida a fim de garantir a homogeneidade da temperatura ao longo de toda a extensão do trecho sob teste, de modo que a componente de dissipação axial de calor não apresente significância em comparação com parcela radial.

Juntamente com este desenvolvimento foi instalado um equipamento DTS em uma LT na cidade de Ibiporã, no interior do Paraná, para o monitoramento distribuído da temperatura das fibras internas ao cabo guarda. Nesta linha foi instalada ainda uma *Power Donut* comercial juntamente com uma estação meteorológica a fim de coletar informações relativas ao ambiente, corrente e temperatura do cabo fase.

Outra abordagem deste trabalho foi o desenvolvimento de um protótipo de equipamento similar à *Power Donut*, mas com tecnologia nacional e custo reduzido, de modo a viabilizar a medição distribuída de temperatura do cabo fase de linhas de transmissão. Este equipamento foi desenvolvido seguindo a filosofia do equipamento comercial, onde o campo magnético gerado pela corrente da LT deve ser capaz de alimentar o circuito de medição, e os dados são extraídos por meio de comunicação sem fio. O protótipo desse circuito foi validado em um transformador de corrente variável, de até 500 A.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Durante o desenvolvimento deste projeto foram definidos três objetivos específicos que, embora correlacionados pela temática de análise de balanço térmico e cálculo de ampacidade em LTs, apresentaram desenvolvimentos independentes. Desta forma, optou-se por dividir a dissertação em seis capítulos a fim de facilitar a compreensão do leitor.

O capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica necessária para o desenvolvimento das atividades descritas neste documento.

O capítulo 3 apresenta o desenvolvimento da instrumentação e os resultados obtidos nos ensaios de parâmetros radiativos, em que buscou-se medir e controlar os parâmetros pertinentes no cálculo da ampacidade de cabos condutores de LTs.

O capítulo 4 apresenta a solução adotada para a medição distribuída de temperatura, em cabos OPGW que apresentam mais de um tipo de fibra óptica em sua extensão, com auxílio de um equipamento DTS (*Distributed Temperature Sensing*).

O capítulo 5 apresenta o desenvolvimento de um protótipo, validado em laboratório, para realizar a medição pontual de temperatura e corrente em cabos de LT, como alternativa à utilização de equipamentos comerciais.

Por fim, no capítulo 6 estão apresentadas as conclusões deste trabalho e propostas de trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para o desenvolvimento deste trabalho foi necessário o estudo de conceitos relacionados ao cálculo de ampacidade em LT, ciência dos materiais, bobinas de Rogowski e análise de sinais digitais. Tais conceitos estão apresentados neste capítulo.

2.1 CÁLCULO DE AMPACIDADE

Define-se Ampacidade como a máxima corrente elétrica que garante a integridade de um condutor elétrico e seu local de instalação (BERENDE *et al.* 2005; DEB, 2000). Esse valor de ampacidade é limitado pela máxima temperatura que um cabo pode atingir sem recozer os condutores ou exceder a flecha máxima permitida na região. Esta temperatura limite é definida na etapa de projeto considerando a dilatação do condutor e a distância entre torres subsequentes.

Para determinar a temperatura de um condutor de forma analítica se faz necessário o conhecimento de parâmetros ambientais que interferem no balanço térmico local, além da corrente elétrica, responsável por aquecer o condutor por efeito Joule. Tais elementos ambientais atuam tanto no aumento da temperatura, como radiação solar, quanto no resfriamento do elemento, como velocidade e direção do vento, e o calor irradiado pelo condutor para o meio (CASTILHO, 2010). A Figura 2 apresenta de forma visual os elementos atuantes no balanço térmico em um condutor. Nesta estão ilustrados os principais mecanismos pelos quais o cabo absorve e expele calor.

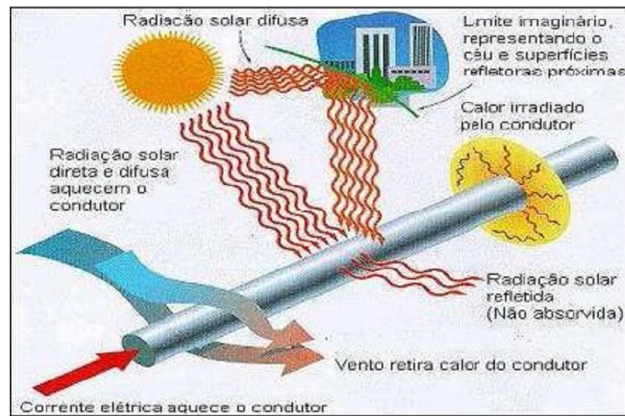


Figura 2: Balanço Térmico em um condutor
Fonte: Castilho, 2010

Em regime permanente (equilíbrio térmico) pode-se afirmar que a parcela de calor absorvido pelo cabo é igual à parcela de calor perdida para o meio conforme equação 1:

$$Q_{Joule} + Q_{solar} = Q_{convecção} + Q_{irradiado} \quad (1)$$

Onde Q_{Joule} e Q_{Solar} , em [W/m], representam o aquecimento do condutor por efeito Joule e por radiação Solar, enquanto $Q_{convecção}$ e $Q_{irradiado}$ em [W/m], representam as perdas de calor do cabo para o meio devido à ventilação e irradiação respectivamente. Os procedimentos para a determinação de cada termo desta equação estão explicados na seção 2.2.

Existem diversas metodologias para o cálculo da ampacidade de LT. De acordo com a natureza do cálculo os métodos são classificados em quatro grupos: Métodos determinísticos; estatísticos; de previsão; e de monitoramento (AQUINO *et al.* 2016; BATES *et al.* 2015; FURTADO, 2008; WEI *et al.* 2016).

Os métodos determinísticos são considerados conservadores por pressupor fatores meteorológicos constantes ao longo da linha. Assim, a partir de apenas uma medição local o valor de ampacidade é calculado para toda a LT. Deste modo a ampacidade calculada não reflete a real condição da linha em toda sua extensão.

Métodos estatísticos consideram a aleatoriedade meteorológica para os cálculos. Assim a ampacidade resultante é mais realista do que a do método anterior. A desvantagem desta metodologia é a necessidade de histórico de dados meteorológicos da região de instalação da LT, nem sempre disponível.

O método preditivo une previsões de carga e meteorológicas para realizar estimativas de curto a médio prazo das variáveis necessárias para o cálculo da ampacidade. Apresenta incerteza elevada devido à baixa confiabilidade dos dados meteorológicos em algumas regiões.

Por fim o monitoramento consiste em medir as grandezas envolvidas no cálculo da ampacidade em tempo real. Esse procedimento pode ser realizado de forma direta, monitorando a temperatura do cabo, ou de forma indireta, estimando a ampacidade de acordo com a medição de grandezas ambientais. A problemática comum às formas de monitoramento é característica pontual das medições tradicionais, devido ao elevado custo associado à instalação de instrumentos de medição ao longo da extensão da linha.

2.2 CÁLCULO DAS QUANTIDADES DE CALOR

A transferência de calor ocorre por três métodos distintos: Condução, convecção e radiação. A condução de calor ocorre devido à colisão de partículas em um meio sólido, líquido ou gasoso. Desta forma, as moléculas mais energéticas fornecem energia para as menos energéticas. Como a energia de uma partícula é diretamente proporcional à sua temperatura, na presença de um gradiente de temperatura pode-se observar a transferência de energia no sentido da região mais fria. (INCROPERA *et al.* 2008).

Como este mecanismo de transferência de energia baseia-se na interação entre partículas, a condução é mais evidente em sólidos e líquidos do que em meios gasosos, onde as moléculas encontram-se mais afastadas entre si.

Enquanto a condução de calor ocorre devido ao movimento microscópico do material, o mecanismo de convecção depende do movimento macroscópico de um fluido. Este modo de transferência de calor pode ser dividido em duas categorias, convecção natural e convecção forçada. Este depende de um mecanismo externo ao sistema para bombeamento de fluido, como um ventilador ou uma bomba d'água por exemplo. Aquele, por outro lado, ocorre devido às forças de empuxo que surgem a partir do gradiente de densidades gerado pelo diferencial de temperatura (HALLIDAY e RESNICK, 2010).

Diferentemente dos anteriores, o mecanismo de transferência de calor por radiação não necessita de um meio material para propagação. A energia térmica é transmitida por meio de ondas eletromagnéticas emitidas e absorvidas pela superfície dos materiais. Todos os corpos com temperatura diferente do zero absoluto emitem radiação, e, como consequência, estão sujeitos à incidência de radiação de corpos próximos. Segundo a Lei de Stephan-Boltzmann, a energia radiada por unidade de área de um corpo negro é proporcional à sua temperatura elevada à quarta potência, conforme equação 2 (INCROPERA *et al.* 2008).

$$E_{cn} = \sigma.T^4 \quad (2)$$

Onde E_{cn} representa a Energia emitida por um corpo negro, em [W/m²], σ representa a constante de Stephan-Boltzman, em [W/(m².k⁴)], e T representa a temperatura em Kelvin.

Os corpos negros, mencionados na lei de Stephan Boltzmann, são representações teóricas de corpos cuja superfície absorve toda a energia sobre ela incidente. Analogamente, o corpo negro também emite a maior energia possível por unidade de área para uma determinada temperatura. Assim, corpos negros podem ser interpretados como representação dos limites superiores teóricos para a energia radiante emitida e absorvida por uma superfície de um objeto real (BIRD *et al.* 2004).

Objetos reais absorvem e/ou emitem apenas uma fração da capacidade do corpo negro. Assim definem-se as propriedades emissividade e absorvidade, representativos desta parcela. Estes atributos são dependentes das características superficiais dos materiais. (USAMENTIAGA *et al.* 2011; CASTRO, 2014). Salvo raras exceções, estes parâmetros aumentam conforme o acréscimo de temperatura e, em metais, conforme grau de oxidação, e podem ser reduzidos com polimento (MAKINO, 1983).

Supondo um sistema composto de duas cavidades cujas paredes internas são compostas de materiais diferentes, é possível inferir que, com o sistema em equilíbrio, não há fluxo de calor através das paredes. A Figura 3 ilustra o sistema de duas cavidades.

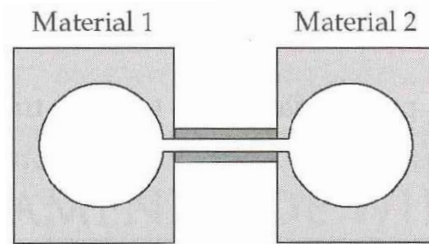


Figura 3: Experimento de duas cavidades
Fonte: (Bird et al. 2004)

Para que o sistema permaneça em equilíbrio termodinâmico, o balanço da energia radiada pelas duas cavidades deve ser nulo, implicando que a intensidade de radiação emitida e absorvida deve depender do material de composição das paredes.

Ao inserir um corpo negro à mesma temperatura das paredes no interior de uma das cavidades nota-se que, para manutenção do equilíbrio térmico, a intensidade de radiação absorvida pelas paredes deve ser a mesma irradiada pelo corpo negro, sendo o contrário também verdadeiro. Desta forma pode-se concluir que uma cavidade com paredes isotérmicas apresenta comportamento similar a um corpo negro para a mesma temperatura (BIRD *et al.* 2004).

Por fim, se um objeto real, em equilíbrio térmico com as paredes, for inserido neste sistema, o equilíbrio somente mantém-se caso a energia irradiada pelo corpo for igual à absorvida. A partir desta observação define-se a Lei de Kirchoff, que afirma que em um sistema equilibrado, a emissividade e a absorvidade de um objeto são iguais para qualquer comprimento de onda (BIRD *et al.* 2004).

2.2.1 RADIAÇÃO SOLAR

A incidência de radiação solar representa um mecanismo de adição de energia térmica para o condutor. O parâmetro absorvidade, característico do material e de seu estado de degradação, determina qual a parcela da energia incidente será absorvida. O ganho de calor devido à incidência de radiação solar, em [W/m], pode ser calculado conforme equação 3.

$$Q_{solar} = \alpha \cdot Q_s \cdot D_0 \text{ [W/m]} \quad (3)$$

Onde α , adimensional, representa a absorvidade do material, Q_s representa a intensidade de radiação solar incidente sobre o cabo, em [W/m²], e D_0 representa o diâmetro do cabo, em metros.

2.2.2 IRRADIAÇÃO

De acordo com a Lei de Stephan-Boltzmann, todos os corpos que apresentem temperatura acima da ambiente emitem radiação térmica proporcional à diferença entre sua temperatura e a ambiente. Similar à absorvidade, o parâmetro emissividade interfere na quantidade de energia irradiada, conforme equação 4

$$Q_{irradiado} = 17,8 \cdot D_0 \cdot \varepsilon \cdot \left[\left(\frac{T_s + 273,15}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_a + 273,15}{100} \right)^4 \right] \quad (4)$$

Onde D_0 representa o diâmetro do condutor em metros, ε , adimensional, representa a emissividade do material, e T_s e T_a , em [°C], representam as temperaturas do cabo e ambiente respectivamente.

2.2.3 CONVECÇÃO

A perda de calor convectiva ocorre quando o calor do cabo é transferido para o ar, elevando sua temperatura. Esta massa de ar quente, por ter densidade reduzida, tende a subir, sendo substituída por uma nova massa de ar frio. A quantidade de calor perdida por convecção pode ser calculada com as equações 5, 6 e 7

$$Q_{convecção} = 3,645 \cdot \sqrt{\rho_f} \cdot D_0^{0,75} \cdot (T_s - T_a)^{1,25} \quad (5)$$

$$Q_{convecção} = K_a \cdot (1,01 + 1,35 \cdot N_{re}^{0,52}) \cdot K_f \cdot (T_s - T_a) \quad (6)$$

$$Q_{convecção} = K_a \cdot 0,754 \cdot N_{re}^{0,6} \cdot K_f \cdot (T_s - T_a) \quad (7)$$

Onde a equação 5 refere-se à convecção natural, e as duas últimas à convecção forçada, sendo que a equação 6 é mais adequada para baixas velocidades e equação 7 para altas velocidades (IEEE Std, 2012). O padrão

adotado neste trabalho, recomendado pela norma vigente, é utilizar as três equações e considerar a maior valor obtido.

Nas equações de perda de calor convectivo estão presentes os fatores número de Reynolds, N_R , e direção do vento, K_α , que podem ser calculados com as equações 8 e 9 respectivamente.

$$N_R = \frac{D_0 \cdot \rho_f \cdot V_w}{\mu_f} \quad (8)$$

$$K_\alpha = 1,194 - \cos(\varphi) + 0,194 \cos(2\varphi) + 0,368 \sin(2\varphi) \quad (9)$$

A Tabela 1 apresenta os significados das variáveis utilizadas nos cálculos de perda de calor convectivo, bem como os valores utilizados para as constantes ambientais.

*Tabela 1: Variáveis ambientais utilizadas para cálculo da perda de calor convectivo
Fonte: do autor (2017)*

Símbolo	Significado	Valor utilizado
K_f	Condutividade térmica do ar	0,03 W/m.°C
T_s	Temperatura do condutor	Variável
T_a	Temperatura ambiente	Variável
D_0	Diâmetro do condutor	28,14 mm
ρ_f	Densidade do ar	1,03 kg/m ³
V_w	Velocidade do vento	Variável
μ_f	Viscosidade do ar	2,04. 10 ⁻⁵ kg/m.s
ϕ	Ângulo de incidência do vento	90°

2.2.4 EFEITO JOULE

A potência dissipada por um condutor elétrico em função da corrente passante pode ser calculada com a equação 10 (IEEE Std, 2012),

$$Q_{Joule} = R'(T).I^2 \quad (10)$$

onde I representa a corrente elétrica, em Ampères, e $R'(T)$, dado em Ω/m , representa a resistência por unidade de comprimento do cabo em função da temperatura, e pode ser obtido por meio da equação 11 (IEEE Std, 2012).

$$R'(T) = \frac{R'(75) - R'(20)}{75 - 20} * (T - 20) + R'(20) \quad (11)$$

onde T representa a temperatura do cabo, em $^{\circ}C$, e $R'(20)$ e $R'(75)$ representam as resistências por unidade de comprimento do cabo sob teste nas temperaturas de $20^{\circ}C$ e $75^{\circ}C$. A Tabela 2 apresenta os valores de resistência por unidade de comprimento padrões para um cabo DRAKE nas temperaturas de $20^{\circ}C$ e $75^{\circ}C$.

Tabela 2: Resistência por unidade de comprimento de um cabo DRAKE em função da temperatura
Fonte: Catálogo Técnico “Condutores Elétricos de Alumínio”, Alubar Altec

Temperatura [$^{\circ}C$]	Resistência por unidade de comprimento [$\mu\Omega/m$]
20	73
75	95

2.3 MONITORAMENTO DISTRIBUÍDO DE TEMPERATURA

Uma proposta para resolver a problemática da pontualidade da medição de temperatura consiste na utilização de um equipamento DTS (*Distributed Temperature Sensing*) para monitorar a temperatura do cabo OPGW de uma linha de forma distribuída.

O princípio de funcionamento deste equipamento baseia-se no conceito do retro espalhamento de *Brillouin*, relacionado a irregularidades microscópicas

na composição de uma fibra óptica, que alteram localmente o índice de refração (THÉVENAZ, 2010; DECHUN *et al.* 2016). Tais irregularidades estão associadas à tensão mecânica das fibras e às variações de temperatura ao longo de sua extensão (QUIRINO, 2012).

A partir da injeção de uma onda luminosa de frequência f_{pump} em uma fibra nota-se a geração de duas ondas retropropagadas, denominadas Stokes e anti-Stokes, sendo esta de frequência superior e aquela de frequência inferior, conforme equações 12, 13 e 14,

$$f_{stokes} = f_{pump} - f_B \quad (12)$$

$$f_{anti-stokes} = f_{pump} + f_B \quad (13)$$

$$f_B = \frac{2 \cdot n \cdot v_{som} \cdot f_{pump}}{c} \quad (14)$$

onde f_B é a frequência de Brillouin, n é o índice de refração da fibra, v_{som} e c são as velocidades do som e da luz na fibra (TUR *et al.* 2014).

A variação de frequência do pulso luminoso pode ser descrita em função da variação de temperatura e da tensão mecânica e acordo com a equação 15

$$\Delta f = C_T * \Delta T + C_\varepsilon * \Delta \varepsilon \quad (15)$$

onde C_T e C_ε são os coeficientes térmicos e mecânicos da fibra, e ΔT e $\Delta \varepsilon$ são as variações de temperatura e tensão em relação aos valores iniciais (DECHUN *et al.* 2016).

Este fenômeno pode ser utilizado para medição de temperatura e tensão mecânica ao longo de uma fibra de duas formas, por reflectometria óptica no domínio do tempo (*Optical Time Domain Reflectometry - OTDR*) e por análise óptica no domínio do tempo (*Optical Time Domain Analysis - OTDA*) (TUR *et al.* 2014).

O OTDR baseia-se nos conceitos tradicionais da reflectometria no domínio do tempo, em que, após a injeção de um pulso na entrada de um guia de onda, suas reflexões são monitoradas. O tempo de atraso entre os pulsos injetados e refletidos se traduz em distância, enquanto a diferença de frequência carrega informação de temperatura e tensão mecânica local. Devido

à baixa potência das reflexões esta metodologia exige a aplicação de diversas técnicas de redução de ruído, o que aumenta o tempo necessário para a realização de uma medição.

Diferentemente da anterior, a técnica de OTDA utiliza o conceito de Retroespalhamento de Brillouin estimulado (*Stimulated Brillouin Scattering - SBS*), em que são injetados pulsos luminosos de diferentes frequências nas duas terminações da fibra. Assim a onda de maior frequência transfere potência para a menor, o que acarreta em medições mais precisas (TUR *et al.* 2014).

2.4 BOBINAS DE ROGOWSKI

De acordo com a literatura, sensores de corrente são amplamente explorados em sistemas elétricos para medição, porém, grande parte dos equipamentos utilizados para este fim se baseiam na concepção do transformador de corrente com núcleo magnético, que apresentam elevado custo devido ao seu peso e volume, além de imprecisão da medida, devido à não linearidade de seu circuito magnético (DELBEN, 2008). Como alternativa para medidas de corrente é conhecida a aplicação da bobina de Rogowski, que consiste em um enrolamento de fio condutor em torno de um núcleo toroidal não magnético posicionado de forma perpendicular ao condutor pelo qual circula corrente de interesse. O acoplamento magnético entre condutor e bobina induz uma tensão nos terminais desta proporcional à variação temporal de corrente (HIGASHI, 2006). A Figura 4 apresenta o diagrama esquemático de uma bobina de Rogowski.

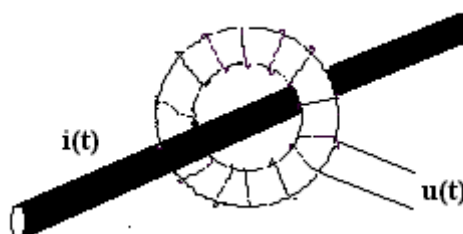


Figura 4: Desenho esquemático bobina de Rogowski

Fonte: Higashi, 2008.

Neste projeto foi escolhida a bobina de Rogowski para a medição de corrente pois, dentre os transdutores de corrente, este se destaca por sua resposta linear e ausência de saturação no núcleo, além de ser um elemento que garante isolamento galvânico entre os circuitos de medição e de potência (DELBEN, 2008).

A tensão nos terminais da bobina pode ser calculada utilizando a equação 16, onde ' $v(t)$ ', em [V] representa a tensão em função do tempo, ' N ' representa o número de espiras da bobina, ' μ_r ' e ' μ_0 ' representam as permeabilidades relativas (adimensional) e do vácuo (em [T.m/A]) respectivamente, ' A ' representa a área da seção transversal do núcleo da bobina, em [m²], ' d ' representa a distância média entre a bobina e o condutor de interesse, em [m], e ' $i(t)$ ' é a corrente em função do tempo que circula no condutor, em [A].

$$v(t) = \frac{N \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A}{2 \cdot \pi \cdot d} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (16)$$

Isolando a corrente obtém-se a equação 17, que permite calcular a corrente no condutor a partir da tensão medida nos terminais da bobina:

$$i(t) = \frac{2 \cdot \pi \cdot d}{N \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot A} \cdot \int v(t) dt \quad (17)$$

2.5 TÉCNICAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS AMOSTRADOS

Do teorema de Nyquist sabe-se que, para fiel reconstrução de um sinal analógico após o processo de amostragem e quantização, deve-se garantir frequência de amostragem superior ao dobro da maior componente de frequência presente no sinal de interesse (PROAKIS e MANOLAKIS, 1996).

Ruídos encontram-se presentes em qualquer sinal analógico, e podem ser definidos como sinais indesejáveis que não carregam informação (VASEGHI, 2008). Dentre os diferentes tipos de ruído destacam-se os ruídos Johnson, proveniente da agitação térmica dos átomos dos componentes eletrônicos, ruídos de interferência, que surgem a partir da interação dos equipamentos de medição com campos eletromagnéticos presentes no

ambiente, e o ruído de quantização, presente em conversores A/D devido à limitação da resolução em amplitude (CERQUEIRA *et al.* 2000)

O processo de filtragem apresenta como objetivo principal a separação das componentes de frequência de interesse das componentes de ruído de sinais amostrados (SMITH, 1997). Este procedimento pode ser realizado com filtros analógicos e/ou digitais, sendo que estes apresentam como principal vantagem a estabilidade temporal e térmica, além da facilidade de implementação de filtros de ordens superiores (ROSA, 2005).

Neste trabalho foram estudadas e aplicadas três técnicas digitais para redução de ruído em sinais amostrados: Sobreamostragem, média ponto-a-ponto, e média móvel.

2.5.1 SOBRE AMOSTRAGEM

Esta técnica consiste em adquirir continuamente um sinal com uma frequência de amostragem múltipla da definida pelo teorema de Nyquist, realizando a média aritmética de N_{sa} amostras subsequentes. Desta forma é possível aumentar a resolução equivalente e a relação sinal-ruído do sistema conforme equação 18 e 19.

$$\text{númerodebitsadicionais} = \log_4 N_{sa} \quad (18)$$

$$SNR_{resultante} = SNR_{original} \cdot \sqrt{N_{sa}} \quad (19)$$

Onde N_{sa} , denominada taxa de sobreamostragem, é a razão entre a frequência de sobre amostragem e a frequência de Nyquist. O incremento da taxa de amostragem faz com que o ruído de quantização seja distribuído fora da largura de banda do sinal original (MATSUYA *et al* 1987).

Devido ao procedimento de média e decimação, há redução na banda passante do sistema proporcional à N_{sa} . Outra desvantagem associada à essa técnica é a necessidade de frequências de amostragens muito elevadas para melhorias significativas na SNR, o que traduz-se em elevado custo computacional e maior consumo de potência do conversor A/D quando comparado com a amostragem simples (TEXAS, 2013). Desta forma é possível

limitar a aplicação desta técnica a sinais de baixas a médias frequências (PEKONEN, 2014; STILSON, 2006).

2.5.2 MÉDIA PONTO A PONTO

Diferentemente da técnica de sobreamostragem, a média ponto a ponto não reduz a banda passante e utiliza a taxa de amostragem original. O ganho em resolução baseia-se no cálculo de média aritmética de um conjunto de aquisições subsequentes. As melhorias em resolução e SNR podem ser calculadas com as equações 18 e 19, substituindo o termo N_{sa} pelo número de aquisições componentes do conjunto.

A Figura 5 apresenta um exemplo de sinal ruidoso filtrado utilizando esta técnica. As curvas azul e verde representam duas amostras coletadas diretamente, enquanto a curva vermelha representa a média entre 16 amostras subsequentes.

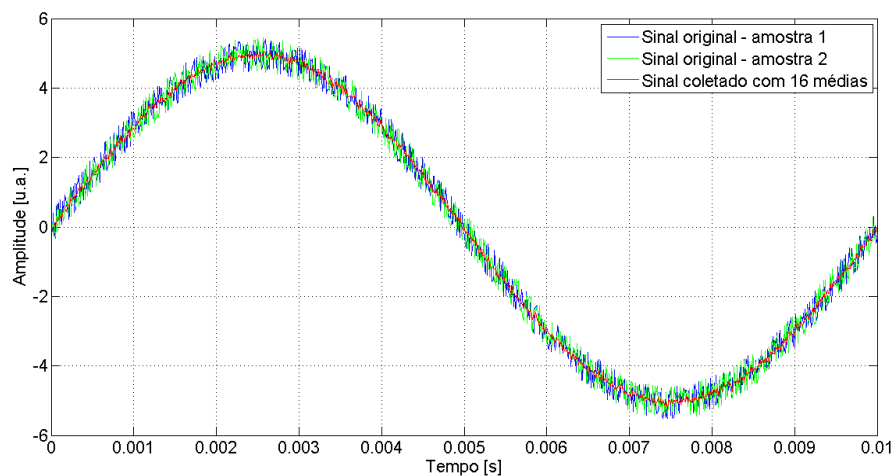


Figura 5: Técnica de média ponto a ponto

Para garantir o resultado esperado do cálculo da média de sinais coletados sequencialmente é indispensável garantir a periodicidade do sinal de interesse. Além disso, o sistema de aquisição deve apresentar um *trigger* de alta estabilidade. Diferenças de fase entre amostras subsequentes resultarão em deformação do sinal após o processo de médias. Embora esta técnica não necessite alteração no período de amostragem em relação a uma aquisição

convencional, é importante notar que, quanto maior o número de amostras utilizadas no cálculo de médias, maior o tempo despendido em uma conversão.

2.5.3 MÉDIA MÓVEL

A terceira técnica de redução de ruído presente neste trabalho é conhecida como média móvel, e consiste em calcular a média aritmética ou ponderada de um conjunto de dados pertencentes ao sinal coletado. Este conjunto é então substituído pela média resultante. Para a iteração seguinte, descarta-se o primeiro ponto do conjunto, substituindo-o pelo próximo dado da amostra coletada. As melhorias em resolução e SNR podem ser calculadas com as equações 18 e 19, substituindo o termo N_{sa} pelo número de pontos utilizados em cada conjunto.

Desta forma, para a utilização desta técnica não é necessário o incremento da taxa de amostragem, além de não apresentar restrição quanto à periodicidade do sinal de interesse. A Figura 6 apresenta um exemplo de um sinal senoidal filtrado utilizando a técnica de média móvel sem ponderação, calculando a média de nove pontos adjacentes.

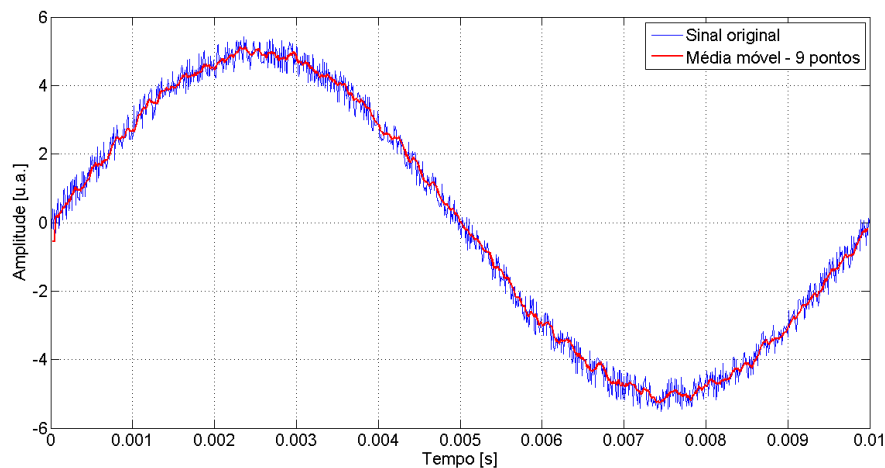


Figura 6: Sinal filtrado com técnica de média móvel

Devido à sua simplicidade teórica, a técnica de média móvel pode ser encontrada em diversos softwares comerciais como ferramenta de suavização. Ao utilizar esta técnica deve-se garantir que o tamanho do intervalo utilizado no cálculo das médias deve ser muito menor do que o sinal coletado, pois este

tipo de filtro reduz a banda passante no sinal original. Esta redução é proporcional à largura do intervalo (CERQUEIRA *et al.* 2000), conforme exemplificado no diagrama da Figura 7.

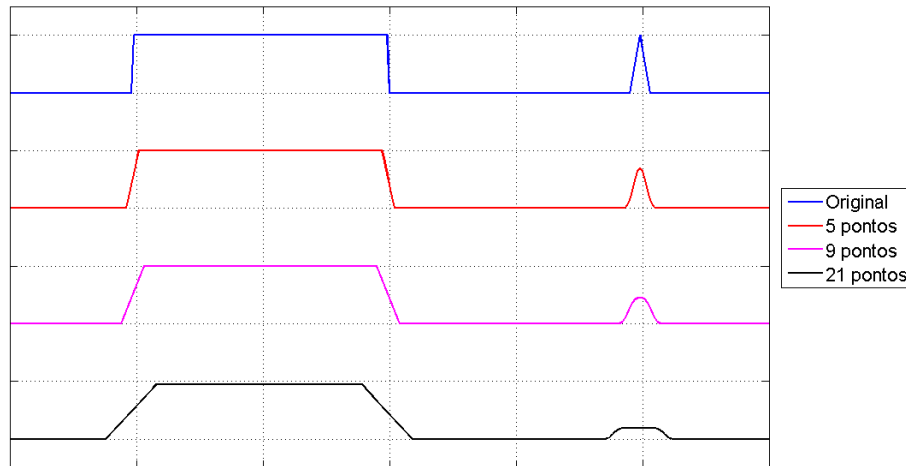


Figura 7: Representação da deformação de um sinal pelo filtro de média móvel

Para reduzir o atraso na resposta do sinal filtrado, podem ser atribuídos pesos às amostras pertencentes ao intervalo selecionado para o cálculo das médias, com destaque para as ponderações linear e exponencial. Ambas imputam relevância menor para pontos mais antigos e maior para pontos mais recentes, diferindo apenas na regra para a distribuição dos pesos.

3 ENSAIO DE PARÂMETROS RADIATIVOS

3.1 ENSAIO EXTERNO

O ensaio proposto neste trabalho apresentou como objetivo verificar o balanço térmico de um trecho de cabo de linha de transmissão, e estimar os parâmetros radiativos, emissividade e absorvidade. Para tanto foi desenvolvido um aparato caracterizado pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 8. Neste está representada a estrutura para suportar o elemento em teste, bem como os pontos de comunicação com o sistema de controle e medição, detalhados na sequência.

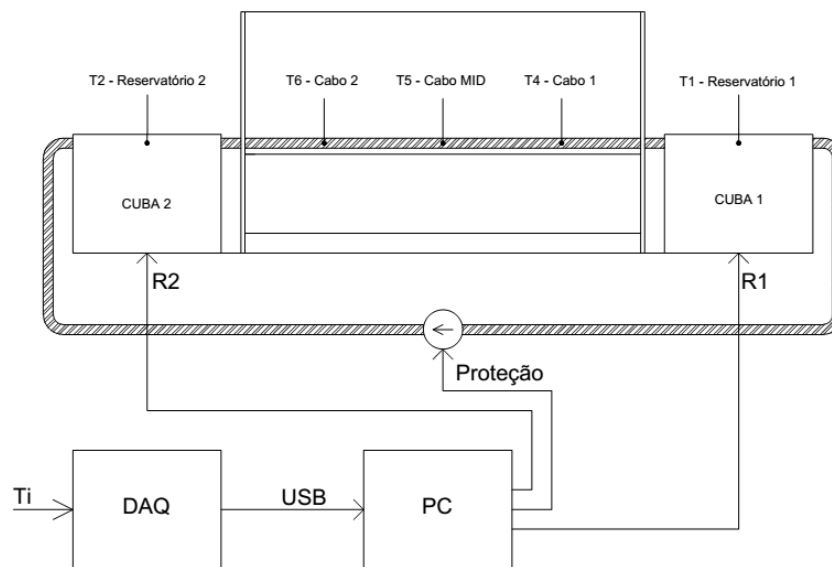


Figura 8: Diagrama de blocos do ensaio.
Fonte: o autor (2017)

Os dois reservatórios presentes nas laterais da bancada foram preenchidos com água, de maneira a manter as terminações de ambos os lados do cabo submersas. O sistema de controle foi projetado de modo a aquecer o líquido por meio das resistências R1 e R2 até que este esteja na mesma temperatura do cabo sob teste. Tal configuração objetivou garantir que não haja transferência de calor na direção axial do cabo, apenas na direção radial devido à interação ambiental. A lógica de controle será explicada com maiores detalhes neste capítulo.

A amostra de cabo em teste foi conectada no secundário de um transformador abaixado. Desta forma, a partir do controle da tensão no primário

deste equipamento, é possível controlar a intensidade de corrente no trecho de interesse. A Figura 9 apresenta o diagrama em blocos do sistema de injeção de corrente na amostra, em que se destaca o autotransformador T1, utilizado para o ajuste de corrente. Além do cálculo do balanço térmico, as grandezas de corrente e temperatura também foram utilizadas como entradas de um sistema de proteção, projetado para desligar o ensaio caso a temperatura do cabo superasse sua máxima nominal ou fosse detectado sobrecorrente.

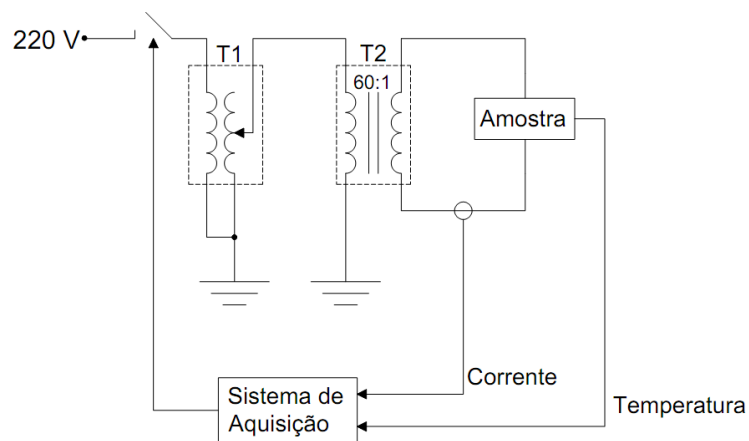


Figura 9: Diagrama em blocos do sistema de injeção de corrente do ensaio
Fonte: o autor (2017)

A medição de corrente foi efetuada utilizando um amperímetro alicate SR759 fabricado pela AEMC Instruments. Tal dispositivo possui saída analógica de tensão, conectada ao sistema de aquisição Agilent 34970A.

A aquisição de temperatura foi realizada por meio de 6 termopares conectados ao sistema de aquisição, sendo um para cada reservatório (T1 e T2), um para temperatura ambiente (T3, não representado no diagrama) e três distribuídos ao longo do cabo em teste (T4 a T6).

A medição de intensidade de radiação solar incidente foi realizada utilizando o piranômetro ML-01, comercializado pela EKO Instruments. Este componente apresenta como elemento transdutor um fotodiodo de silício associado com um resistor shunt. Desta forma o sensor apresenta saída em tensão linear com sensibilidade de $50 \mu\text{V}/\text{W}/\text{m}^2$. A Figura 10 apresenta a resposta espectral relativa deste transdutor. É possível notar que a sensibilidade não apresenta descontinuidades entre o ultravioleta (comprimento de onda de aproximadamente 380 nm) até a faixa de infravermelho

(comprimento de onda acima de 740 nm), sendo adequado para medições de radiação solar.

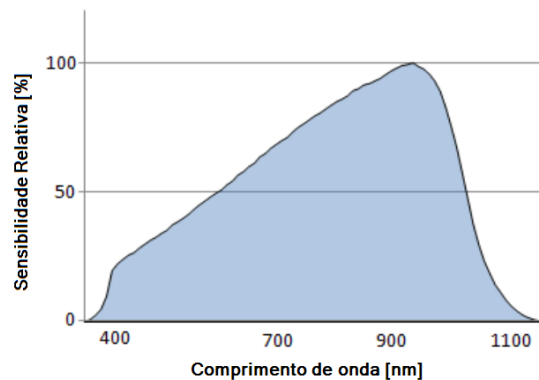


Figura 10: Resposta espectral do piranômetro
Fonte: Eko Instruments, 2016

Foi desenvolvido um software em linguagem C# para realizar a comunicação entre o computador e o sistema de aquisição, bem como apresentar representação gráfica das temperaturas coletadas. Neste *software* foram implementadas a rotina de controle comentada anteriormente e uma rotina de proteção para desligar a fonte de corrente caso a temperatura do cabo exceda a nominal. A Figura 11 apresenta o formulário principal da primeira versão software desenvolvido. Neste formulário estão disponíveis para visualização as medidas atuais de cada sensor, interface para o operador habilitar e desabilitar as rotinas de proteção e controle, além de tabela com o histórico de leitura dos sensores. Os dados presentes nesta tabela são salvos em formato “.csv” em um arquivo selecionado pelo usuário.

Como o sistema de aquisição possui módulos de saídas digitais e analógicas, também foram implementadas interfaces para o operador configurar essas saídas.

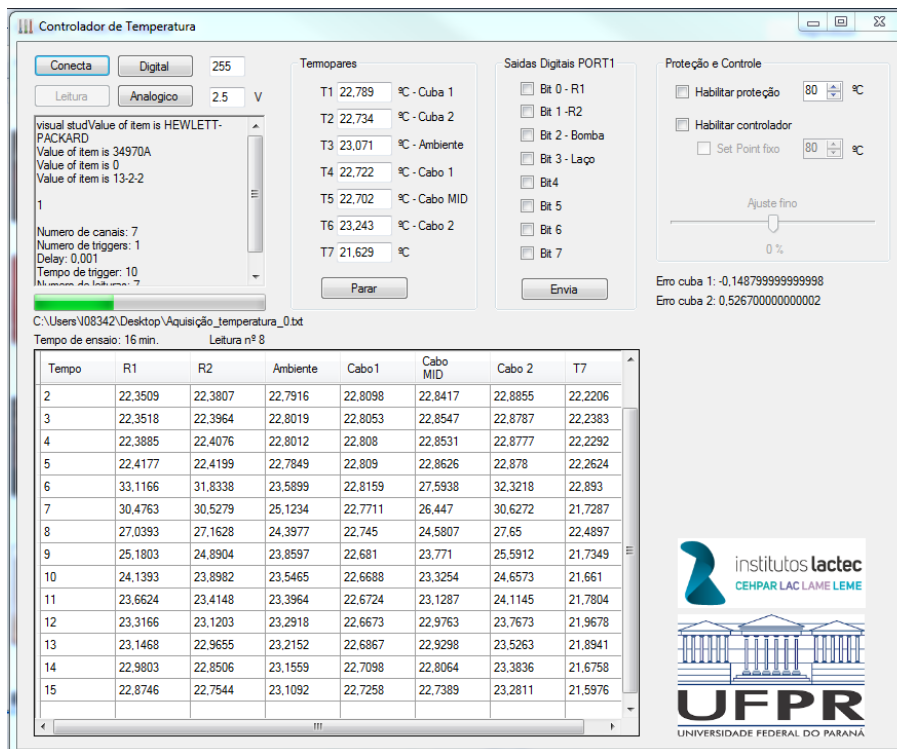


Figura 11: Formulário principal da primeira versão do software desenvolvido
Fonte: o autor (2017)

A Figura 12 apresenta a interface gráfica para representar os dados coletados durante o ensaio, enquanto a Tabela 3 apresenta de forma resumida a posição de cada sensor bem como sua cor representativa nos gráficos gerados.

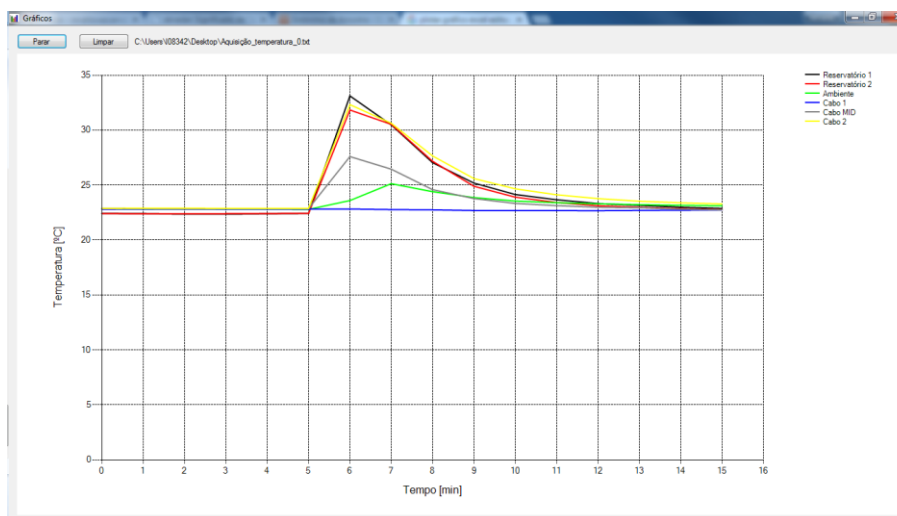


Figura 12: Interface gráfica das medidas coletadas na primeira versão do software
Fonte: o autor (2017)

Tabela 3: Código de cores dos termopares

Sensor	Objetivo	Cor representativa
T1	Medição da temperatura da água no reservatório 1	Preto
T2	Medição da temperatura da água no reservatório 2	Vermelho
T3	Medição da temperatura ambiente	Verde
T4	Medição da temperatura do cabo na região próxima ao reservatório 1	Azul
T5	Medição da temperatura no centro do cabo	Cinza
T6	Medição da temperatura do cabo na região próxima ao reservatório 2	Amarelo

Fonte: o autor (2017)

A velocidade e a direção do vento incidente sobre o cabo foram controladas por meio de um sistema de ventilação forçada que fornece corrente de ar contínua a uma velocidade de até 4 m/s perpendicular ao elemento em teste.

Foi desenvolvida uma rotina no software Matlab com a função de aplicar a equação 1 utilizando os dados coletados enquanto realiza uma varredura nos valores possíveis dos parâmetros emissividade e absorvidade do trecho de cabo com o objetivo de determinar quais valores melhor aproximam o balanço térmico de zero.

A fim de garantir a exatidão das medidas, o conjunto de termopares foi calibrado no laboratório de metrologia dos Institutos Lactec. O procedimento consistiu em imergir os sensores em um equipamento calibrador à banho térmico tipo bloco seco PRESYS T-650P e configurar três níveis de temperatura, 30°C, 50°C e 80°C. O arranjo experimental deste processo está apresentado na Figura 13. As curvas de temperatura dos sensores podem ser observadas na Figura 14. Nesta observa-se a exatidão das medidas realizadas por esse sistema.



Figura 13: Arranjo experimental calibração dos termopares
Fonte: o autor (2017)

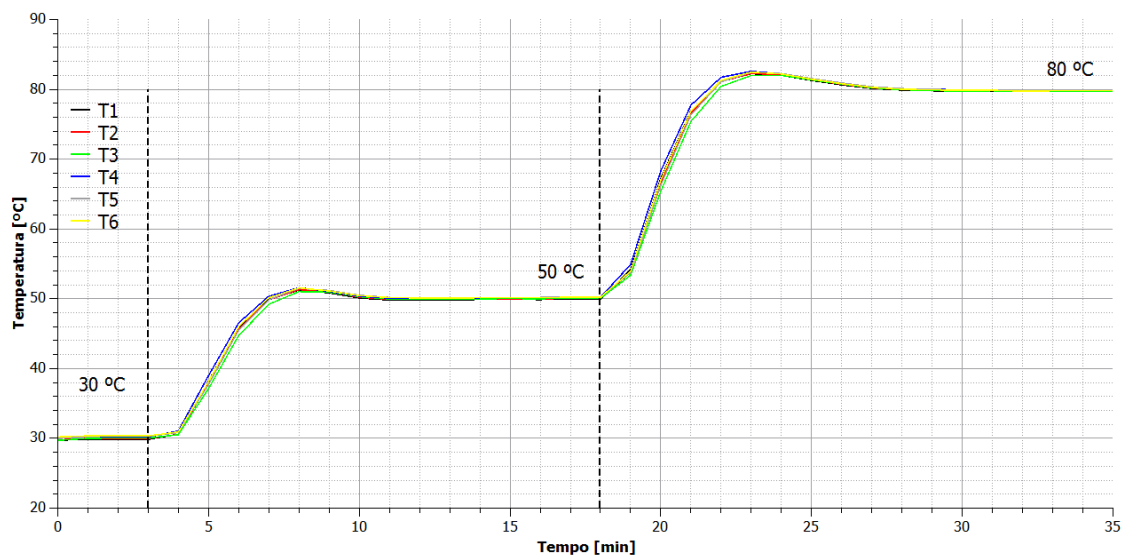


Figura 14: Curva de temperatura calibração dos termopares
Fonte: o autor (2017)

A Tabela 4 apresenta a exatidão calculada para os termopares utilizados neste projeto após a estabilização. Observando as incertezas das medidas, pode-se estimar um erro máximo nas medidas de 0,44% em relação com a temperatura de referência, o que permite concluir que estes transdutores são adequados para a aplicação proposta.

Tabela 4: Exatidão dos termopares utilizados no ensaio de emissividade

Fonte: o autor (2017)

Temperatura referência	T1	T2	T3	T4	T5	T6
50°C	49,901 ± 0,032	49,993 ± 0,032	50,023 ± 0,035	50,152 ± 0,028	50,220 ± 0,036	50,187 ± 0,033
80°C	79,793 ± 0,045	79,845 ± 0,047	79,815 ± 0,044	80,005 ± 0,043	79,991 ± 0,051	79,900 ± 0,052

Com o intuito de controlar a temperatura da água dos reservatórios, foi desenvolvido um controlador proporcional que, a partir da informação da diferença entre a temperatura de referência e a temperatura dos reservatórios, fornece como saída o ciclo de trabalho de um PWM. Desta forma regula-se a potência aplicada nas resistências de aquecimento. O ciclo de trabalho do PWM pode ser calculado utilizando-se a equação 20. A Tabela 5 apresenta o significado das constantes utilizadas, juntamente com os valores adotados, enquanto a Tabela 6 apresenta as variáveis de interesse para o controlador.

$$t = \frac{m \cdot c \cdot e}{P} [s] \quad (20)$$

Tabela 5: Constantes pertinentes para o controlador

Fonte: o autor (2017)

Constantes			
Símbolo	Significado	Valor	Unidade
m	Massa de água nos reservatórios	100	kg
c	Calor específico da água	4186	J/kg°C
P	Potência das resistências	7000	W

Tabela 6: Variáveis pertinentes para o controlador

Fonte: o autor (2017)

Variáveis		
Símbolo	Significado	Unidade
e	Erro. Diferença entre as temperaturas dos reservatórios em relação ao <i>setpoint</i>	°C
t	Tempo que a resistência deve permanecer ligada	s

A cada minuto o algoritmo do software realiza a média de 10 medidas de temperatura, referentes aos últimos 30 segundos, e efetua o cálculo para determinar o tempo de ativação das resistências no próximo ciclo. As Figura 15

e Figura 16 apresentam as curvas de temperatura dos reservatórios para os *set points* de 40°C e 80°C respectivamente.

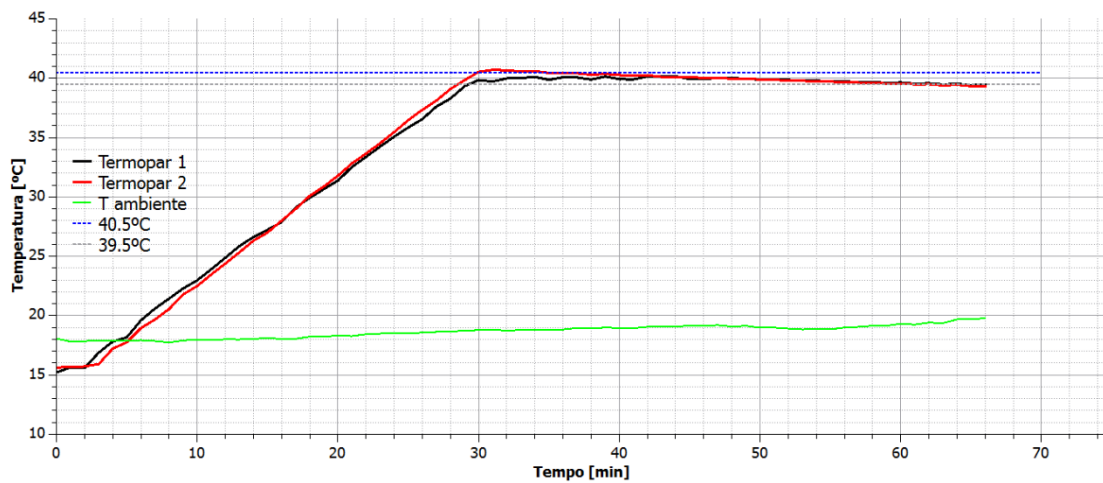


Figura 15: Controle de temperatura em 40 °C
Fonte: o autor (2017)

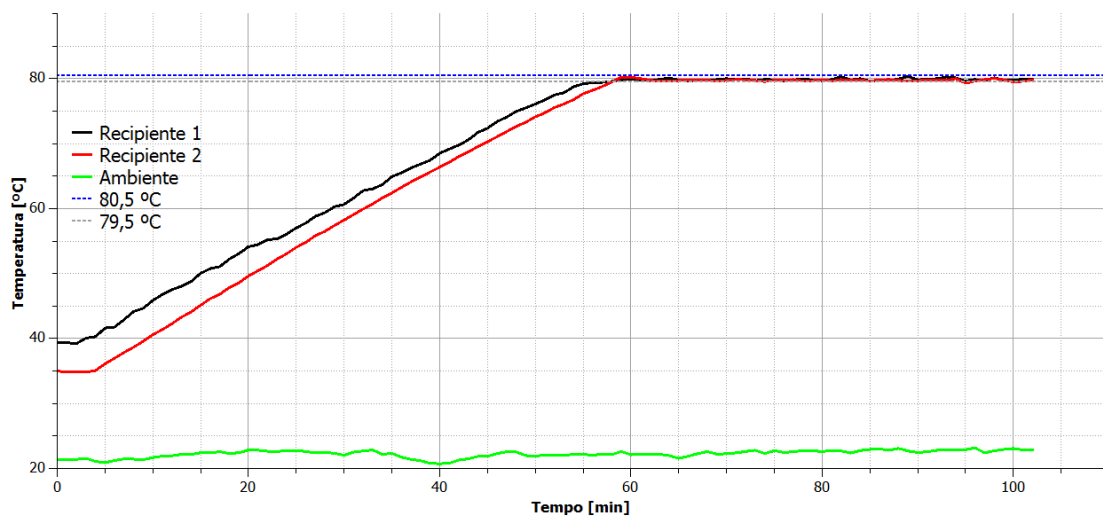


Figura 16: Controle de temperatura em 80 °C
Fonte: o autor (2017)

Nos dois experimentos foi observado que a temperatura dos reservatórios permanece em um intervalo de [*set point* – 0,5; *set point* + 0,5], apresentando amplitude de oscilação máxima de 1 °C e erro máximo de 0,5 °C em relação ao ajuste.

Foi observado que, a 80 °C, os reservatórios perdem calor para o meio a uma taxa aproximada de -0,3°C/min. De acordo com a equação 3, se as resistências permanecerem ligadas por um tempo de 60 segundos, ou seja,

ciclo de trabalho de 100% é possível elevar a temperatura dos reservatórios em aproximadamente 1 °C. Assim foi possível concluir que o período de 1 minuto está adequado para este controlador.

A Figura 17 apresenta as curvas de temperatura nos termopares para os valores eficazes de corrente de 0, 102, 306 e 713 A. Para correntes de até 306 A é possível notar que o controlador foi capaz de elevar a temperatura dos reservatórios de modo a acompanhar a do cabo em tempo real. Para corrente eficaz de 713 A temperatura dos reservatórios não acompanhou a do cabo em tempo real. Além disso, nota-se que a potência associada à corrente de 102 A não foi suficiente para elevar a temperatura do cabo de forma significativa.

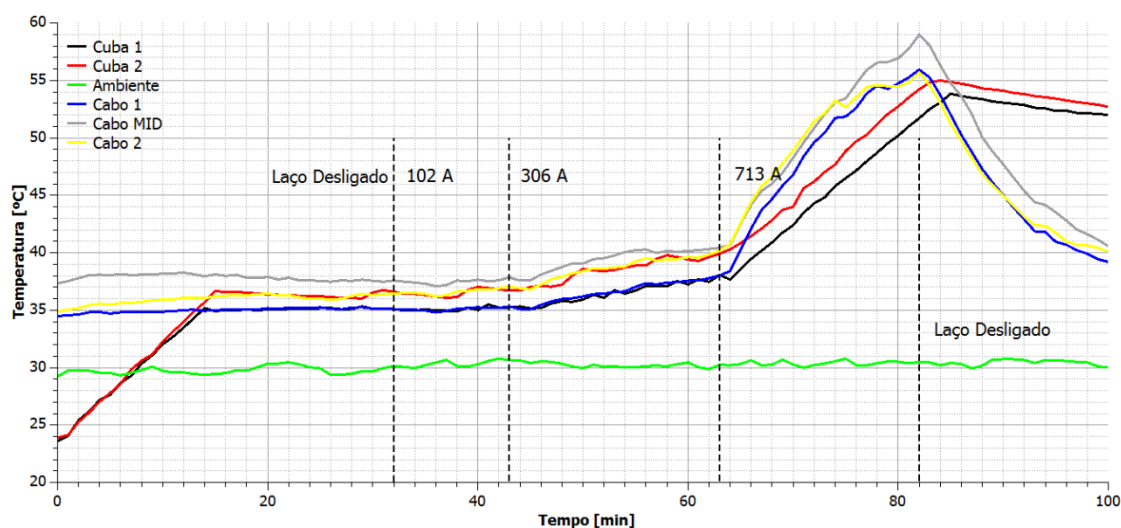


Figura 17: Ensaio com diversos patamares de corrente
Fonte: o autor (2017)

A Figura 18 apresenta as curvas de corrente e temperatura do cabo e ambientes de um ensaio em que foi analisada influência do vento no balanço térmico do cabo. Para tanto primeiramente o laço de corrente foi energizado com 300 A. Após cerca de uma hora a ventilação forçada foi acionada a uma velocidade de 3 m/s perpendicular ao cabo.

Em outra etapa o valor de corrente foi aumentado para 450 A e a ventilação desligada. Após aproximadamente duas horas nessa condição a ventilação foi novamente acionada. A partir desta imagem é possível perceber qualitativamente a presença de ventilação apresenta o potencial de reduzir a temperatura de um cabo de forma significativa em poucos minutos.

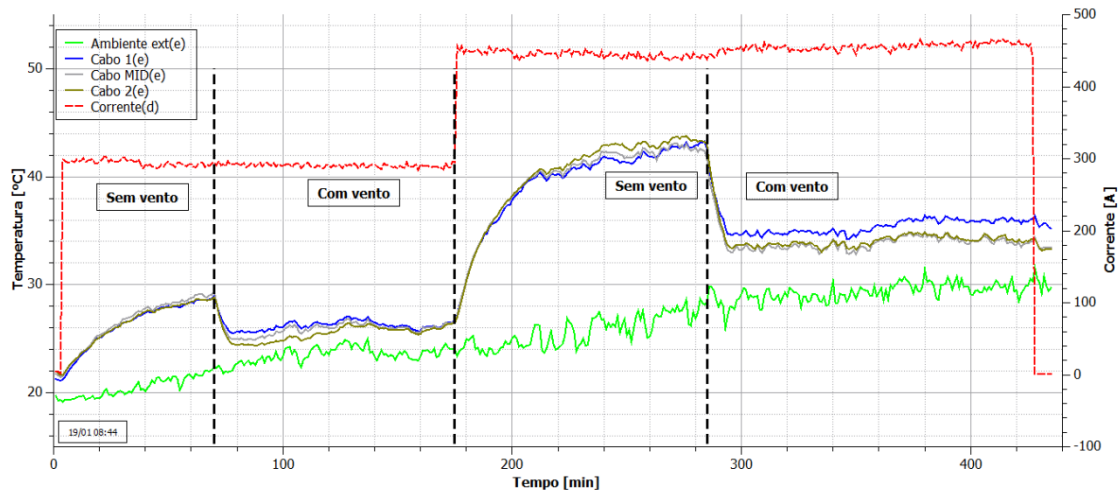


Figura 18: Ensaio com e sem vento
Fonte: o autor (2017)

Observando as curvas apresentadas nas Figura 15 e Figura 16 é possível perceber que o tempo de aquecimento dos reservatórios é elevado, da ordem de dezenas de minutos a até horas. Ao realizar um ensaio deve-se esperar o estabelecimento do equilíbrio térmico entre os reservatórios e a amostra de cabo para então analisar o balanço térmico do sistema. Tal procedimento deve ser adotado também quando aplicado degrau de corrente, visto que a inércia térmica do cabo é muito menor do que a dos reservatórios. Esse fenômeno pode ser observado na Figura 17 no momento de elevação da corrente de 306 A para 713 A.

A diferença na inércia térmica do cabo e dos reservatórios também pode ser observada nos últimos minutos do ensaio representado na Figura 17, mas analisando agora o tempo de resfriamento destes elementos. Assim deve-se evitar reduzir significativamente a amplitude de corrente com o ensaio em andamento, pois conforme o cabo esfria a diferença de temperatura ocasionará em fluxo térmico axial dos reservatórios para o trecho sob teste.

Com o objetivo de determinação do valor de emissividade e absorvidade do trecho de cabo sob ensaio foi realizada uma varredura destes parâmetros para encontrar o que melhor satisfaz a equação 1. A Tabela 7 apresenta um conjunto de dados referentes aos ensaios realizados nos meses de fevereiro e março de 2017, juntamente com os valores estimados de emissividade e absorvidade estimados.

Tabela 7: Emissividades e absorvidades estimadas
 Fonte: o autor (2017)

Data	Emissividade / absortividade	Média Balanço térmico [W/m]	Duração do ensaio [min]	Corrente [A]	Média radiação solar incidente [W/m ²]
14/02/2017	1	-16,5	185	400	697
15/02/2017	1	-2,00	388	380	517
16/02/2017	0,66	0,0275	336	400	694
17/02/2017	0,29	-0,0274	416	400	764
20/02/2017	0,22	-0,0432	177	400	880
21/02/2017	0,52	-0,00780	386	400	805
23/02/2017	1	-1,26	389	500	674
24/02/2017	1	-3,90	396	600	486
03/03/2017	0	-21,3	298	800	466
06/03/2017	0,79	-0,0390	424	400	528
09/03/2017	1	-13,1	396	800	695
10/03/2017	1	-3,79	412	800	631

Observando estes dados é possível notar que a maioria dos ensaios retornou valores de emissividade e absorvidade iguais a 1 ou 0, representados em vermelho na tabela acima. Estes valores representam situações em que o valor calculado mais adequado para os parâmetros radiativos ficou fora do intervalo de existência destes, contrariando sentido físico.

Com o intuito de solucionar este problema, o programa foi modificado para calcular os valores de emissividade / absorvidade mais adequados em cada ponto do ensaio individualmente, para no final realizar a média aritmética destes parâmetros. Desta forma foi possível identificar e descartar os pontos com dados incongruentes.

Na Figura 19 pode ser observada a curva representativa do balanço térmico calculado em função do valor dos parâmetros radiativos para o minuto 125 do ensaio realizado na data 20/02/2017. Pode-se perceber que para emissividade / absorvidade igual a 0,37 o balanço térmico resulta em seu valor calculado mais próximo de nulo. Também nota-se a sensibilidade do balanço térmico calculado em relação aos parâmetros radiativos. A variação

destes em seu intervalo de existência resultou na variação de aproximadamente 25,5 W/m no balanço resultante.

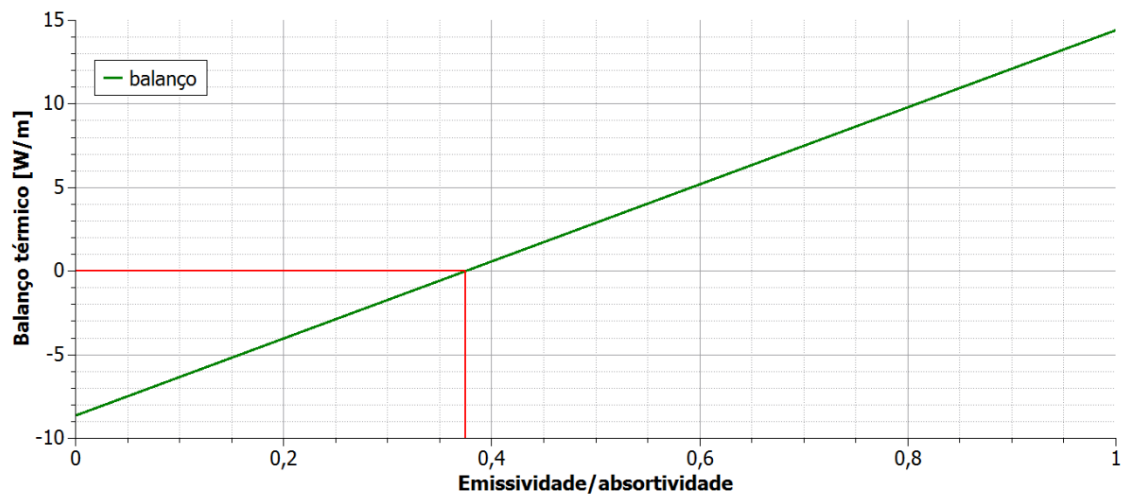


Figura 19: Varredura dos parâmetros radiativos em ensaio 20/02/2017
Fonte: o autor (2017)

A Figura 20 apresenta a curva de emissividade / absortividade estimados para um ensaio realizado no dia 20/02/2017. Neste gráfico estão destacados em vermelho os pontos descartados antes do cálculo do valor médio. Pode ser percebida nesta representação a elevada dispersão para o valor ótimo dos parâmetros de interesse.

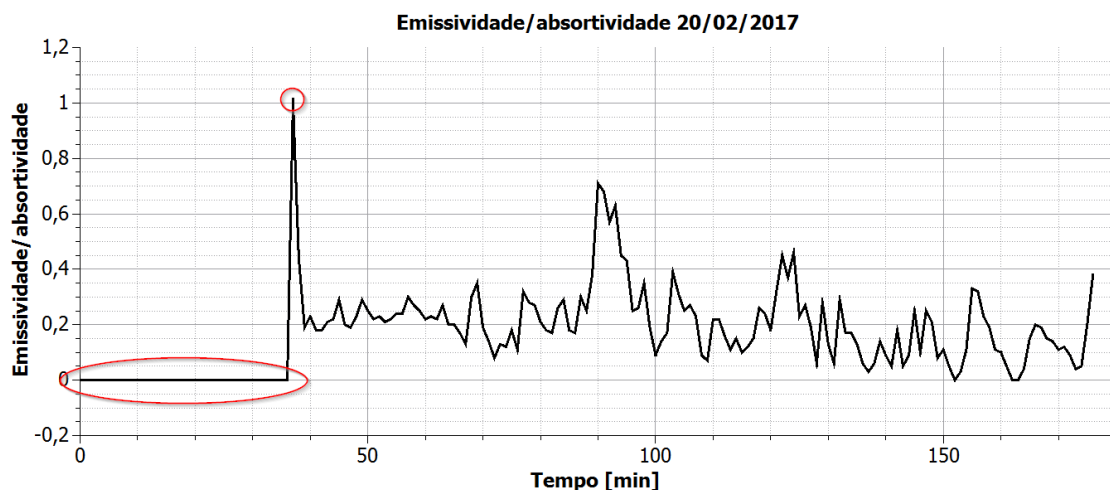


Figura 20: Emissividade/absortividade estimada em ensaio realizado em 20/02/2017
Fonte: o autor (2017)

A Figura 21 apresenta o histograma com a distribuição dos valores de emissividade e absortividades calculados para o ensaio do dia 20/02/2017 após o descarte dos dados inadequados. Esta distribuição foi construída

considerando intervalo de classe equivalente a 0,05. A partir da análise estatística foi obtido o valor médio de 0,21 com desvio padrão de 0,13, o que representa mais de 10% do intervalo de existência destes parâmetros.

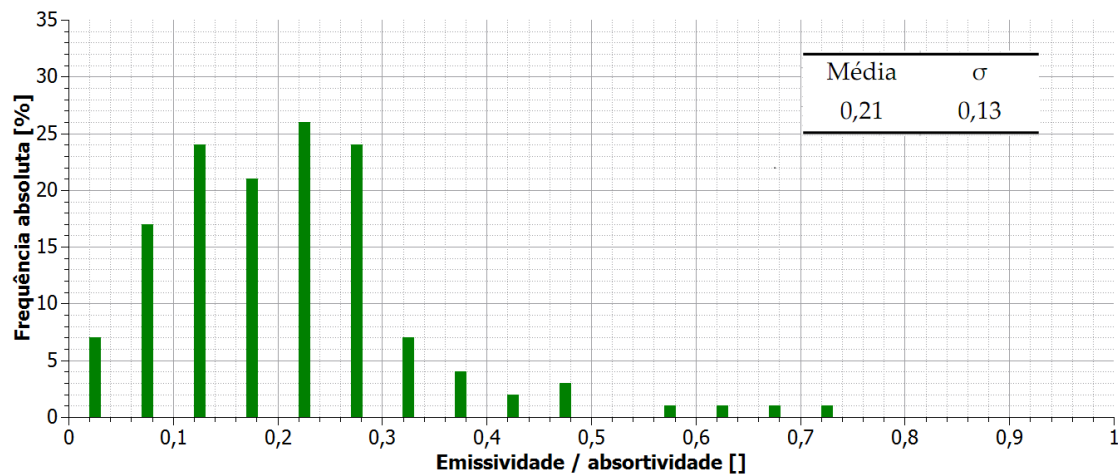


Figura 21: Distribuição dos valores de emissividade calculados para ensaio do dia 20/02/2017
Fonte: do autor (2017)

A Tabela 8 apresenta os valores estimados para os parâmetros radiativos utilizando esta nova metodologia. A partir deste foi possível estimar o valor de 0,4 para o trecho de cabo analisado, considerando apenas os ensaios em que foi possível aproveitar no mínimo 50% dos dados coletados.

A partir da observação dos dados apresentados na Tabela 8 e na Figura 20 percebe-se a elevada dispersão nos valores estimados para os parâmetros emissividade e absortividade da amostra ensaiada. Esta imprecisão pode ser originada da diferença entre a inércia térmica do cabo e do tempo de resposta do sensor de radiação solar. Assim, enquanto o piranômetro detecta mudanças bruscas na radiação incidente, como por exemplo, na passagem de uma nuvem, o cabo apresenta atraso em sua resposta térmica. Neste caso, para correta estimação dos parâmetros radiativos deve-se aguardar nova estabilização térmica. Foi percebido que em ensaios em que a radiação apresentou comportamento contínuo, representativo de dias com poucas nuvens, o número de amostras descartadas foi menor.

Tabela 8: Emissividade e absortividade estimadas utilizando a segunda versão do script
 Fonte: o autor (2017)

Data	Emissividade / absortividade	Desvio Padrão	Pontos considerados
13/02/2017	0,42	0,24	34,5%
14/02/2017	0,75	0,23	21,1%
15/02/2017	0,47	0,22	44,6%
16/02/2017	0,52	0,28	69,4%
17/02/2017	0,20	0,17	61,8%
20/02/2017	0,21	0,13	76,8%
21/02/2017	0,31	0,18	91,2%
23/02/2017	0,50	0,21	54,2%
24/02/2017	0,64	0,2	33,1%
03/03/2017	0,67	0,28	4,0%
06/03/2017	0,48	0,27	52,4%
09/03/2017	0,78	0,23	23,0%
10/03/2017	0,49	0,25	43,9%

3.2 ENSAIO EM VÁCUO

Com o objetivo de aprimorar o ensaio de emissividade foi construída uma câmara de vácuo cilíndrica de PVC-Defofo 150 mm, conforme representado na Figura 22, onde o cilindro central representa o cabo em teste, enquanto o externo representa a câmara. A fim de simular o efeito de paredes com comportamento similar ao corpo negro, o interior do tubo foi revestido com tinta preta.

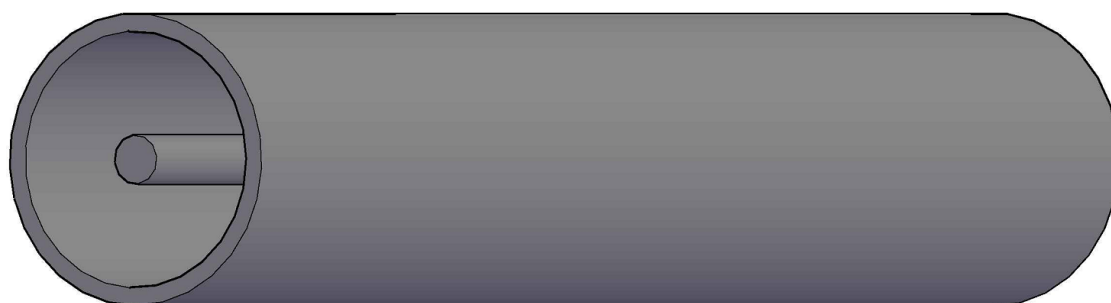


Figura 22: Representação gráfica da câmara de vácuo
 Fonte: o autor (2017)

Realizando o teste em ambiente interno fechado não há radiação solar incidente. Além disso, no vácuo não há dissipação de calor por convecção. Desta forma, a equação 1 pode ser reescrita como:

$$Q_{Joule} = Q_{irradiado} \quad (21)$$

Eliminando assim duas variáveis com comportamento estocástico, porém, deve-se considerar também a radiação emitida pelas próprias paredes. Desta forma, o balanço térmico neste sistema pode ser descrito como:

$$Q_{Joule} + Q_{paredes} = Q_{irradiado} \quad (22)$$

Como a emissividade determina a parcela de calor irradiado por um corpo em comparação com o máximo teórico, a parcela $Q_{Irradiado}$ pode ser reescrita como :

$$Q_{Irradiado} = \varepsilon * Q_{Irradiado\ max} \quad (23)$$

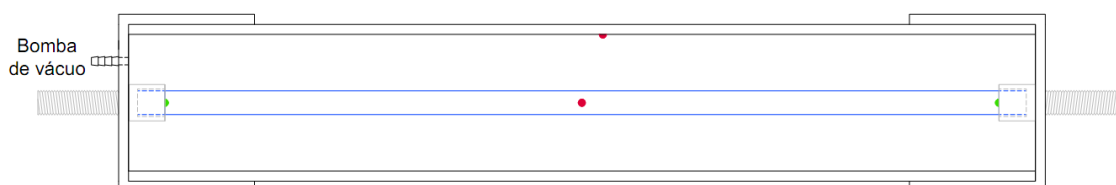
Assim, expandindo a equação 22 com o objetivo de isolar a emissividade e considerando a emissividade das paredes como a unidade (corpo negro), é possível obter a equação 24:

$$\varepsilon = \frac{Q_{Joule} + Q_{paredes}}{Q_{Irradiado\ max}} \quad (24)$$

Assim, por meio do monitoramento da tensão, corrente e temperatura sobre a amostra e nas paredes internas é possível calcular a emissividade. A injeção de corrente na amostra continuou sendo realizada de acordo com o diagrama apresentado na Figura 9, porém as potências nominais dos equipamentos foram reduzidas com o objetivo de redução de espaço ocupado, visto que este arranjo foi aplicado na parte interna do laboratório.

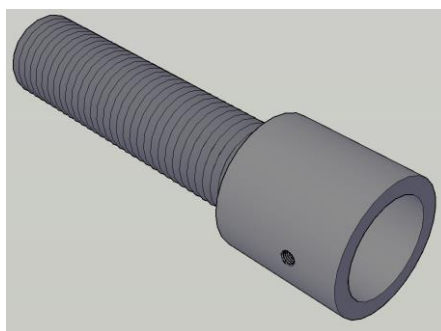
A Figura 23 apresenta a representação em corte da célula, em que a amostra de cabo esta representada em azul, enquanto os termopares para medição da temperatura do condutor e da parede estão representados em

vermelho. Os pontos em verde representam as ponteiras para medição de tensão sobre o cabo, utilizada para o cálculo da potência aplicada.



*Figura 23: Representação em corte da célula de vácuo
Fonte: o autor (2017)*

Os conectores da amostra, representados em cinza no diagrama acima, foram confeccionados com o objetivo de fixar as terminações do cabo em teste. Suas dimensões foram projetadas para apresentar maior seção transversal do que o cabo, desta forma aquecendo em menor proporção. Além disso, sua área exposta representa cerca de 8% da área exposta de um cabo DRAKE. Desta forma garante-se menor influência das terminações no balanço radiativo do sistema. A Figura 24 apresenta um modelo 3D da peça fabricada, em que pode ser observada a região com rosca para travamento da peça na câmara, além do berço para a amostra de cabo.



*Figura 24: Conectores desenvolvidos para o ensaio em vácuo
Fonte: o autor (2017)*

A Figura 25 apresenta a representação da temperatura (curva azul) e a corrente (curva laranja) em função do tempo de outro trecho de cabo DRAKE para um ensaio realizado com pressão de 2,8 mBar, o que significa aproximadamente 0,28% da densidade de partículas em suspensão em comparação com o nível do mar. Pode ser percebido que, ao contrário do condutor exposto ao ambiente, após cerca de quatro horas a temperatura da

amostra mantém-se estável, pois nesta topologia todos os mecanismos de troca de calor são controlados ou eliminados.

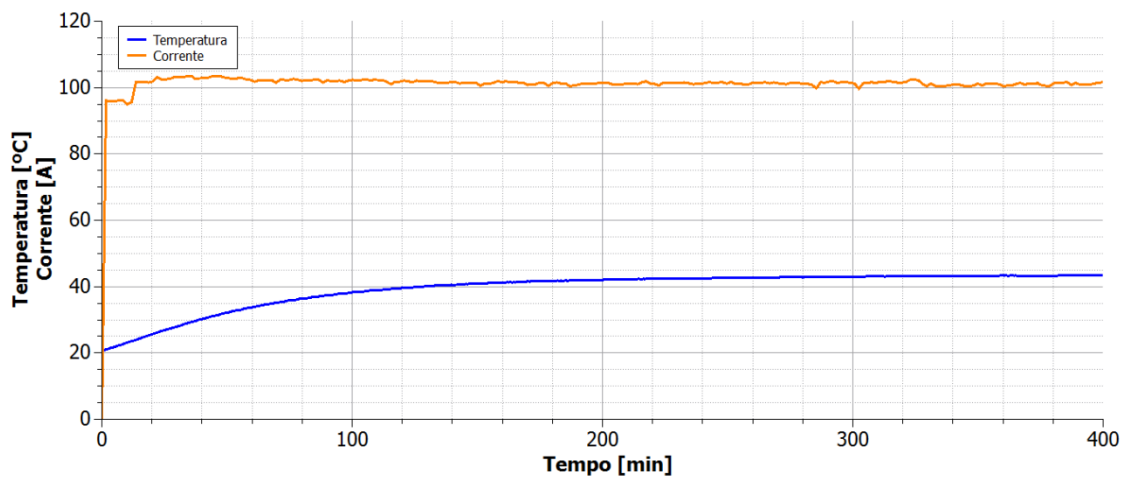


Figura 25: Ensaio em vácuo, 100 A.
Fonte: o autor (2017)

Neste arranjo, o valor da emissividade pode ser calculado como a relação entre o calor decorrente do efeito Joule e a máxima energia irradiada pelo corpo após a estabilização. A Figura 26 apresenta a temperatura em função do tempo para diversos patamares de corrente. Pode-se perceber que, o tempo de estabilização de quatro horas é válido independente da corrente aplicada.

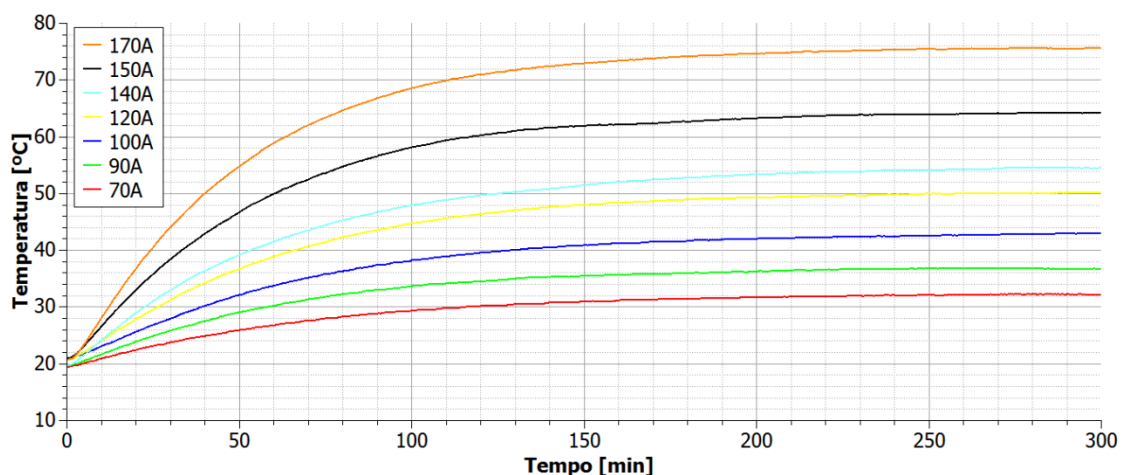


Figura 26: Temperaturas de estabilização para ensaio em vácuo
Fonte: o autor (2017)

A Figura 27 apresenta os valores calculados para a emissividade do cabo no ensaio de corrente eficaz de 100 A. É possível observar que, ao contrário do verificado na topologia anterior, o valor dos parâmetros radiativos tende a

permanecer constante após algumas horas, tempo necessário para a estabilização da temperatura do sistema.

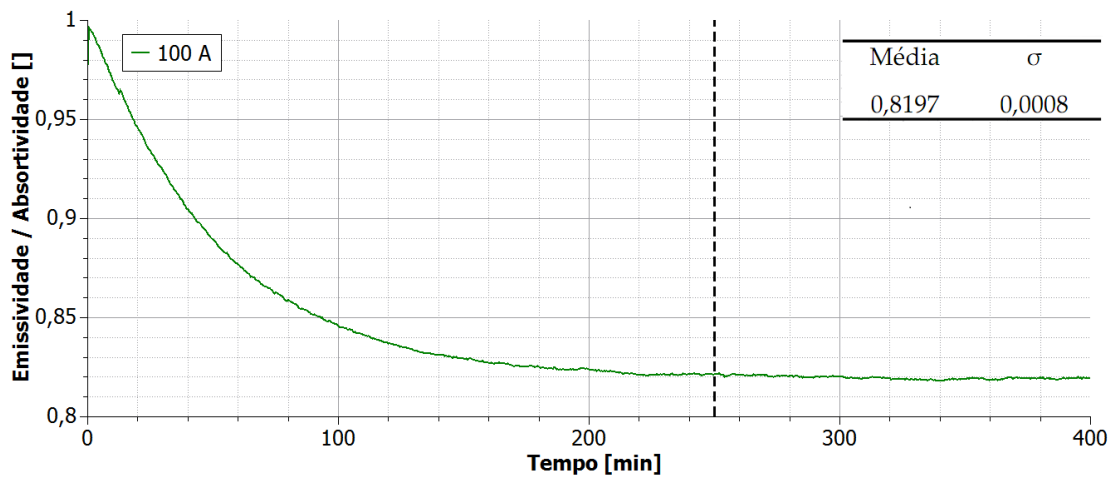


Figura 27: Emissividade calculada para ensaio em vácuo com corrente de 100 A
Fonte: o autor (2017)

O formato exponencial do valor da emissividade ao longo do tempo não apresenta significado físico, mas é consequência do método de cálculo aplicado. A corrente aplicada, e, portanto, a tensão sobre o cabo são parâmetros que apresentam variação instantânea. A intensidade de energia irradiada pela amostra e pelas paredes por outro lado, por ser função da temperatura, apresentam o mesmo comportamento de baixa variação temporal apresentado na Figura 25 e Figura 26. Desta forma, a equação 24 representa a realidade apenas após o equilíbrio do sistema, quando todas as grandezas envolvidas estão estabilizadas.

Embora nesta topologia de ensaio fossem aplicadas amplitudes de corrente menores do que no arranjo anterior, como não há fluxo convectivo para contribuir na dissipação, foi possível analisar o balanço térmico em toda a faixa de operação do cabo, desde temperatura ambiente até próximo de sua máxima nominal, 80°C. A Tabela 9 apresenta a temperatura de estabilização do cabo juntamente com a emissividade calculada de acordo com a corrente, resultando em um valor médio de 0,79.

Tabela 9: Emissividade calculada para ensaio em câmara de vácuo
 Fonte: o autor (2017)

Corrente [A]	Temperatura de estabilização [°C]	Emissividade
50	27,9	0,96
70	32,5	0,91
80	36,5	0,89
90	37,5	0,87
100	43,4	0,87
119	49,4	0,79
129	51,8	0,77
140	57,1	0,75
145	62,7	0,71
150	64,2	0,69
160	70,6	0,68
170	75,9	0,65

Ao contrário da topologia anterior, realizando o ensaio em vácuo foi possível obter resultado mais preciso para os parâmetros radiativos. Segundo a norma vigente, deve-se considerar emissividade e absorvidade próximas a 0,8 para cabos envelhecidos. Nesta etapa de testes foi utilizado um trecho de cabo DRAKE aposentado. Assim, pode-se afirmar que o resultado deste ensaio foi condizente com a literatura.

3.3 DISCUSSÕES

A partir dos dados observados em ensaios nos dois arranjos foi possível constatar que a incidência de vento em um cabo de LT atua como principal mecanismo de dissipação. A presença deste, aliado com a radiação solar, que também apresenta característica estocástica, provocou uma elevada dispersão no cálculo da emissividade e absorvidade para o ensaio em bancada exposta ao ambiente. Por outro lado, a topologia em vácuo possibilitou a realização de testes em condições melhor controladas, o que gerou resultados mais precisos e com maior confiabilidade. Na Tabela 10 podem ser observadas as temperaturas médias de estabilização de um cabo DRAKE após aplicação do mesmo nível de corrente durante duas semanas. Pode-se perceber significativa redução no desvio padrão no ensaio em vácuo.

Tabela 10: Comparação entre temperaturas médias após estabilização
Fonte: O autor (2017)

	Corrente [A]	Temperatura média [°C]	Desvio Padrão [°C]
Ar	400	37,0	4,9
Vácuo	120	49,60	0,82

Observa-se também que para o primeiro ensaio a temperatura média de estabilização foi menor, mesmo com aplicação de correntes maiores. Isso ocorre devido à ausência de fluxo convectivo para resfriar o sistema.

4 MEDIÇÃO DE TEMPERATURA DISTRIBUÍDA

Foi adquirido para este projeto um equipamento DTS0139 fabricado pela Oz Optics Ltd. Este possui ambos os módulos OTDA e OTDR, com alcances de até 160 km e 70 km, e resolução espacial de 0,1 m e 1 m respectivamente (OZ OPTICS, 2016). Este aparelho foi instalado na subestação de transmissão 230kV de Ibiporã (cidade situada no norte do estado do Paraná) para monitorar a LT Londrina-Ibiporã, de cerca de 20 km de extensão. O equipamento funciona baseado em medições instantâneas relativas à uma referência, denominada *baseline*. Esta referência consiste em um arquivo contendo as frequências de Brillouin detectadas ao longo da extensão da fibra.

Foi utilizado o modo OTDR do equipamento DTS para o monitoramento térmico desta linha, pois o modo OTDA, embora apresente maior resolução espacial, necessita a injeção de pulsos ópticos em duas extremidades da fibra óptica. Como na subestação havia disponibilidade de apenas uma terminação, não foi possível sua aplicação. A técnica OTDR demanda um tempo mais elevado para efetuar as medições devido à necessidade de efetuar médias de aquisições subsequentes, técnica conhecida como *média ponto a ponto*. Deste modo o período de amostragem foi ajustado para 15 minutos.

Previamente à medição da *baseline* foi realizada uma varredura de espectro para detecção da frequência de Brillouin da fibra óptica do OPGW da linha Londrina-Ibiporã. A Figura 28 apresenta o resultado desta varredura, em que podem ser observados dois picos de frequência, representativo de duas fibras com características distintas.

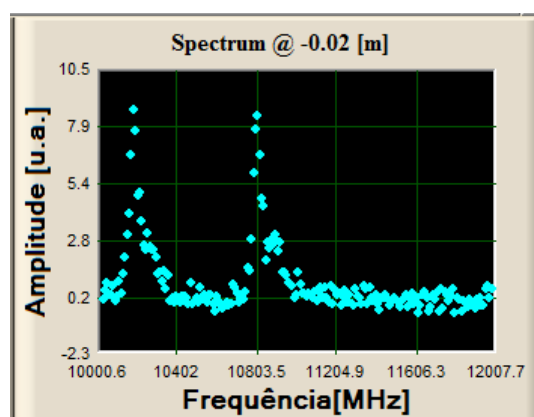


Figura 28: Varredura em frequência da fibra óptica presente na linha Londrina-Ibiporã
Fonte: o autor (2017)

A *baseline* medida para esta linha no dia 19/04/2016, às 09:30 pode ser observada na Figura 29.

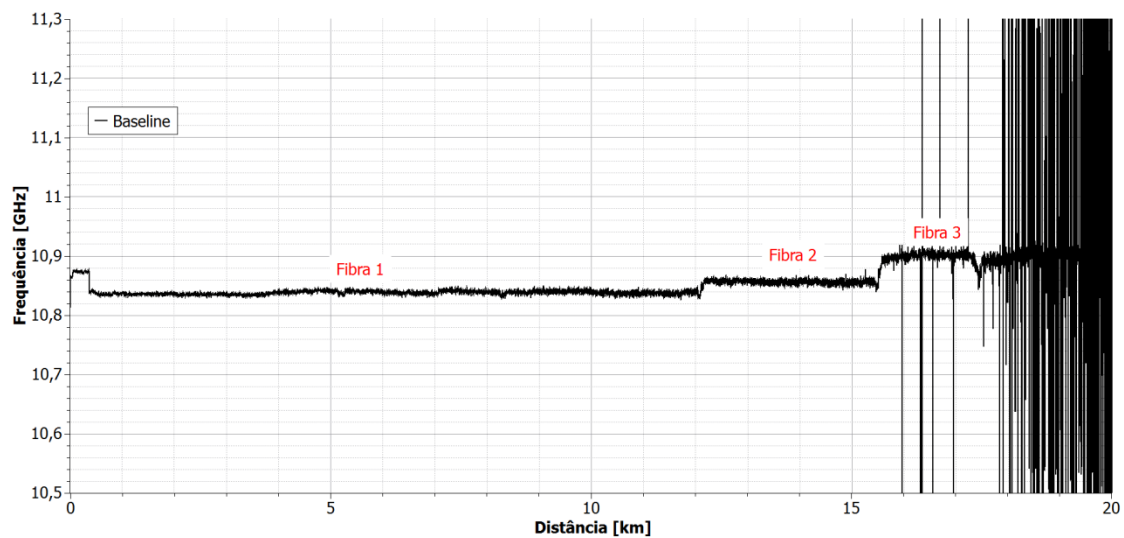


Figura 29: *Baseline* da LT Londrina-Ibiporã
Fonte: o autor (2017)

Pode-se perceber neste gráfico o aumento do ruído medido conforme o aumento da distância. Os picos de frequência que extrapolam o eixo vertical do gráfico são característicos de região de término da fibra óptica. Nesta imagem também podem ser identificados quatro patamares de frequência. O primeiro é referente à região de interligação da LT com a subestação, enquanto os outros três são representativos de três trechos de fibras ópticas diferentes, conforme identificados no gráfico.

Após armazenar o arquivo referente à *baseline* na memória do equipamento, medições subsequentes fornecem arquivos nos formatos “.tepr” e/ou “.freqr”, que fornecem respectivamente tabelas com os dados de temperatura relativa e frequência de Brillouin em função da distância. Esta temperatura é calculada comparando a frequência medida com a frequência de *baseline* em cada região considerando os coeficientes de variação da frequência de acordo com a temperatura e com a tensão mecânica.

Como a linha Londrina-Ibiporã é composta por mais de uma fibra óptica, os dados de temperatura relativos não são representativos da realidade, visto que o equipamento limita os dados de entrada para as características de apenas um modelo de fibra. Sendo assim, propôs-se um algoritmo de

conversão dos dados de frequência em função da distância para temperatura em função de distância baseados na equação 25.

$$T(d) = (F(d) - F_{BL}(d)) \cdot C_t + T_{BL}(d) \quad (25)$$

Onde $T(d)$ representa a temperatura em função da distância, em °C, $F(d)$ e $F_{BL}(d)$ representam os dados de frequência em função da distância instantâneos e de *baseline* respectivamente, em MHz, C_t representa o coeficiente de temperatura da fibra óptica, em °C/MHz, e $T_{BL}(d)$ representa a temperatura da linha em função da distância no momento de realização da *baseline*.

Este procedimento desconsidera os efeitos da tração mecânica nas variações de frequência. Tal consideração foi adotada considerando o fato de a fibra óptica instalada nesta linha ser do tipo *loose tube*, ou seja, a fibra não está presa mecanicamente ao interior do cabo OPGW. Assim as trações que a fibra está sujeita são menores do que os esforços mecânicos da linha.

Com o objetivo de determinar as temperaturas da linha durante a medição da *baseline* foram instalados dois *dataloggers* de temperatura, que utilizam como elemento sensor termopares tipo K, nas torres 43 e 9, representativas das fibras 1 e 3. Estas torres encontram-se nas posições 2148 m e 17106 m a partir da subestação de Ibiporã. Desta forma obtiveram-se as temperaturas de 33 °C e 32,1 °C respectivamente.

Para a determinação dos coeficientes de temperatura destas duas fibras foi utilizada a equação 26

$$CT = \frac{\Delta T}{\Delta f} \quad (26)$$

Onde ΔT representa a diferença de temperatura da linha em um determinado instante em comparação com a temperatura na ocasião de determinação da *baseline*, em °C, e Δf representa a análoga diferença de frequência.

Foram coletados dados de temperatura e frequência durante 38 dias, com período de amostragem de 15 minutos, resultando em um total de 3445

amostras. A Figura 30 apresenta as temperaturas coletadas pelos *dataloggers* das torres 43 e 09 para o período de 02/05/2016 a 04/05/2016.

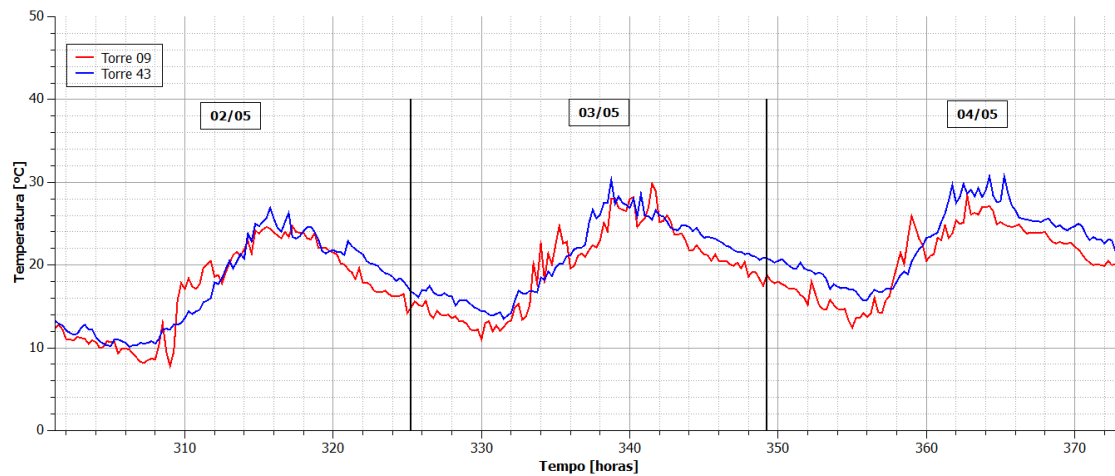


Figura 30: Temperaturas ambientais coletadas pelos *dataloggers* nas torres 43 e 09
Fonte: o autor (2017)

O elemento sensor dos *dataloggers* não foi acoplado ao cabo OPGW, de modo que as medições apresentadas referem-se à temperatura ambiente. A fim de garantir a correlação entre as duas, foi realizada a coleta de temperatura ambiente, temperatura de um trecho de cabo OPGW e intensidade de radiação solar ao longo de quatro dias. A Figura 31 apresenta os gráficos obtidos, onde as curvas de temperatura estão referidas ao eixo da esquerda, enquanto a curva de radiação solar está referida ao eixo da direita.

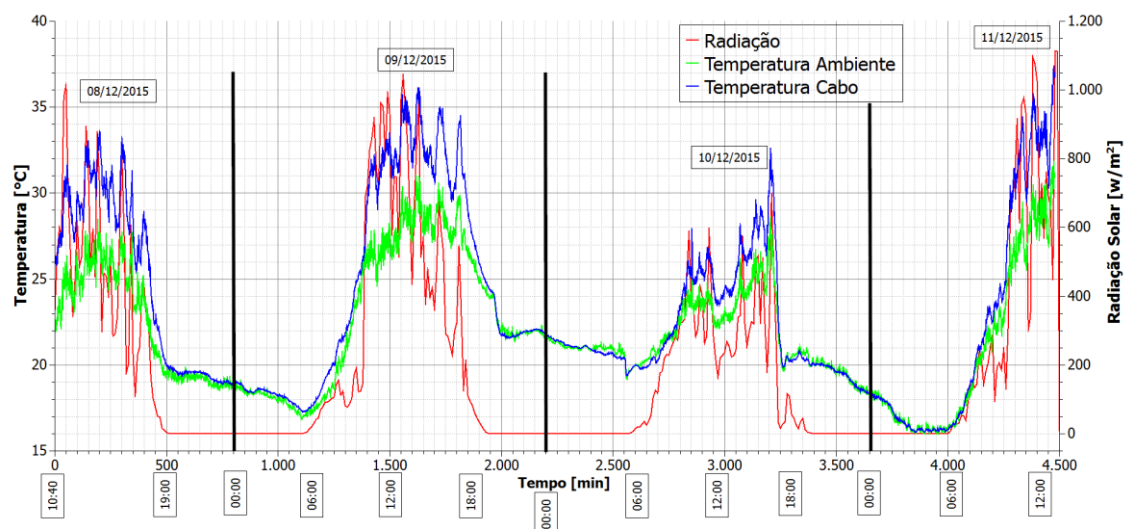


Figura 31: Curvas de radiação solar e temperatura ambiente e da superfície de um trecho de cabo OPGW
Fonte: o autor (2017)

Pode-se perceber que durante o período noturno, quando não há radiação solar, a temperatura do cabo OPGW tende a igualar-se à ambiente. Isso ocorre, pois no cabo guarda não há passagem de corrente elétrica, então o único mecanismo de aumento de energia térmica é a incidência de radiação solar. De acordo com estes dados conclui-se que para determinação dos coeficientes de temperatura de forma mais exata deve-se utilizar os dados de temperatura coletados durante a noite.

A Figura 32 (a) apresenta a dispersão do coeficiente de temperatura calculado para o primeiro trecho de fibra, referente à região da torre 43, enquanto a Figura 32 (b) apresenta a dispersão para o terceiro trecho de fibra, referente à região da torre 09.

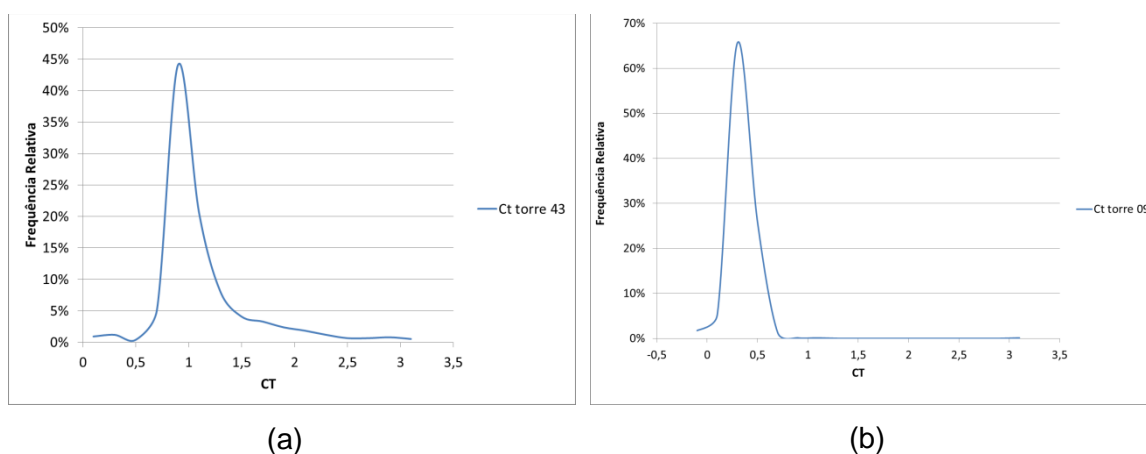


Figura 32: Dispersão dos coeficientes de temperatura calculados para as fibras 1 (a) e 3 (b)
Fonte: o autor (2017)

A Tabela 11 apresenta a moda das dispersões apresentadas anteriormente. Estes foram os valores adotados no algoritmo de calibração (equação 23).

Tabela 11: Moda das dispersões dos CTs
Fonte: o autor (2017)

	Fibra 1	Fibra 3
Moda	0,90	0,50

O monitoramento das medidas realizadas pelo DTS em Ibiporã foi realizado utilizando o software Ultra VNC, ferramenta que permite o acesso remoto a um computador conectado à rede.

A Figura 33, Figura 34, e Figura 35 apresentam os dados de temperatura calibrados nos dias 20/04, 25/04 e 30/04 respectivamente para os horários de 03:00 (azul), 10:00 (verde), e 17:00 (vermelho). Nestes gráficos as curvas contínuas representam as temperaturas calculadas no processo de calibração enquanto os pontos representam os dados reais medidos com os dataloggers.

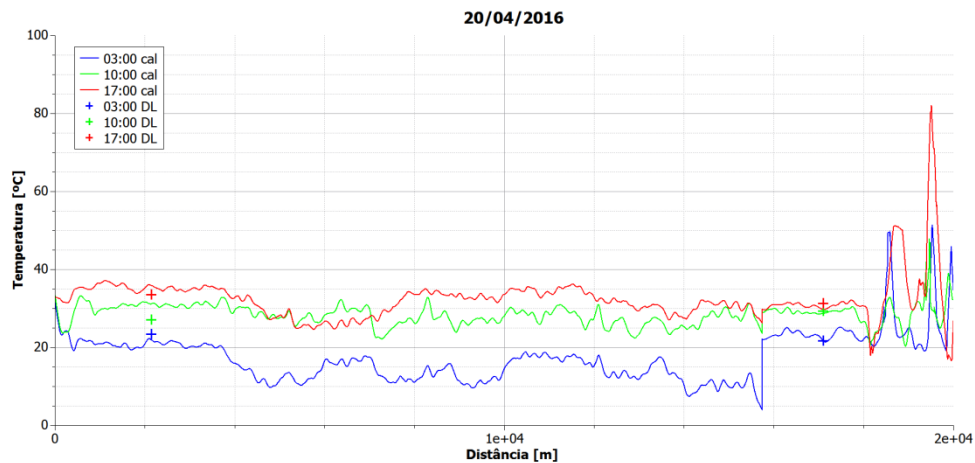


Figura 33: Temperatura distribuída no dia 20/04
Fonte: o autor (2017)

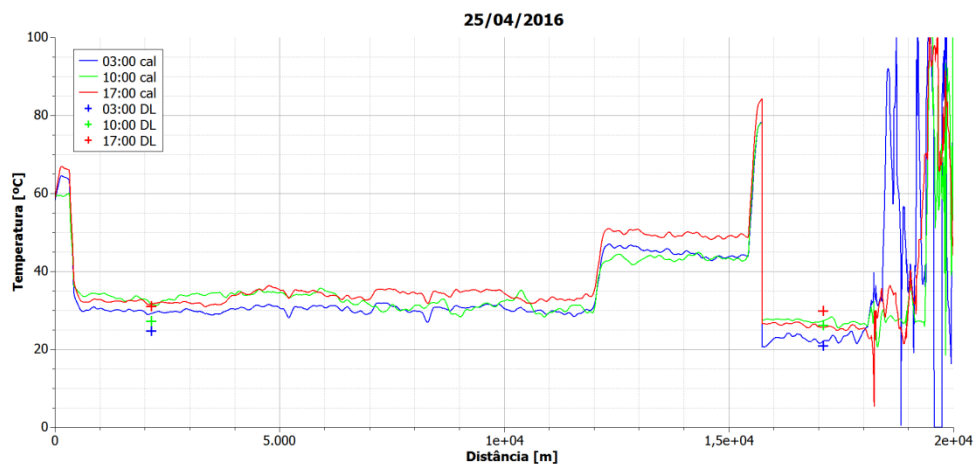


Figura 34: Temperatura distribuída no dia 25/04
Fonte: o autor (2017)

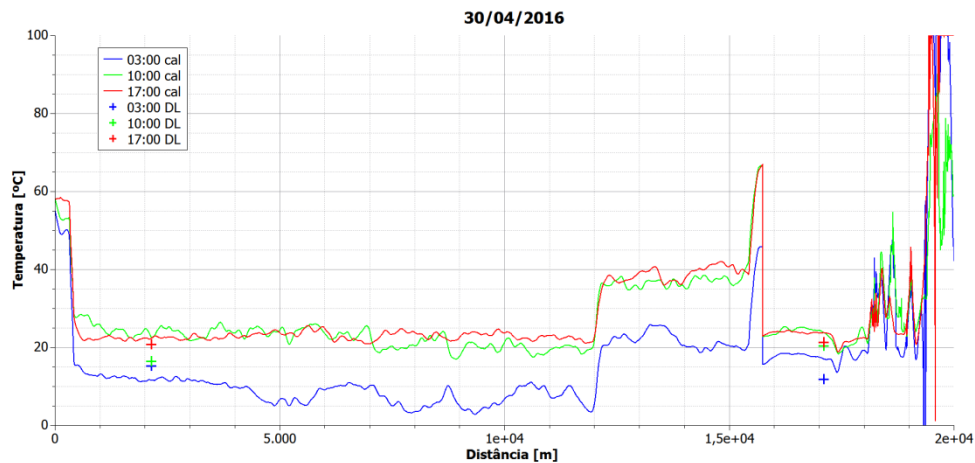


Figura 35: Temperatura distribuída no dia 30/04
Fonte: o autor (2017)

Pode-se perceber nestas curvas que o erro máximo obtido neste processo foi de 6 °C. As medidas de temperatura de referência foram coletadas com um *datalogger* cujo elemento sensor foi instalado próximo ao cabo. Desta forma assume-se uma pequena diferença na temperatura ambiente medida e temperatura na superfície do cabo.

Nas Figura 34 e Figura 35 é possível observar um indício da existência de uma terceira fibra óptica entre as posições aproximadas de 12 km e 16 km. Para determinar o coeficiente C_{12} deste trecho, a temperatura foi considerada constante nas emendas. Assim, foi realizada uma varredura entre os possíveis valores deste coeficiente, resultado em $C_{12} = 0,7$. A Figura 36, Figura 37, e Figura 38 apresentam as curvas de temperatura distribuída nos dias 20/04/2016, 25/04/2016, e 30/04/2016 após a determinação do coeficiente de temperatura do segundo trecho de fibra. Pode-se notar que são mais visíveis os degraus abruptos de temperatura.

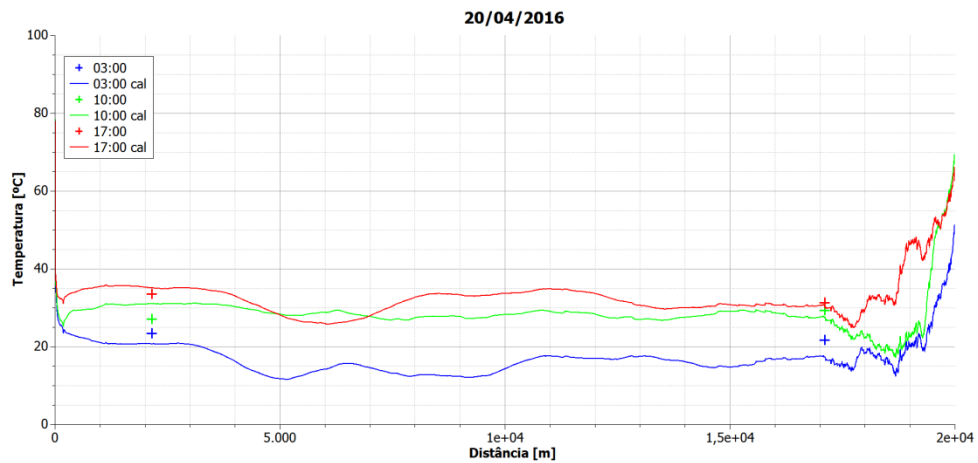


Figura 36: Temperatura distribuída no dia 20/04/2016 após a determinação do C_{12}
 Fonte: o autor (2017)

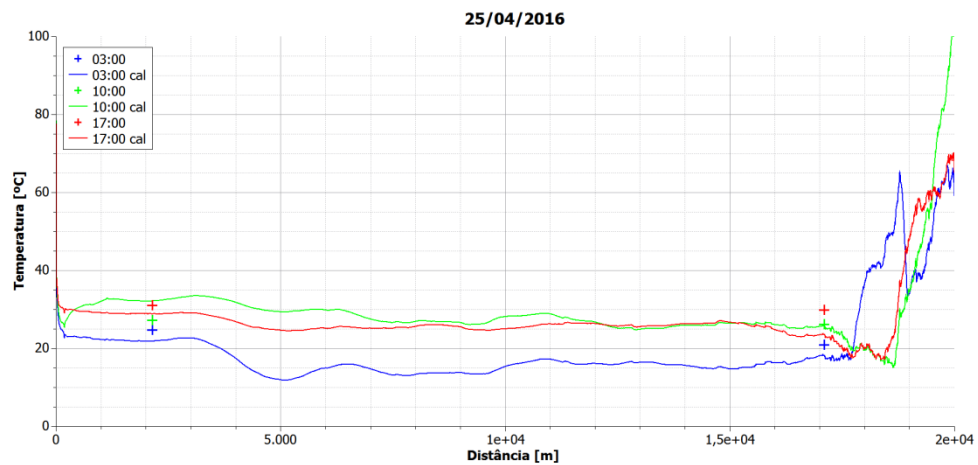


Figura 37: Temperatura distribuída no dia 25/04/2016 após a determinação do C_{12}
 Fonte: o autor (2017)

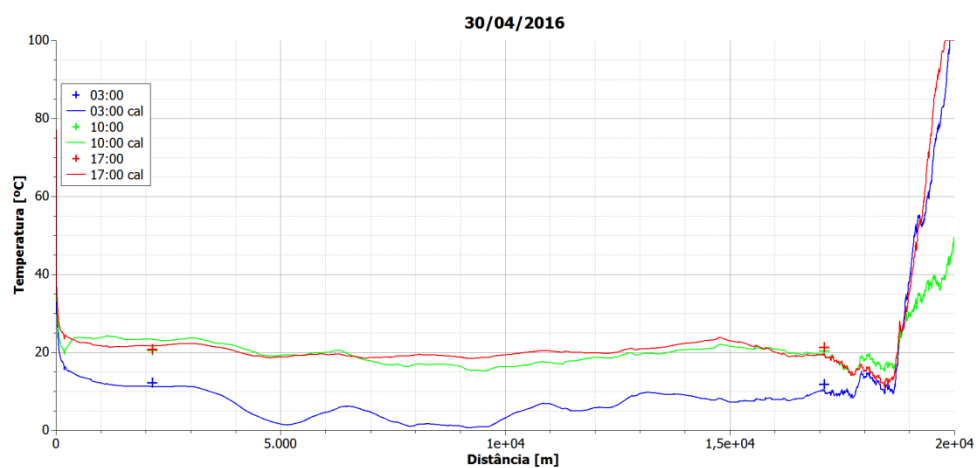


Figura 38: Temperatura distribuída no dia 30/04/2016 após a determinação do C_{12}
 Fonte: o autor (2017)

4.1 DISCUSSÕES

A partir da aplicação do procedimento descrito neste capítulo foi possível determinar os coeficientes térmicos aproximados para três trechos de fibras ópticas distintos, viabilizando o monitoramento distribuído de temperatura de uma LT de aproximadamente 20 km de extensão com erro máximo de 6°C. Esta inexatidão origina-se das aproximações realizadas durante o desenvolvimento do algoritmo e no posicionamento dos sensores de temperatura utilizados para validação, pois enquanto o DTS mensura a temperatura das fibras ópticas no núcleo do OPGW, os termopares dos *dataloggers* limitam-se a temperaturas superficiais.

5 DESENVOLVIMENTO DE PROTÓTIPO SENSOR PONTUAL DE AMPACIDADE

Uma alternativa para as metodologias preditivas de estimação da ampacidade de LTs é a utilização de Power Donuts, equipamentos comerciais desenvolvidos para realizar o monitoramento pontual da corrente e temperatura nos cabos condutores. A Figura 39 apresenta um modelo deste equipamento, comercializado pela Usi-Power.

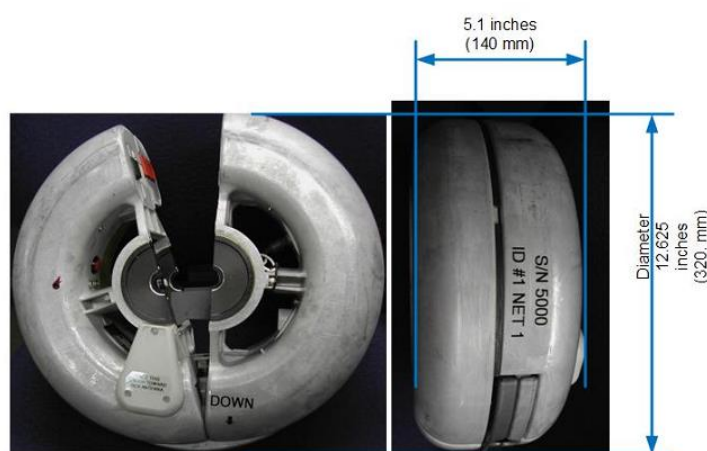


Figura 39: Power Donut comercial
Fonte: USi-Power, 2013

Devido a monopólio de mercado e da característica pontual das medições, a aplicação desta solução de forma distribuída em uma LT implica em elevados custos e, portanto, é desencorajada.

Neste trabalho foi proposto o projeto de um circuito eletrônico similar à Power Donut comercial para medições de temperatura e corrente de cabos condutores de LTs, tendo como principal diferencial o seu baixo custo.

A Figura 40 apresenta o diagrama em blocos do protótipo medidor indireto de ampacidade desenvolvido. Durante o desenvolvimento foi utilizada uma fonte de corrente variável Programma 600AT, que possui capacidade de gerar correntes elétricas senoidais de até 600 A em frequência industrial. Foi utilizado como corpo de prova um trecho de cabo DRAKE utilizado em LTs de redes aéreas. O esquemático completo do circuito pode ser observado no Apêndice 1.

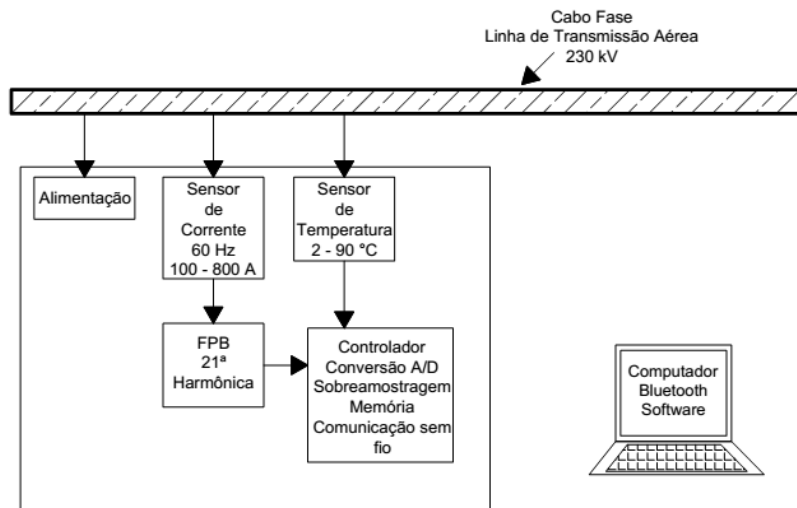


Figura 40: Diagrama em blocos do protótipo desenvolvido
Fonte: o autor (2017)

Devido à necessidade de realizar cálculos complexos, como raiz quadrada e integração de vetores de grande extensão, foi utilizado o microcontrolador ARM4 TM4C123GH6PZ, com 32 kB de memória RAM. Este apresenta dois módulos de conversão A/D com resolução de 12 bits. A programação deste dispositivo foi realizada utilizando o software "MikroC for ARM", em linguagem C.

Foi implementado na entrada do conversor A/D um filtro passa baixa de primeira ordem com frequência de corte de 1260 Hz, correspondente à 21ª harmônica de um sinal de frequência industrial. Este parâmetro foi projetado para, além da redução de ruído nos sinais amostrados, limitar a amplitude de surtos de alta frequência no primário. A frequência de amostragem do sistema foi ajustada para 30 kHz, o que corresponde à aquisição de 500 pontos por ciclo de 60 Hz.

A comunicação com o computador para a extração de dados foi efetuada utilizando o conversor UART – Bluetooth HC-05. Como alternativa cabeada, foi prevista o espaço para um conversor UART-USB modelo FT-232, mas este não foi utilizado.

Inicialmente previu-se a utilização de uma bobina de Rogowski para realizar tanto a alimentação do circuito eletrônico quanto a medição de corrente, mas este tipo de enrolamento, por utilizar ar como núcleo ($\mu_r = 1$), apresenta ganho de tensão muito reduzido em 60 Hz, o que a torna inadequada para alimentar o circuito.

Núcleos magnéticos, por outro lado, devido ao fenômeno de saturação, podem apresentar distorções na forma de onda em relação à forma original da corrente, impossibilitando a medição. Deste modo optou-se por utilizar duas bobinas neste projeto, uma com núcleo de ferrite para alimentação do circuito, e uma com núcleo de ar para a medição da corrente.

5.1 MEDIÇÃO DE CORRENTE

O núcleo toroidal da bobina de Rogowski desenvolvida foi fabricado em material polimérico, com Raio interno de 38 mm, Raio externo de 55 mm, altura de 49 mm e 472 espiras. Desta forma, pode-se calcular a constante construtiva da bobina presente na equação 17, resultando em um coeficiente linear de $5,9 \times 10^5$.

Utilizando os dados de projeto da bobina foi efetuada uma simulação no matlab para verificar o nível de tensão esperado para aplicação de 100 Arms. O resultado dessa simulação está apresentado na Figura 41 demonstrando que para esta análise o valor de pico esperado é de aproximadamente 90 mV.

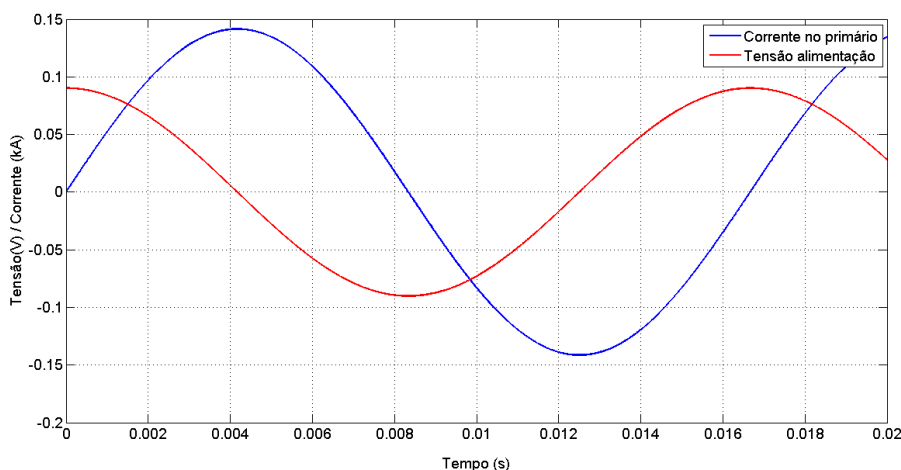


Figura 41: Simulação da tensão de saída da bobina de Rogowski para corrente de 100 Arms
Fonte: o autor (2017)

A bobina de Rogowski é um transdutor de corrente com característica diferencial, ou seja, não exige conexão com a referência do circuito. Desta forma a informação é transmitida por meio de dois condutores simétricos (par trançado).

O circuito eletrônico foi desenvolvido de modo a permitir a leitura da tensão da bobina de Rogowski em modo comum ou em modo diferencial. Figura 42 apresenta os circuitos de condicionamento de sinal para as entradas em modo comum e modo diferencial.

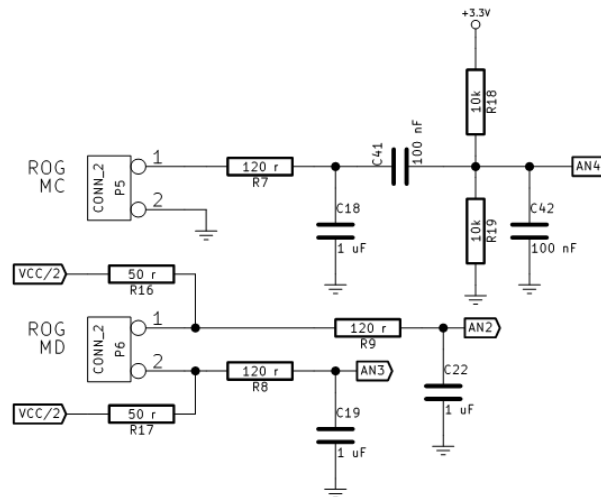


Figura 42: Entradas modo comum e diferencial para o sensor Rogowski
Fonte: o autor (2017)

A medição em modo comum exige que um dos terminais do sensor seja conectado à referência do circuito. Além disso, foi necessário inserir um nível DC pois o microcontrolador não interpreta tensões negativas.

Para realizar medições em modo diferencial basta conectar os terminais da bobina em entradas analógicas identificadas na folha de dados do microcontrolador como pares diferenciais. A principal vantagem deste tipo de medição é a elevada rejeição a ruídos de modo comum, pois o resultado da conversão A/D é proporcional à diferença de tensão entre as duas entradas. Uma perturbação externa que induza um nível de ruído de mesma amplitude nos dois condutores é anulada no processo de conversão. Foi inserido um nível de tensão de modo comum na entrada diferencial para a polarização da entrada do conversor AD, evitando sua saturação em tensões fora dos limites da escala.

A conexão da bobina com o circuito foi realizada por meio de um par trançado UTP, que mantém sua impedância característica constante ao longo de sua extensão (da ordem de 100 ohms), além de aumentar a imunidade do sistema para ruídos de modo comum.

A extração de dados para o computador é realizada por meio de comunicação Bluetooth. A Figura 43 apresenta o terminal serial desenvolvido em linguagem C# para a realização de testes de validação no protótipo. Neste pode ser vista uma curva com a saída de tensão nos terminais da bobina antes da integração numérica.

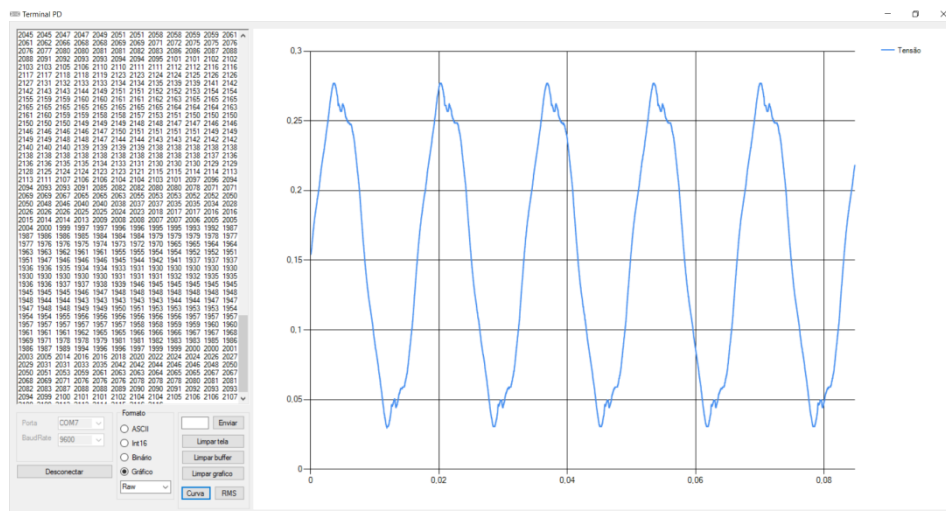


Figura 43: Terminal para extração de dados do protótipo
Fonte: o autor (2017)

Durante a operação o equipamento realiza a integração e o cálculo do valor eficaz da corrente no próprio microcontrolador. Desta forma a quantidade de dados a ser transmitido é reduzida a apenas um valor de corrente e um de temperatura.

A Figura 44 apresenta o aparato experimental desenvolvido para obter a resposta das bobinas em função da corrente. Para tanto foi utilizada uma fonte de corrente Programma 600AT, um amperímetro 1000/5 fabricado pela EMS Eletrônicos e um trecho de cabo Drake, com diâmetro nominal de aproximadamente 28 mm. A bobina de Rogowski desenvolvida pode ser observada na Figura 45.

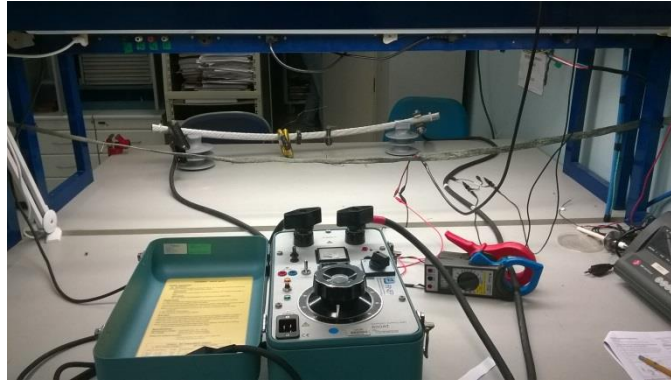


Figura 44: Aparato experimental para teste das bobinas
Fonte: o autor (2017)

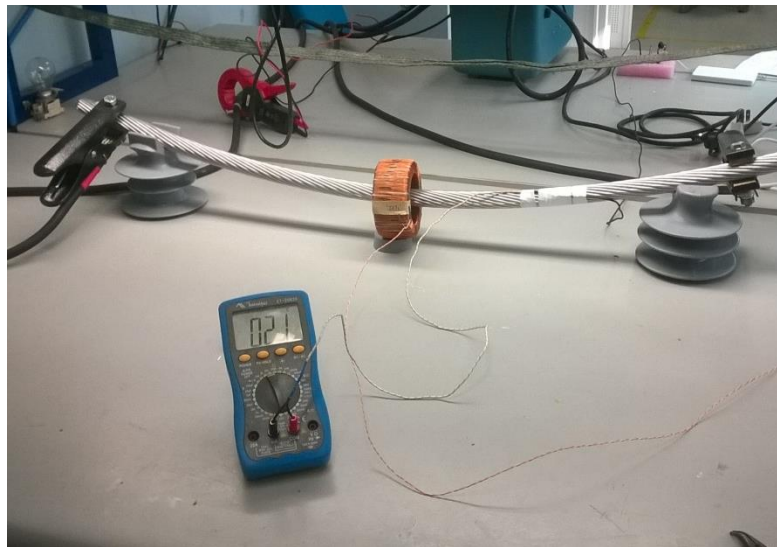


Figura 45: Bobina de Rogowski e medição de temperatura com multímetro
Fonte: o autor (2017)

As Figura 46 e Figura 47 apresentam as curvas de tensão nos terminais da bobina de Rogowski para as correntes eficazes de 100 A e 500 A respectivamente (curvas vermelhas). É possível perceber a defasagem de 90° e a deformação na forma de onda na saída da bobina em comparação com a forma da corrente. Esse fenômeno ocorre, pois, a tensão induzida na bobina é proporcional à derivada da corrente. Deste modo, harmônicas de ordem superior apresentam maior amplitude em relação à fundamental.

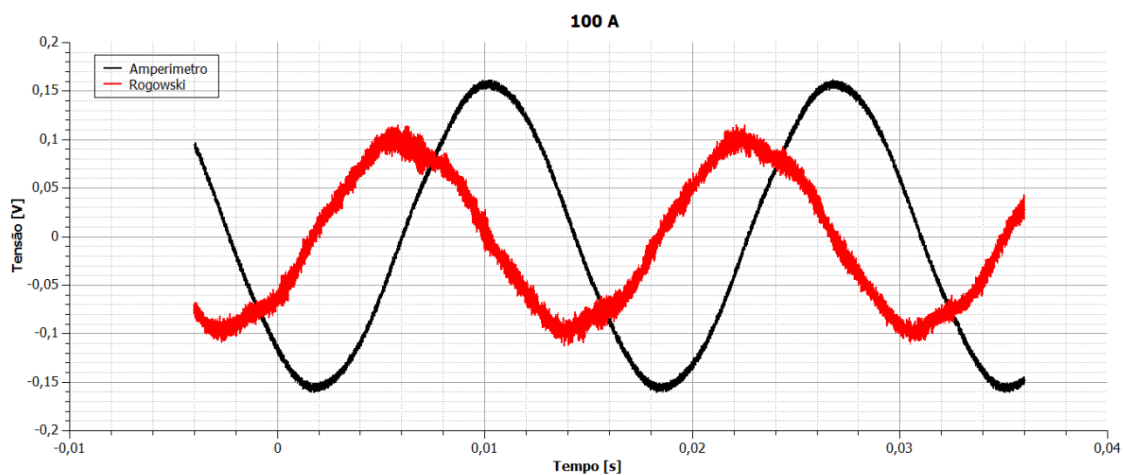


Figura 46: Resposta da bobina de Rogowski para corrente de 100 A
Fonte: o autor (2017)

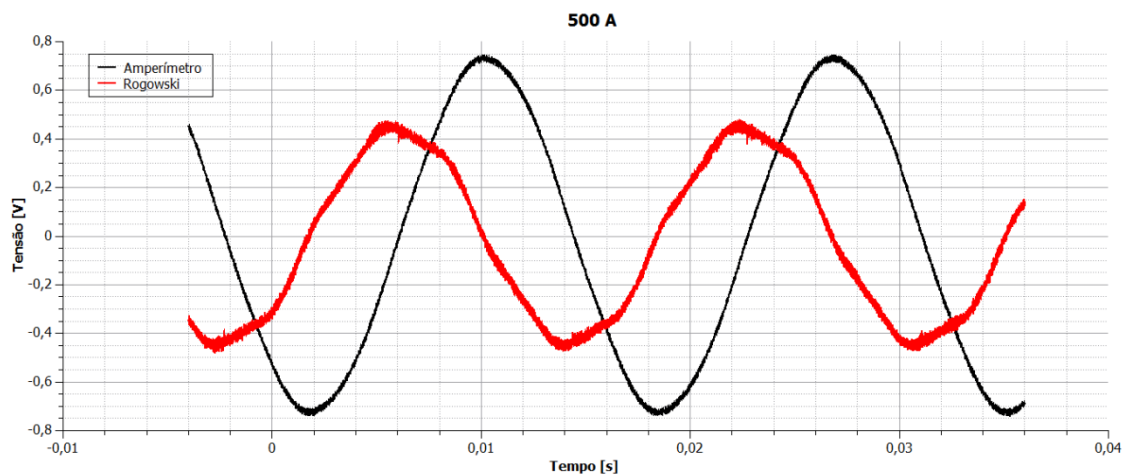


Figura 47: Resposta da bobina de Rogowski para corrente de 500 A
Fonte: o autor (2017)

A Figura 48 apresenta a tensão eficaz nos terminais da bobina de Rogowski em função da corrente no condutor primário, evidenciando sua característica linear. Utilizando a técnica de regressão linear foi possível obter uma equação de primeira ordem com fator de correlação de 0,999.

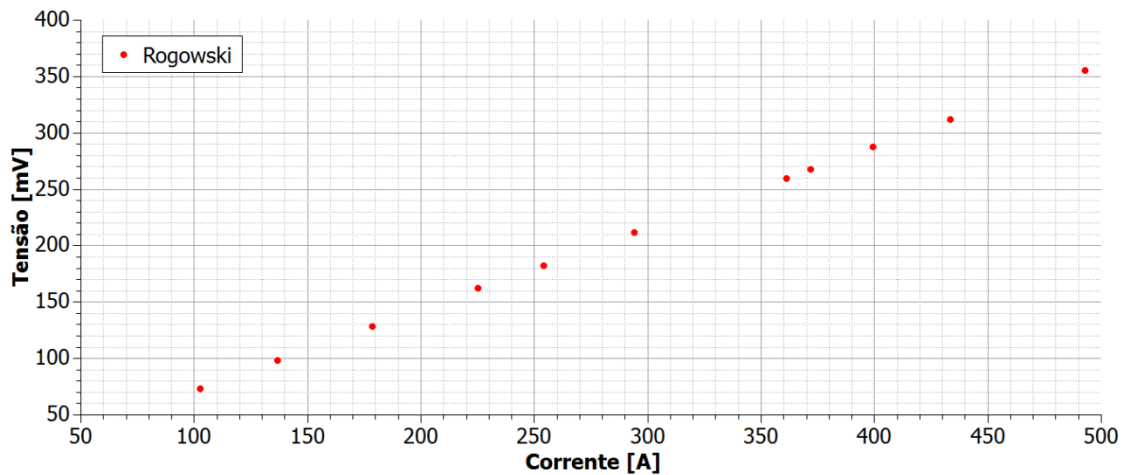


Figura 48: Linearidade bobina Rogowski
Fonte: o autor (2017)

Conforme equação 17, para obter o sinal de corrente sobre condutor, é necessário integrar a tensão nos terminais da bobina. A Figura 49 apresenta o resultado desta operação para a corrente de 500 Arms. É possível notar a ausência de defasagem entre os sinais. Os ruídos observados nas Figura 46 e Figura 47 não estão mais presentes, pois a operação de integração pode ser interpretada como um processo de filtragem passa baixa.

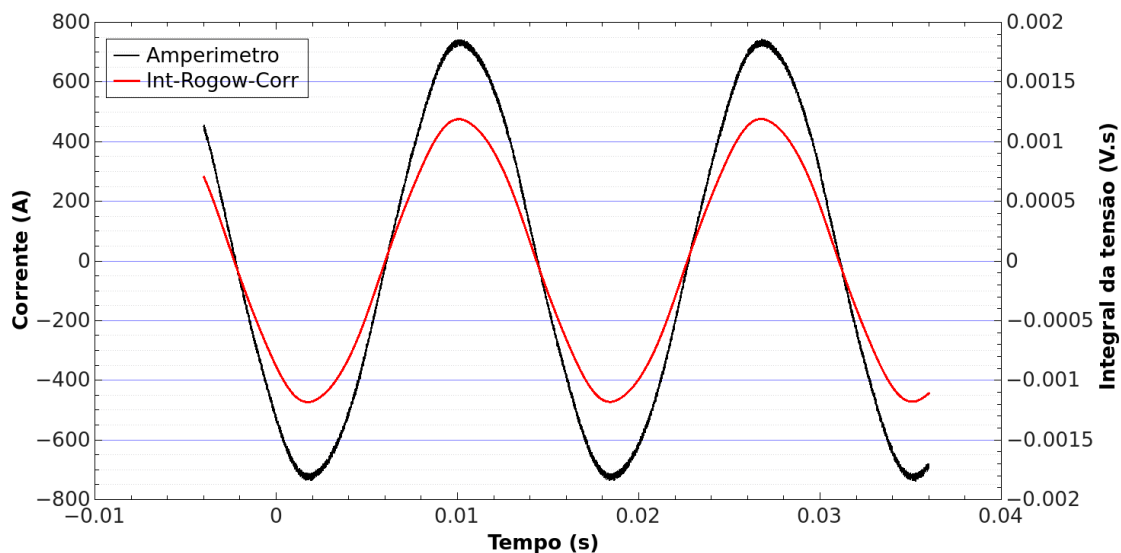


Figura 49: Integral da tensão na bobina de Rogowski
Fonte: o autor (2017)

A Figura 50 apresenta o ajuste linear realizado entre os dados de tensão na saída do amperímetro e a tensão integrada da bobina de Rogowski, enquanto a Figura 51 apresenta a comparação dos sinais após calibração. O

coeficiente linear correlacionando a tensão integrada com a corrente no primário obtido experimentalmente foi de aproximadamente $6,13 \times 10^5$, o que representa uma diferença de 3,9% em relação ao valor de $5,9 \times 10^5$ calculado com a equação 17.

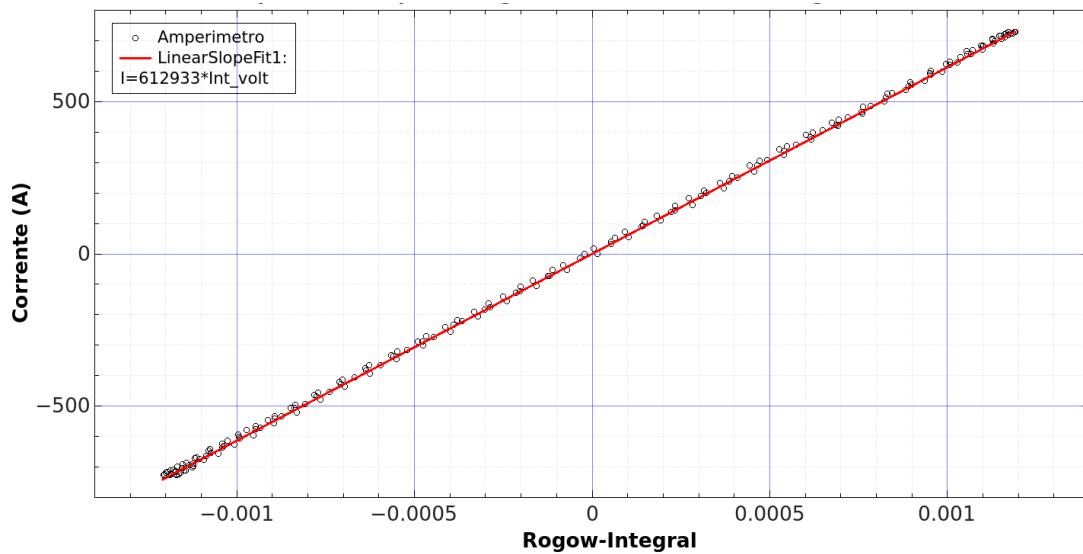


Figura 50: Ajuste linear para a integral da tensão da bobina de Rogowski
Fonte: o autor (2017)

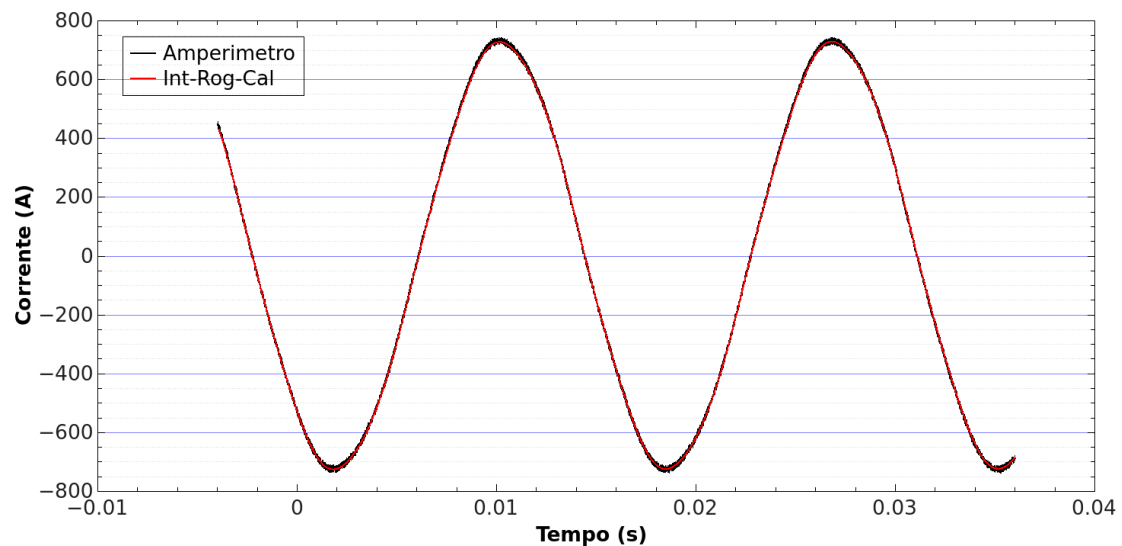


Figura 51: Resultado da calibração da bobina de Rogowski
Fonte: o autor (2017)

Os dados de tensão apresentados da Figura 46 e Figura 47 foram coletados utilizando um osciloscópio Tektronix TDS 3034, e o processo de integração realizado no software Qtiplot. A Figura 52 apresenta a tensão na saída da bobina para corrente de $100 A_{rms}$ no primário coletada pelo sistema

desenvolvido. Nesta é possível observar um *offset* de 1,65 V inserido pelo circuito de condicionamento de sinal, visto que o microcontrolador não interpreta tensões negativas em sua entrada.

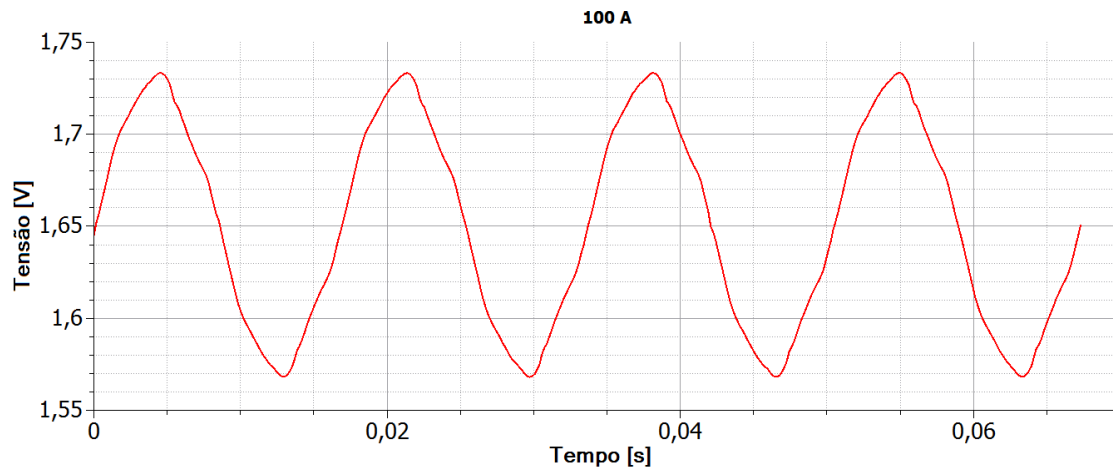


Figura 52: Tensão na saída da Bobina de Rogowski para corrente de 100 A_{rms} coletada pelo sistema desenvolvido
Fonte: o autor (2017)

A Figura 53 apresenta o sinal de corrente reconstruído após integração, remoção do *offset* e multiplicação pelo coeficiente linear, procedimentos realizados pelo microcontrolador. A integração foi realizada utilizando um algoritmo de somas cumulativas. Desta forma foi possível reconstruir o sinal de corrente em função do tempo, a partir do qual é obtido seu valor RMS.

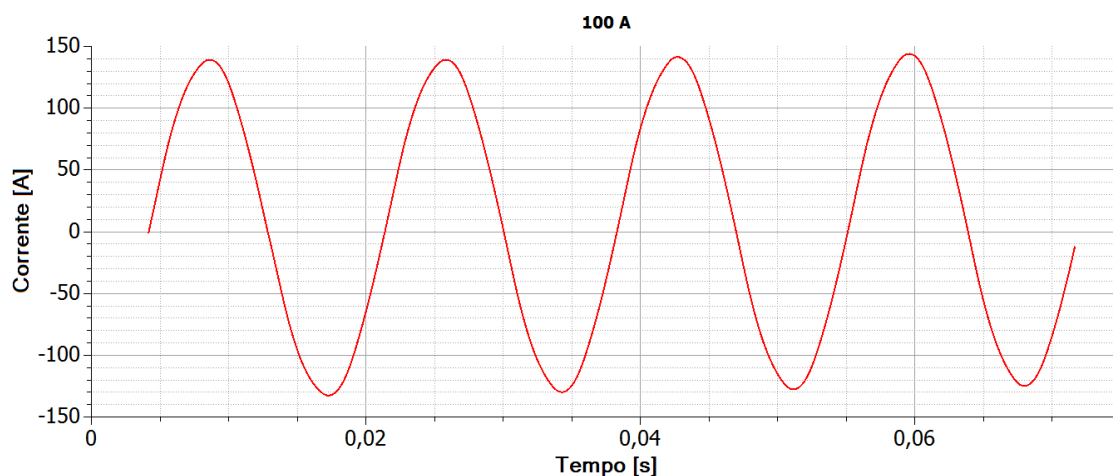


Figura 53: Sinal medido pelo sistema após tratamento para corrente de 100 A_{rms}
Fonte: o autor (2017)

A Figura 54 apresenta o sinal reconstruído pelo sistema para corrente de $500 A_{rms}$ no primário, validando então este sistema como transdutor de corrente. Embora testado em laboratório para correntes de até $500 A_{rms}$ por limitações de equipamento, devido ao comportamento linear da bobina de Rogowski e das operações matemáticas aplicadas, é possível extrapolar o funcionamento deste protótipo para correntes de até $1600 A_{rms}$, corrente para qual notar-se-ia saturação da tensão de entrada do conversor A/D.

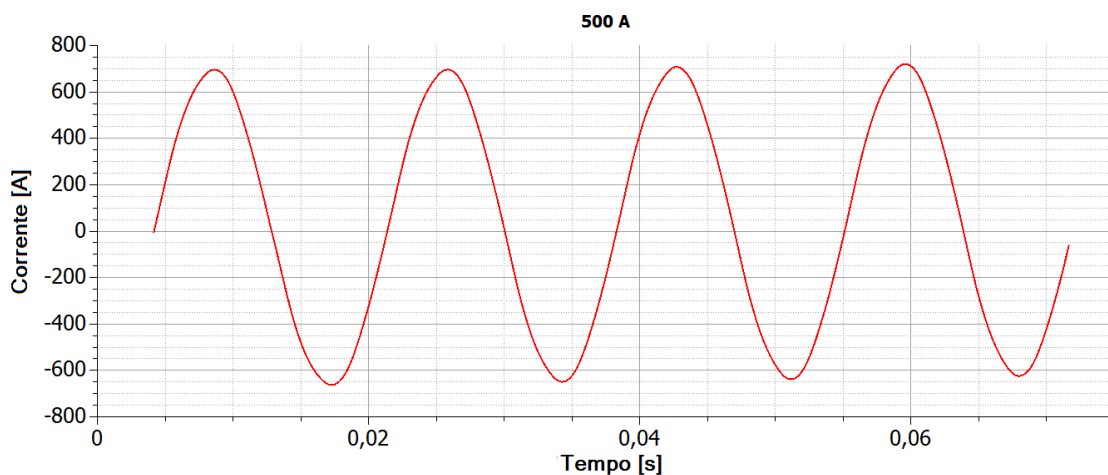


Figura 54: Sinal medido pelo sistema após tratamento para corrente de 500 A
Fonte: o autor (2017)

A Figura 55 apresenta a representação gráfica da Transformada Discreta de Fourier de um sinal de corrente de $100 A_{rms}$ coletado pelo sistema desenvolvido com os modos diferencial (curva preta) e modo comum (curva vermelha). Pode-se notar que a aquisição em modo diferencial implica em amplitudes menores para componentes de frequência características de ruído.

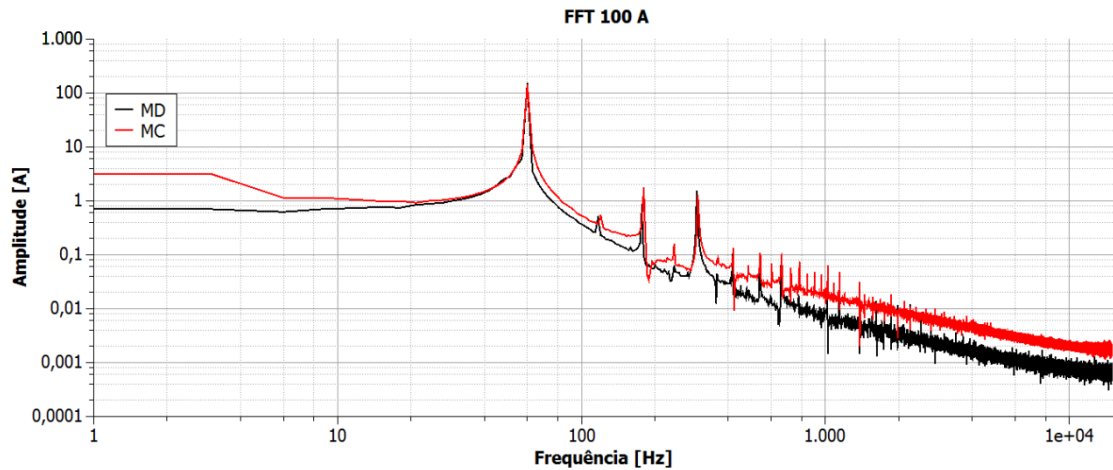


Figura 55: FFT do sinal coletado para corrente de 100 A
Fonte: o autor (2017)

Para o cálculo da relação sinal-ruído do equipamento foi utilizada a equação 27 (Scholl, 2016),

$$SNR_{dB} = Sinal_{dB} - (Ruido_{dB} + GP_{dB}) \quad (27)$$

onde $Sinal_{dB}$ representa a potência do sinal, $Ruido_{dB}$ representa a potência de ruído, e GP_{dB} representa o ganho de processo. Todos os termos são dados em dB.

A potência de sinal foi obtida observando-se a amplitude da fundamental na representação gráfica da FFT do sinal coletado. A potência de ruído foi obtida calculando o ruído médio de uma medida sem injeção de corrente. O ganho de processo foi calculado por meio da equação 28 (Scholl, 2016),

$$GP_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{N}{2} \right) \quad (28)$$

Sendo N o número de pontos utilizados para o cálculo da FFT. Neste projeto foram utilizados 10000 pontos, o que significa um ganho de processo de 37 dB. Este fator compensa redução aparente no nível de ruído devido ao número de pontos utilizados. A Tabela 12 apresenta os valores de SNR obtidos para os níveis de corrente de 100, 300 e 500 A_{rms} nos modos comum e diferencial.

Tabela 12: Comparação entre SNRs dos modos comum e diferencial
Fonte: o autor (2017)

	SNR [dB]	
	Modo comum	Modo diferencial
100 A_{rms}	94	105
300 A_{rms}	102	115
500 A_{rms}	107	119

Com o objetivo de elevar a relação sinal ruído para medições em modo comum foi aplicada a técnica de média ponto a ponto, que consiste em realizar a média aritmética entre uma série de períodos aquisitados em sequência. Este método, que pode ser aplicado apenas a sinais periódicos, apresenta como desvantagem a necessidade de garantia de estabilidade no disparo das medições, de modo a preservar o sincronismo entre coletas sucessivas. Desta forma foi possível aumentar a SNR das medidas em aproximadamente 5 dB.

A Tabela 13 apresenta a comparação entre a relação sinal-ruído obtida nas medições de corrente com as observadas em equipamentos comerciais. A aplicação das técnicas descritas, em conjunto com a medição de um sinal que possui SNR intrinsecamente elevada justificam os excelentes resultados obtidos.

Tabela 13: Comparativo SNR protótipo e equipamentos comerciais
Fonte: o autor(2017)

Corrente [A]	SNR [dB]		
	AEMC SR759	FLUKE i1000s	Protótipo
100	25,6	33,2	105
300	35,2	42,7	115
500	39,6	47,1	119

Além da transmissão das curvas de corrente, o sistema pode ser configurado para realizar a medição de corrente e exportar apenas o valor RMS. Para realizar tal cálculo, são coletados dez mil pontos, correspondentes à 20 períodos de 60 Hz. A Tabela 14 apresenta a comparação entre as medições realizadas com o alicate amperímetro AEMC SR759 em conjunto com o osciloscópio Tektronix TDS 3034, e realizadas pelo sistema. Nota-se a

proximidade entre os as correntes medidas com os dois equipamentos, validando o desenvolvimento.

Tabela 14: Comparativo de correntes medidas
Fonte: o autor (2017)

Correntes Medidas [A_{rms}]		
Osciloscópio	Protótipo	Diferença
100	98	2,00%
197	201	2,00%
305	299	2,00%
415	409	1,40%
508	505	0,60%

5.2 MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

Foi escolhido para este equipamento um sensor de temperatura do tipo NTC, com resistência nominal de 10 k Ω . Este termistor, que apresenta variação de resistência inversa com a elevação de temperatura, foi selecionado devido ao seu baixo custo e complexidade de implementação na faixa de temperatura selecionada (0 °C a 80 °C). Seu comportamento exponencial pode ser aproximado pela equação 29 (CHUNG *et al.* 2015; RUDTSCH *et al.* 2015):

$$R_{NTC}(T) = R_0 \cdot e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (29)$$

Onde R_0 , em Ω , representa a resistência do componente a uma temperatura conhecida T_0 , e β representa a constante do material. Este parâmetro, assim como os valores de temperatura, é representado em Kelvin.

Foram feitas coletas de valores de resistência de três NTCs de 10 k Ω de lotes distintos em função da temperatura em um ensaio de aquecimento de água, partindo de 0°C até o ponto de fervura no interior de uma garrafa térmica. Os dados de resistência foram obtidos utilizando um multímetro Minipa ET-2042D e os dados de temperatura por outro multímetro de mesma marca e modelo com termopar tipo k. Os dados coletados estão apresentados na Figura 56.

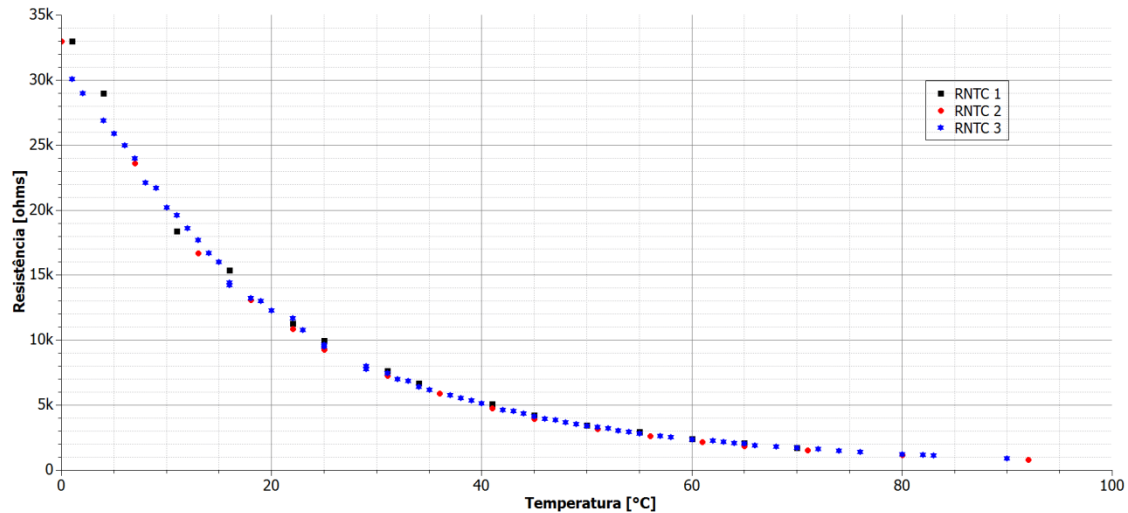


Figura 56: Resistência dos NTC's em função da temperatura
Fonte: o autor (2017)

A partir deste ensaio foi verificado o similar comportamento para os três dispositivos. Utilizando estes dados na equação 30 foi possível estimar o valor do coeficiente β (FETEIRA, 2009).

$$\beta = \ln \frac{\frac{R_{NTC}(T_1)}{\frac{1}{T_1}}}{\frac{R_{NTC}(T_0)}{\frac{1}{T_0}}} \quad (30)$$

Foram consideradas neste cálculo as temperaturas de $T_0 = 275,15$ K (2°C) e $T_1 = 353,15$ K (80°C), com as respectivas resistências elétricas de 29 k Ω e $1,25$ k Ω . Deste modo obtém-se o valor de $\beta = 3979,2$ K.

A linearização do NTC foi realizada baseando-se no conceito de variações iguais de temperatura representando variações iguais na resistência equivalente, conforme equações 31 e 32.

$$T_1 - T_2 = T_2 - T_3 \quad (31)$$

$$Req(T_1) - Req(T_2) = Req(T_2) - Req(T_3) \quad (32)$$

Este cálculo considera a topologia com o resistor de linearização em paralelo com o NTC. Desta forma é possível expandir a equação 32:

$$\left(\frac{1}{R_{lin}} + \frac{1}{R_{NTC}(T_1)}\right) - \left(\frac{1}{R_{lin}} + \frac{1}{R_{NTC}(T_2)}\right) = \left(\frac{1}{R_{lin}} + \frac{1}{R_{NTC}(T_2)}\right) - \left(\frac{1}{R_{lin}} + \frac{1}{R_{NTC}(T_3)}\right) \quad (33)$$

Isolando R_{lin} :

$$R_{lin} = \frac{R_{NTC}(T_2) \cdot (R_{NTC}(T_3) + R_{NTC}(T_1)) - 2 \cdot R_{NTC}(T_3) \cdot R_{NTC}(T_1)}{R_{NTC}(T_3) + R_{NTC}(T_1) - 2 \cdot R_{NTC}(T_2)} \quad (34)$$

Considerando os valores de temperatura e resistência apresentados na Tabela 15 obtém-se o valor de resistor de linearização de 2500 Ω .

Tabela 15: Valores de temperatura e resistência considerados para o cálculo do resistor de linearização
Fonte: o autor (2017)

	Temperatura [°C]	Temperatura [K]	Resistência [Ω]
T1	90	363,15	890
T2	50	323,15	3420
T3	10	283,15	20200

Embora este cálculo considere a topologia de resistores em paralelo alimentados por uma fonte de corrente (BAKER, 1999), optou-se por implementar o equivalente Thévenin deste, que consiste em resistores em série alimentados por uma fonte de tensão, como apresentado na Figura 57. A tensão sobre o resistor de linearização R2 em função a temperatura está apresentada na Figura 58.

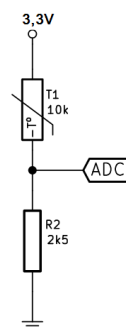


Figura 57: Circuito linearização NTC
Fonte: o autor (2017)

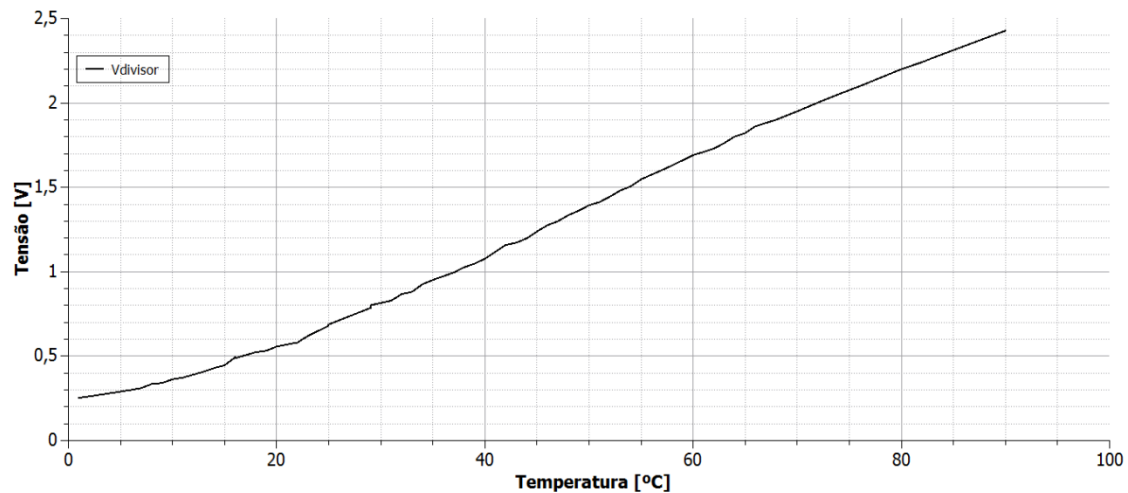


Figura 58: Tensão simulada sobre o resistor de linearização em função da temperatura
Fonte: o autor (2017)

A equação 35 apresenta o cálculo para obtenção da resistência do NTC em função da tensão convertida pelo microcontrolador.

$$R_{NTC}(T) = \frac{3,3 \cdot R_{lin}}{V_{ADC}} - R_{lin} \quad (35)$$

A partir deste valor de resistência é possível calcular a temperatura utilizando a equação 36:

$$T = \left[\frac{\ln\left(\frac{R_{NTC}}{R_0}\right)}{\beta} - \frac{1}{T_0} \right]^{-1} \quad (36)$$

Embora linearizado, foi considerado o comportamento exponencial do termistor para melhorar a exatidão das medições. A linearização foi efetuada com o intuito de otimizar a faixa de operação do conversor A/D e garantir resolução aproximadamente constante em toda a faixa de interesse.

Juntamente com os dados de corrente, o sistema foi desenvolvido para exportar informações relacionadas à temperatura do cabo. Para a aquisição destes dados de forma mais precisa foi aplicada a técnica de sobre amostragem. A Figura 59 apresenta a comparação da temperatura ambiente coletada diretamente (curva preta), e com 64 e 1024 sobre amostragens (curvas vermelha e verde respectivamente). Nota-se nestes gráficos uma redução na dispersão da medida proporcionalmente número de

sobreamostragens. A Tabela 16 apresenta a comparação da SNR da medida de temperatura para diferentes sobreamostragens.

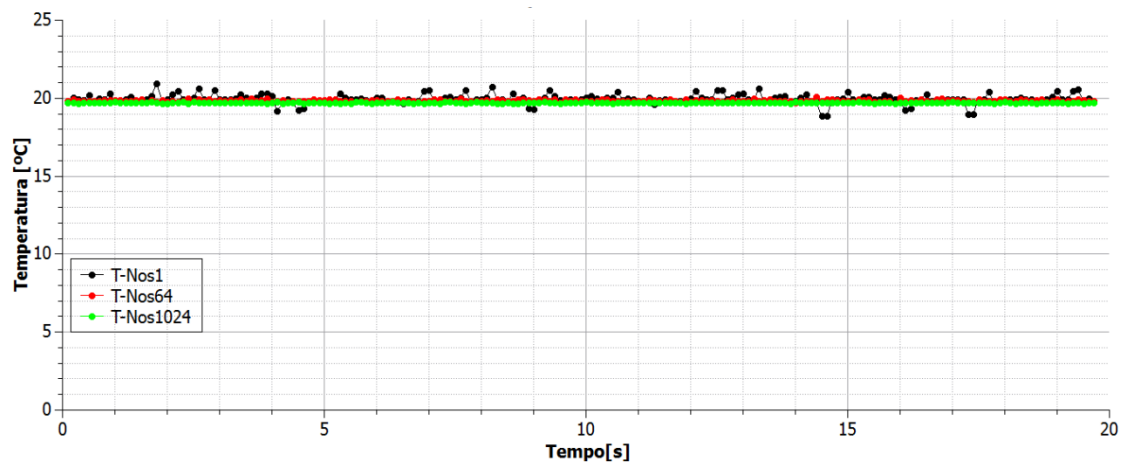


Figura 59: Temperatura ambiente coletada com diferentes taxas de sobreamostragem
Fonte: o autor (2017)

Tabela 16: Comparação da SNR para diferentes sobreamostragens
Fonte: o autor (2017)

	Nos1	Nos64	Nos1024
SNR [dB]	40	53	60

Como em regime permanente a temperatura de um condutor aéreo apresenta característica de baixa variação temporal, todas as medidas subsequentes foram realizadas com 1024 sobreamostragens. Na Figura 60 pode ser observada a temperatura do cabo para as correntes de 0 A, 100 A e 150 A.

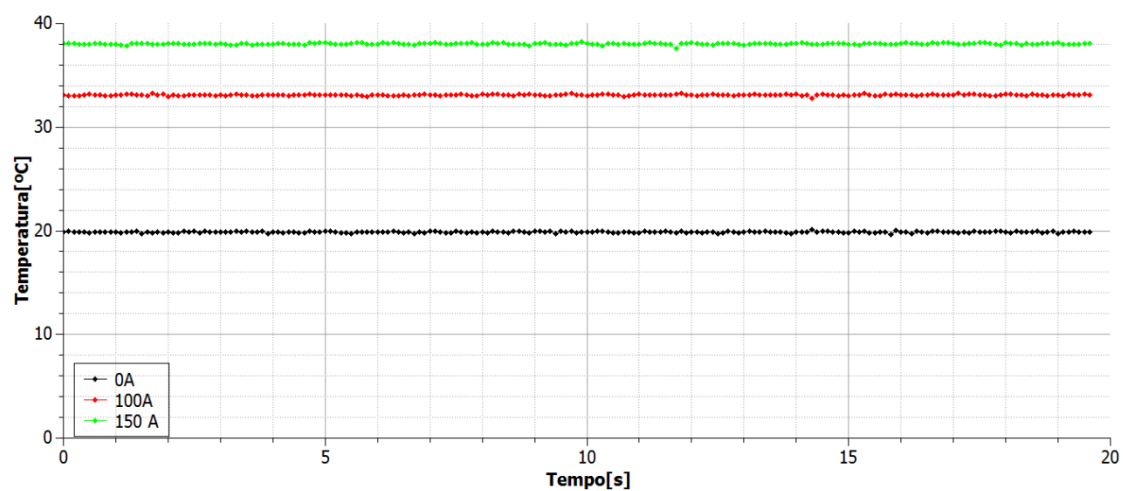


Figura 60: Temperatura do cabo para correntes de 0 A, 100A e 150 A.
Fonte: o autor (2017)

5.3 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Considerando limitações de acesso do local de instalação previsto para este equipamento o uso de baterias como fonte de alimentação é desencorajado tendo em vista a necessidade de procedimentos periódicos de manutenção. A associação de painéis fotovoltaicos com baterias recarregáveis, por sua vez, também não é recomendada, pois o elevado campo elétrico poderia danificar os painéis devido à descargas superficiais.

Assim, a solução adotada nesta pesquisa consistiu na utilização do próprio campo magnético associado à corrente elétrica de interesse para alimentar o equipamento.

Para tanto, foi desenvolvida uma bobina de 400 espiras com núcleo de ferrite, com permeabilidade relativa na ordem de centenas, para a conversão de campo magnético em tensão. A resposta simulada desta bobina, com raio interno de 15mm, raio externo de 30 mm e espessura do núcleo de 17 mm está apresentada na Figura 61. Considerando a permeabilidade relativa igual a 400 foi obtido tensão de pico em torno de 19 V, conforme apresentado no gráfico. Nesta simulação não foram considerados os efeitos de saturação do núcleo magnético.

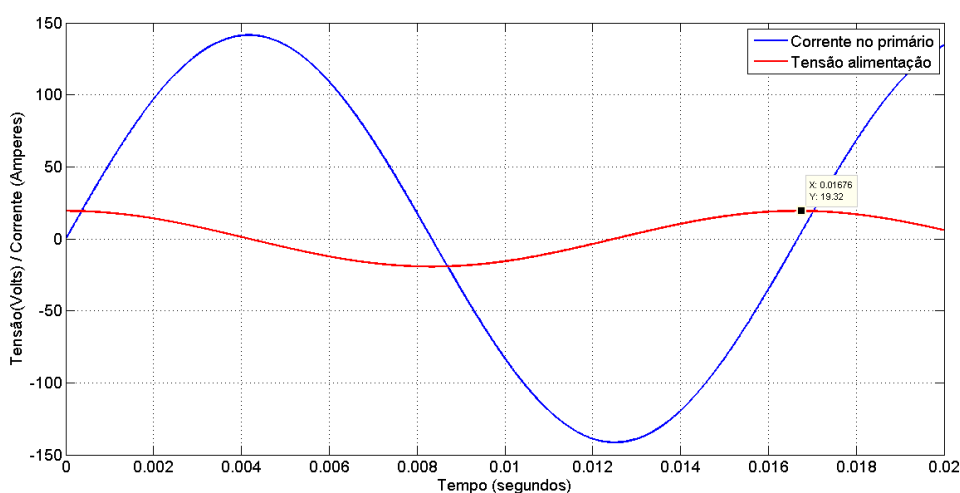


Figura 61: Simulação bobina de alimentação
Fonte: o autor (2017)

Para a utilização da tensão da bobina de alimentação no circuito, o sinal foi processado conforme o diagrama em blocos apresentado na Figura 62, com o objetivo de regular a tensão para 5V contínuo.

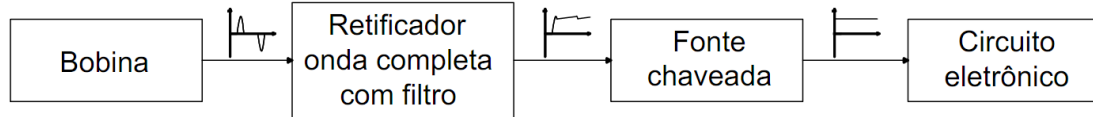


Figura 62: Diagrama de blocos fonte de alimentação
Fonte: o autor (2017)

A Figura 63 e a Figura 64 apresentam as curvas de resposta da bobina de alimentação para correntes de 100 A e 500 A respectivamente (curvas azuis referenciadas ao eixo da direita). Nestas pode-se perceber que para o valor mínimo de corrente especificado no projeto a saída da bobina apresenta tensão RMS em torno de 7 Volts, suficiente para alimentar o circuito. Nesta situação, como não há interesse na medição do sinal proveniente desta bobina, não foi necessário realizar o procedimento de integração.

A Figura 64 evidencia o efeito da saturação do núcleo conforme o aumento da intensidade da corrente primária. Em ambas as figuras a curva preta representa o amperímetro comercial, com resposta de 1 mV/A.

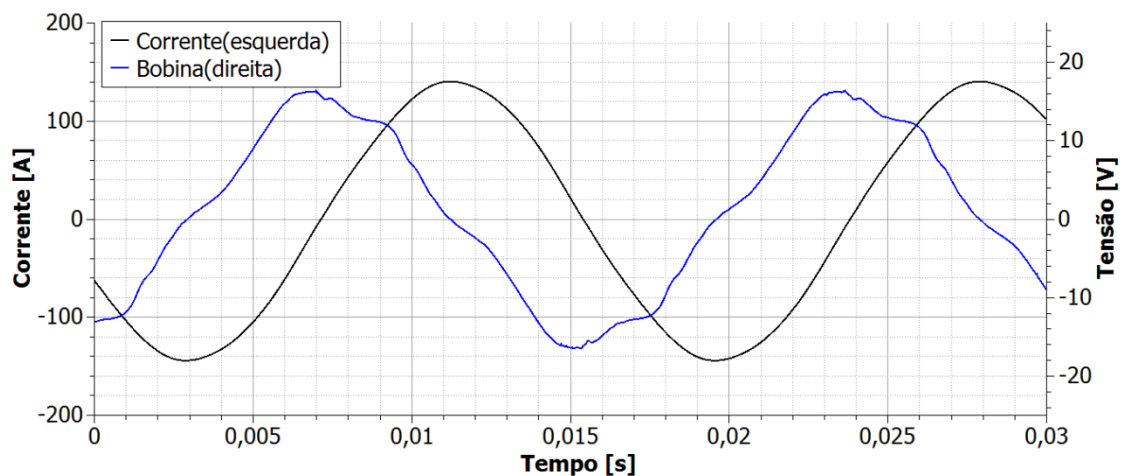


Figura 63: Resposta da bobina de alimentação para corrente de 100 A
Fonte: o autor (2017)

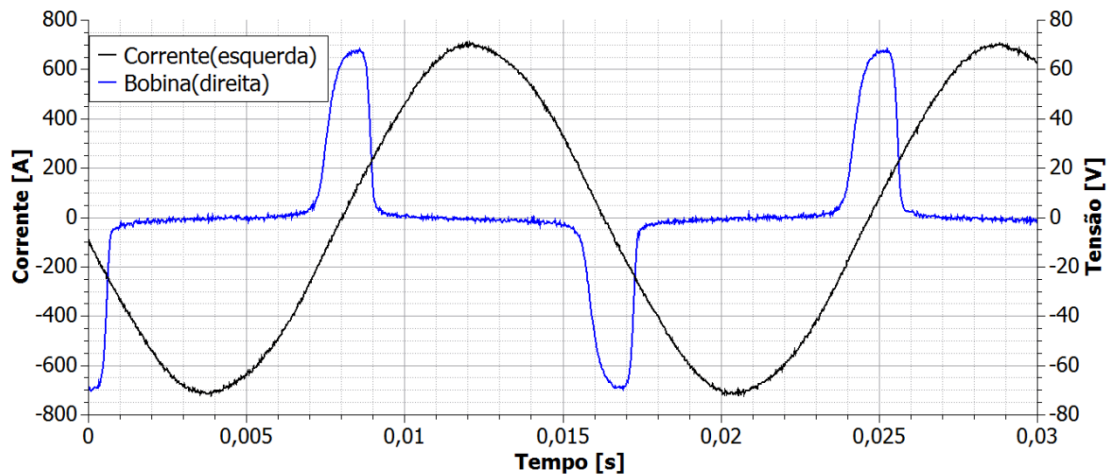


Figura 64: Resposta da bobina de alimentação para corrente de 500 A
Fonte: o autor (2017)

Utilizando esta bobina em conjunto com o circuito regulador apresentado na Figura 65, composto por um retificador de onda completa com filtro em cascata com uma fonte chaveada, foi possível alimentar o protótipo para correntes primárias a partir de 100 A. Conforme observado em simulações e nos ensaios em laboratório, devido à baixa resistividade do alumínio, o calor gerado por correntes desta magnitude é de até duas ordens de grandeza menor do que o calor gerado pela absorção de radiação solar pelo cabo. Desta forma, não existe necessidade de monitoramento de temperatura de condutores com correntes desta ordem.

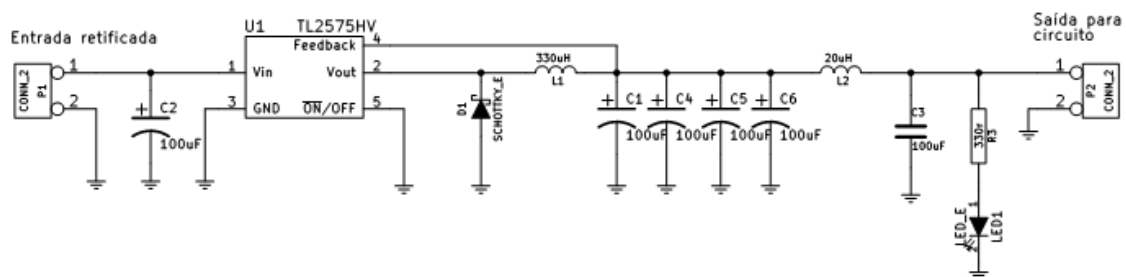


Figura 65: Fonte chaveada utilizada na alimentação do protótipo
Fonte: o autor (2017)

A Figura 66 apresenta a tensão média após o estágio retificador, sobre o capacitor C_2 na figura acima, em função da corrente no condutor. Pode-se notar que a partir de 500 A o nível de tensão tende a se estabilizar em torno de 50 V. Expandindo matematicamente esta distribuição foi possível estimar que, para corrente primária de 1000 A, a tensão média seria equivalente a 53 V,

compatível com o circuito integrado selecionado, que possui capacidade de regulação para até 60 V contínuos em sua entrada.

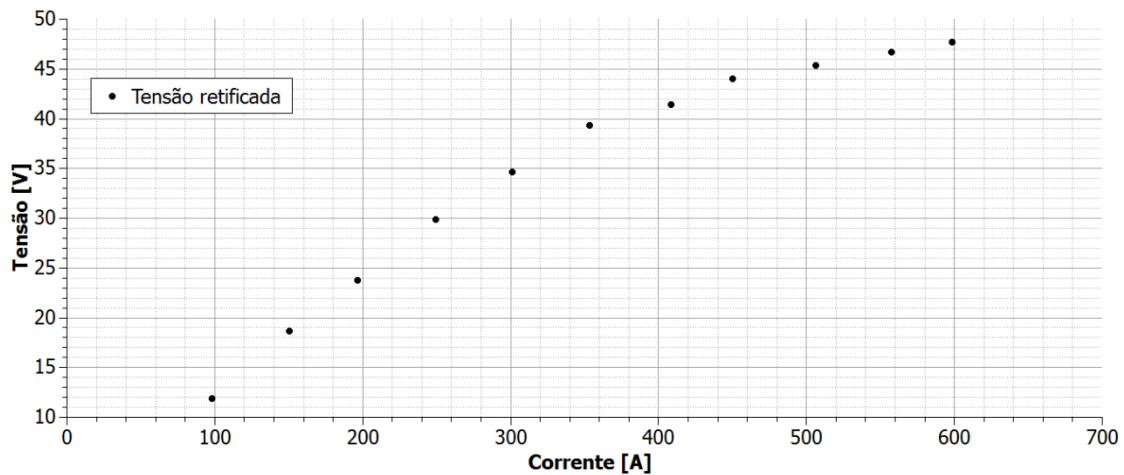


Figura 66: Tensão retificada em função da corrente
Fonte: o autor (2017)

O comportamento da tensão média após a retificação em função da corrente de entrada evidenciou o efeito da utilização de materiais magnéticos no núcleo de bobinas em sua resposta. Desta forma comprovou-se que a utilização de bobinas com este tipo de núcleo como transdutor de corrente seria inadequado para o sistema proposto.

5.4 DISCUSSÕES

Embora validado em laboratório para até 500 A, extrapola-se que o equipamento possui sensibilidade para medição de correntes de até 1600 A.

O projeto do transdutor de corrente do protótipo de sensor indireto de ampacidade apresentou resultados experimentais similares às simulações realizadas durante a etapa de projeto. O coeficiente linear, dependente dos parâmetros da bobina, apresentou diferença de apenas 3,9% em relação aos valores teóricos. A linearidade da bobina de Rogowski foi confirmada pela análise da variação de tensão de saída em função da corrente de entrada, que apresentou coeficiente de correlação com amperímetro comercial de 0,999.

Considerando a característica diferencial da bobina de Rogowski, recomenda-se a utilização de conversores A/D diferenciais para a aquisição de

sua tensão de saída. Neste trabalho foi possível comprovar que utilizando este tipo de entrada aumenta-se a SNR do sistema em até 10 dB.

A aplicação de técnicas analógicas e digitais de redução de ruído apresentaram resultados perceptíveis neste equipamento, sendo possível obter relação sinal-ruído e 119 dB para correntes de 500 A.

Foi possível realizar a integração e cálculo do valor RMS da corrente de forma embarcada no microcontrolador, com erro máximo de 2% em relação às medições com equipamentos calibrados.

Com a aplicação da técnica de sobreamostragens foi possível incrementar a SNR da medida de temperatura em 20 dB. Esta técnica foi aplicada apenas para a medição deste parâmetro devido à sua característica de baixa frequência.

O sistema de alimentação desenvolvido para o protótipo apresentou comportamento compatível com o projetado para a instalação do sistema em local de acesso restrito. A fonte foi projetada para que o protótipo funcione para correntes primárias a partir de 100 A.

6 CONCLUSÕES

A instrumentação desenvolvida para o ensaio de ampacidade se mostrou eficaz para a medição e controle das variáveis propostas, viabilizando o monitoramento dos principais parâmetros envolvidos no cálculo de ampacidade. Durante o desenvolvimento foi percebida a significativa diferença que a incidência de vento causa no balanço térmico das LT. Este é um parâmetro com comportamento irregular ao longo da linha, indicando ser necessário o monitoramento de todas as regiões para uma correta determinação do vão crítico da linha.

A mudança de topologia no ensaio de emissividade para uma câmara escura com vácuo permitiu a eliminação das variáveis radiação solar e incidência de vento no cálculo dos parâmetros radiativos e permitiu obter resultados mais precisos na determinação da emissividade de amostras de cabos aéreos, além de garantir repetibilidade ao procedimento. Neste arranjo foi observado que a temperatura de estabilização do condutor é muito maior do que quando exposto ao ambiente, corroborando a hipótese de que a convecção é o principal mecanismo dissipativo de LTs. Embora na nova topologia tenham sido realizados ensaios com correntes mais baixas do que na bancada externa, foi possível estudar o comportamento do cabo ao longo de toda sua faixa de temperatura de operação, aumentando a confiabilidade dos resultados.

O valor médio da emissividade encontrada para a amostra ensaiada em vácuo foi de 0,79, condizente com o que sugere a norma para cabos envelhecidos (0,8). Para completa validação desta metodologia devem ser ensaiados trechos de cabo em diferentes estados de degradação e comparados com as indicações presentes em normas técnicas.

A topologia de ensaio em bancada com a amostra exposta às variáveis ambientais apresenta como desvantagem a necessidade de equipamentos de laboratório de maior potência nominal para gerar correntes elétricas elevadas. A topologia em vácuo, por outro lado, além de apresentar resultados mais coerentes, pode ser preparada com equipamentos de potência menor, adequados para instalações internas.

Assim, foi possível desenvolver estrutura de ensaio para determinação dos parâmetros radiativos de amostras de cabos de LTs.

Embora tenham sido obtidos valores precisos de emissividade e absortividade para trechos de cabos de LT, estes parâmetros são função das condições superficiais do material, então não é possível extrapolar este resultado diretamente para o cálculo de linhas. Porém, a técnica desenvolvida fornece condições para o estudo detalhado da correlação da emissividade e absortividade em cabos em função do seu envelhecimento e temperatura, o que futuramente pode gerar entendimento mais profundo do comportamento destes parâmetros, aumentando a exatidão na estimativa da ampacidade de LTs. Sugere-se então, para trabalhos futuros, a utilização desta técnica para avaliar a correlação da emissividade e absortividade em amostras envelhecidas em laboratório.

Apesar das limitações da técnica OTDR em relação à OTDA foi possível monitorar, com resolução espacial de aproximadamente um metro, a temperatura do cabo OPGW da LT Londrina-Ibiporã, que possui um comprimento total de aproximadamente 20 km. Não foi possível utilizar o algoritmo interno do equipamento para exportar diretamente o valor de temperatura, pois a linha de transmissão selecionada apresentava fibras ópticas com características distintas em sua extensão. No entanto, durante este projeto foi demonstrado que, com a medição de apenas dois pontos de fibras diferentes é possível calibrar o sistema para todos os demais trechos. Como todos os parâmetros utilizados no algoritmo provém de dados coletados experimentalmente, não há necessidade de conhecimento prévio dos tipos de fibras instalados, cenário bastante comum no cenário brasileiro. Este procedimento apresenta como desvantagem a desconsideração da variação de frequência dos pulsos retropropagados em função da tensão mecânica do cabo. Neste estudo esta consideração pôde ser realizada, pois a fibra não se encontra fixada no interior do cabo OPGW. Esta configuração é conhecida como *loose-tube*. Sugere-se o estudo do comportamento deste algoritmo em fibras do tipo *tight-tube*, não analisadas neste trabalho, para aprimoramento da técnica.

Neste projeto foi monitorada a temperatura das fibras presentes no interior do núcleo de um cabo guarda do tipo OPGW, que, por não transmitir potência, não representa diretamente a ampacidade da linha, mas pode ser fonte de informações acerca das condições ambientais. Desta forma é necessário processamento adicional para correlacionar as temperaturas do OPGW e de um cabo fase expostos ao mesmo ambiente. Porém, se a linha de interesse for composta por cabos fase do tipo OPPC, os dados exportados utilizando esta técnica podem ser utilizados diretamente como forma de monitorar a ampacidade distribuída da linha em tempo real.

A partir do desenvolvimento do protótipo de medidor indireto de ampacidade, com transmissão sem fio e alimentação proveniente da própria corrente do cabo em avaliação, foi possível validar este equipamento em laboratório como uma possível futura alternativa para medição pontual de corrente elétrica e temperatura de condutores de LT. Tal equipamento poderia ser aplicado em linhas curtas, em que não há interesse em monitoramento distribuído, ou em situações em que o vão crítico é uma região bem definida.

Para trabalhos futuros sugere-se que seja realizada a troca do módulo bluetooth por um GPRS a fim de viabilizar a comunicação sem fio em longas distâncias. Para a instalação deste equipamento em alta tensão deve-se alterar a construção das bobinas para a topologia de núcleo particionado, tendo em vista a impossibilidade de desenergizar e seccionar um trecho de LT para a instalação do sensor.

REFERÊNCIAS

- AQUINO, T. F.; NIGRI, M. L. ; SANTOS, A. K. **Implantação De Limite Dinâmico Na Capacidade De Transporte De Linhas De Distribuição E Seus Ganhos No Indicador De Continuidade (DEC)**. XXIII SENDI – Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica. Curitiba. Novembro 2016.
- BAKER, B. C. **“Thermistors in Single Supply Temperature Sensing Circuits”**. Microchip Application Note, 1999.
- BASTOS, M.R.; MACHADO, M. S. L. **Visual, Real-Time Monitoring System For Remote Operation Of Electrical Substations**. IEEE/PES Transmission And Distribution Conference And Exposition: Latin America, São Paulo. Novembro 2010.
- BATES, C.; MALMEDAL, K.; CAIN, D. **Cable Ampacity Calculations: A Comparison Of Methods**. IEEE Rural Electric Power Conference, 2015.
- , M. J. C.; SLOOTWEG, J. G.; CLEMENS, G. J. M. B. **Incorporating Weather Statistics in Determining Overhead Line Ampacity**. International Conference on Future Power Systems, 2005.
- BERNINI, R.; MINARDO, A.; ZENI, L.. **A reconstruction technique for stimulated brillouin scattering fiber-optic sensors for simultaneous measurement of temperature and strain**. IEEE Sensors. Florida, Junho 2002.
- BIRD, R. B.; STEWART, W. E.; LIGHTFOOT, E. N.; **Fenômenos de Transporte**. 2ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2004. 838 p.
- CASTILHO, R. M. **Otimização do Uso da Linha de Transmissão Através do Monitoramento em Tempo Real**. Dissertação – UNICAMP. Campinas, 13/09/2010.
- CERQUEIRA, E. O.; POPPI, R. J.; KUBOTA, L. T.; MELLO, C. **Utilização De Filtro De Transformada De Fourier Para A Minimização De Ruídos Em Sinais Analíticos**. Química Nova, vol 23, nº 5. Setembro/Outubro, 2000.
- CHUNG, J. P., OH, S. W. **“A Residual Compensation Method for the Calibration Equation of Negative Temperature Coefficient Thermistor”**. Thermochemica Acta, volume 616, 2015.
- DEB, A. K. **Power Ampacity Systems: Theory, Modeling, and Applications**. Florida CRC Press LLC. 2000. 251 p.
- DECHUN, W.; ZHIHUI, F.; JIE, T. **The Study Of Temperature Measurement On Optical Fiber In Opgw Based On Stimulated Brillouin Scattering**. International Conference On Information And Automation. Ningbo, Agosto 2016.
- DELBEN, G. J. **Avaliação da Resposta da Bobina de Rogowski para Aplicação em Sensor de Descargas Elétricas em Isoladores**. Dissertação – UFPR, 2008.
- DURASAMY, N.; UKIL, A. **Cable Ampacity Calculation And Analysis For Power Flow Optimization**. Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT), Singapura, Outubro 2016.

EKO INSTRUMENTS CO, LTD. **Silicon pyranometer ML-01 Instruction Manual ver.6.** 26/09/2016.

FETEIRA, A. “**Negative Temperature Coefficient Resistance (NTCR) Ceramic Thermistor: Na Industrial Perspective**”. Journal of the American Ceramic Society, volume 92, nº 5, 2009.

FURTADO, R. G. C. **Métodos Estatísticos Aplicados ao Cálculo da Ampacidade e Risco Térmico de Linhas Aéreas de Transmissão.** Dissertação – UFJF. Juiz de Fora, Agosto 2008.

HIGASHI, E. M. **Modelagem da Bobina de Rogowski para Medidas de Pulsos de Corrente Elétrica.** Dissertação – UFPR, 2006.

HALLIDAY, D.; RESNICK, J. W. **Fundamentos da Física volume 2: Gravitação, Ondas e Termodinâmica.** 8ª ed. Rio de Janeiro: LTC. 2010. 300p.

HOLMAN, J. P. **Heat Transfer.** 3ª ed, Tokyo: McGraw-Hill Kogakusha, LTD. 1972, 334p.

IEZZI, V. L.; LORANGER, S.; GAGNE, M.; KASHYAP, R. **Ultrahigh resolution distributed temperature and strain sensing in optical fibre with Rayleigh and Brillouin scattering.** Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), Shanghai, Junho –Julho 2015.

INCROPERA, F. P.; DEWITT, D. P.; BERGMAN, T. L.; Lavine, A. S. **Fundamentos de Transferência de Calor e Massa.** 6ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2008. 644 p.

LACIS, A.A.; HANSEN, J. E.. **A Parametrization For The Absorption Of Solar Radiation In The Earth’s Atmosphere.** Journal Of The Atmospheric Sciences. Vol 31. Janeiro 1974.

MAKINO, T.; KUNIMOTO, T.; MORI, T. **Study on the properties of Thermal Radiation of Metallic Materials for High Temperature.** Trans. ASME

MATSUYA, Y.; UCHIMURA, K. IWATA, A.; KOBAYASHI, T.; ISHIKAWA, M.; YOSHITOME, T. **A 16-bit Oversampling A-to-D conversion technology using triple-integration noise shaping.** IEEE Journal of solid-state circuits. Vol 22, nº 6. Dezembro 1987.

MOON, T. K.; NEAL, D.; GUNTHER, J. H.; **Temperature Emissivity Separation: Estimation With A Parameter Affecting Both Mean And Variance Of The Observation.** IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE). São Paulo, agosto 2015.

NASCIMENTO, C. A. M.; CASTRO, A. C.; PAULINO, A. S.; MATOSO, H. M.; JÚNIOR, M. D. G.; MARIANO, S. L. S.; FERBER, M.; FRANÇA, G. A. C.; VASCONCELOS, J. A. **Controle e Monitoramento de Temperatura de Condutores em Linhas Aéreas de Alta Tensão.** XVII CBA – Congresso Brasileiro de Automática. Juiz de Fora. Setembro, 2008.

OZ OPTICS. **Fiber Optic Distributed Strains and Temperature Sensors (DSTS).** Datasheet, 2016.

PEKONEN, J. **Filter-Based Oscillator Algorithms for Virtual Analog Synthesis**. Tese,- Department of Signal Processing and Acoustics, Aalto University, Helsinki, 2014.

PROAKIS, J.G.; MANOLAKIS, D.G. **Digital Sign Processing Principles, Algorithms, and Applications**. 3th Ed. New Jersey. Prentice Hall, Inc, 1996.

QUIRINO, S. F. **Análise Espectral do Restroespalhamento Brillouin-Rayleigh em Fibra Óptica Monomodo**. Tese – São José dos Campos, 16/10/2012.

ROSA, V. S. **Uma Ferramenta Para A Geração Otimizada De Filtros FIR Paralelos Com Coeficientes Constantes**. Dissertação – UFRGS, 2005.

ROSENHAW, W. M.; HARTNETT, J. P.; CHO, Y. I. **Handbook of Heat Transfer**. 3ª ed. McGraw Hill, 1998. 1501 p.

RUDTSCH, S. ROHDEN, C. V. **Calibration and Self-Validation of Thermistors for High Precision Temperature Measurements**. Measurement, volume 76, 2015.

SCHOLL, S. **Exact Signal Measurements Using FFT Analysis**. Microelectronic Systems Design Research Group, Germany, 2016.

SEDAGHAT, A. **Thermal Analysis Of Power Cables In Free Air: Evaluation And Improvement Of The IEC Standard Ampacity Calculations**. IEEE Transactions On Power Delivery, Vol 29, N°5. October 2014.

SILVA, T. C. **Concepção, projeto, construção e teste de um aparato experimental para medição de emissividade de ligas com memória de forma**. Dissertação, 102 páginas. Universidade de Brasília, 16/12/2014.

SISSOM, L. E., PITTS, D. R. **Fenômenos de Transporte**.1ª ed, Rio de Janeiro: Editora Guanabara. 1979, 765 p.

SMITH, R.G. **Optical Power Handling Capacity Of Low Loss Optical Fibers As Determined By Stimulated Raman And Brillouin Scattering**. Applied Optics Vol. 11, N° 11. Novembro, 1972.

SMITH, S.W. **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing**. USA: California Technical Publishing, 1997.

SONG, K. Y.; Herráez, M.G.; Thévenaz, L. **Observation Of Pulse Delaying And Advancement In Optical Fibers Using Stimulated Brillouin Scattering**. Optics Express 82, Vol 12, N° 1, 10/01/2005.

STILSON, S. S. **Efficiently-Variable Non-Oversampled Algorithms In Virtual-Analog Music Synthesis**. Tese - Department Of Electrical Engineering and The Committee On Graduate Studies, Stanford University, Palo Alto, 2006.

THÉVENAZ, L. **Brillouin Distributed Time-Domain Sensing in Optical Fibers: State of the Art and Perspectives**. Frontiers of Optoelectronics in China, Vol 2, nº1. Março 2010.

TRANSMISSION AND DISTRIBUTION COMMITTEE. **IEEE Std 738™**. New York, 2012.

TUR, M.; MOTIL, A.; SOVRAN, I.; BEGMAN, A. **Recent Progress In Distributed Brillouin Scattering Fiber Sensors**. IEEE Sensors, Valencia. Novembro 2014.

FISH, L. **Power Donut™ Overhead Electric Power Line Monitoring Systems**. Manual Técnico, 2013.

USAMENTIAGA, R.; GARCÍA, D. F.; MOLLEDA, J.; BULNES, F. G.; PÉREZ, J. M. **Temperature Measurement Using the Wedge Method: Comparison And Application To Emissivity Estimation And Compensation**. IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement, Vol 60, Nº5. Maio 2011.

VASEGHI, S.V. **Advanced Digital Signal Processing And Noise Reduction**. 4ª ed. John Wiley and Sons Ltd, 2008. 544 p.

WEI, Z.; WANG, M.; HAN, X.; ZHANG, H.; ZHANG, Q. **Probabilistic Forecasting For The Ampacity Of Overhead Transmission Lines Using Quantile Regression Method**. 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power And Energy Conference. Xi'an, China, 2016.

APÊNDICE 1: ESQUEMÁTICO PROTÓTIPO MEDIDOR INDIRETO DE AMPACIDADE

