

Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia – INMETRO

Wesley Cardoso dos Santos Sousa

**DESENVOLVIMENTO DE UM PADRÃO PRIMÁRIO DE CORRENTE
CONTÍNUA A PARTIR DA LEI DE OHM**

Duque de Caxias – RJ

2024

Wesley Cardoso dos Santos Sousa

**DESENVOLVIMENTO DE UM PADRÃO PRIMÁRIO DE CORRENTE
CONTÍNUA A PARTIR DA LEI DE OHM**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Metrologia e Qualidade do Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Metrologia e Qualidade.

Regis Pinheiro Landim

Orientador

Duque de Caxias – RJ

2024

Wesley Cardoso dos Santos Sousa

**DEVELOPMENT OF DC CURRENT PRIMARY STANDARD BASED
ON OHM'S LAW**

Master thesis submitted as partial fulfilment of the requirements for the Degree of Master of Metrology and Quality in the Postgraduate Program in Metrology of the National Institute of Metrology, Quality, and Technology.

Regis Pinheiro Landim

Advisor

Duque de Caxias – RJ

2024

S725d Sousa, Wesley Cardoso dos Santos

Desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua a partir da Lei de Ohm. 2024. / Wesley Cardoso dos Santos Sousa. Duque de Caxias, RJ, 2024.
206 f. : il., color.

Dissertação (Mestrado em Metrologia e Qualidade) – Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, Duque de Caxias, RJ, 2024.

Orientador: Regis Pinheiro Landim

1. Corrente contínua 2. Efeito Hall quântico 3. Efeito Josephson
4. Lei de Ohm 5. Padrão primário I. Landim, Regis Pinheiro
II. Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia III. Título.

CDD 621.31912

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca do Inmetro

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

SOUSA, Wesley Cardoso dos Santos. **Desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua a partir da Lei de Ohm.** 2024. 206 f. Dissertação (Mestrado em Metrologia e Qualidade) – Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, Duque de Caxias, RJ, 2024.

CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR: Wesley Cardoso dos Santos Sousa.

TÍTULO DA MONOGRAFIA: Desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua a partir da Lei de Ohm.

TIPO DE MONOGRAFIA: Dissertação de Mestrado em Metrologia e Qualidade / 2024.


É concedida ao Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia a permissão para reproduzir e emprestar cópias desta monografia somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação.

Wesley Cardoso dos Santos Sousa
wesleycardoso1987@gmail.com


Wesley Cardoso dos Santos Sousa

**DESENVOLVIMENTO DE UM PADRÃO PRIMÁRIO DE CORRENTE
CONTÍNUA A PARTIR DA LEI DE OHM**


A presente Dissertação, apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Metrologia e Qualidade do Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Metrologia e Qualidade, foi aprovada pela seguinte Banca Examinadora:

Documento assinado digitalmente
 **REGIS PINHEIRO LANDIM**
Data: 08/03/2024 15:33:55-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


**Doutor Regis Pinheiro Landim – Inmetro
Presidente da Banca Examinadora**

Documento assinado digitalmente
 **CESAR AUGUSTO BOTURA**
Data: 10/03/2024 21:23:52-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Doutor Cesar Augusto Botura – CTA

Documento assinado digitalmente
 **RODRIGO PEREIRA BARRETTO DA COSTA FELIX**
Data: 11/03/2024 11:23:13-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Doutor Rodrigo Pereira Barretto da Costa-Félix – Inmetro

Documento assinado digitalmente
 **EDISIO ALVES DE AGUIAR JUNIOR**
Data: 14/04/2024 14:38:35-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Doutor Edisio Alves de Aguiar Junior – Inmetro

Documento assinado digitalmente
 **ZEMAR MARTINS DEFLIPPO SOARES**
Data: 14/03/2024 15:17:17-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Doutor Zemar Martins Defilippo Soares – Inmetro

Duque de Caxias, 06 de março de 2024.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais Pedro Fernandes de Sousa e Vera Maria Cardoso dos Santos Sousa por todo apoio e instruções dados a mim e que foram imprescindíveis para minha formação no ensino superior. Sem vocês nada disso seria possível.

Dedico ainda à minha amada esposa Joseylma Silva dos Santos por ter me encorajado a aceitar o desafio de ingressar no mestrado e por me apoiar durante todo o curso. Agradeço por você, mesmo em período gestacional, ter compreendido pacientemente minha ausência para a realização da pesquisa materializada neste documento. Sou grato a Deus por ter colocado você em minha vida, amo você.

Por fim, dedico ao meu primeiro e amado filho Lucas Santos Cardoso que, com pouco mais de um mês de vida, me traz sentimentos inexplicáveis de amor e alegria. Que este documento sirva de exemplo para que você, em momento oportuno da vida, compreenda que o conhecimento é chave para o sucesso, qualquer que seja o sentido da palavra.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus pela saúde e todas as bênçãos que tem me concedido.

Ao Grupo Aéreo Naval de Manutenção, à Agência Naval de Segurança Nuclear e as demais organizações militares da Marinha do Brasil que aprovaram este mestrado de interesse da força e assim proporcionaram meu desenvolvimento profissional o qual retribuo ao elevar significativamente nível das tarefas a mim atribuídas.

Ao meu orientador pela adequada orientação, paciência e dedicação prestados a mim para o desenvolvimento desta pesquisa. Sua experiência e percepções me trouxeram ensinamentos que foram imprescindíveis à execução desta pesquisa e que certamente também contribuirão significativamente na minha carreira.

Aos técnicos do Lameq pelo ótimo convívio que tivemos neste último ano e pelas discussões e sugestões dadas à pesquisa. Especificamente ao Dr Hélio pela atenção, sugestões e ensinamentos transmitidos principalmente no início da fase experimental e ao Me Vinicius Coutinho pelos valiosos ensinamentos em calibração de resistores.

Aos docentes do PPGMQ pelo elevado nível de instrução que foi transmitido a mim nas disciplinas do curso e que serviram de importante base para o desenvolvimento desta pesquisa.

RESUMO

O uso de medidores de corrente elétrica na faixa entre o nanoampere e miliampere é amplamente utilizado na metrologia fundamental e aplicada, na indústria de semicondutores e saúde (dosímetros). A calibração destes medidores requer padrões de calibração para estabelecer a qualidade mínima do processo e a rastreabilidade necessária ao sistema de medição. No Brasil ainda não há um padrão primário de corrente contínua desenvolvido a partir da lei de Ohm, que é uma das orientações do BIPM para a realização prática do ampere. No presente trabalho, foi desenvolvido um padrão primário de corrente contínua a partir da implementação da lei de Ohm, para a faixa entre o microampere e o miliampere. Para tanto, realizou-se o ampere a partir da lei de Ohm obtido com a integração do padrão primário de resistência elétrica, baseado no efeito Hall Quântico e o padrão primário de tensão elétrica, baseado no efeito Josephson. Esta integração dos sistemas e interface com o usuário foi feita por software próprio em linguagem Python, desenvolvido nesta pesquisa e denominado Iprim. Adicionalmente foi feita uma comparação interlaboratorial entre o sistema proposto e uma calibração feita pelo Lancel. Esta pesquisa apresenta resultados para medição de corrente contínua obtidos a partir da medição de tensão por efeito Josephson aplicados sobre os resistores padrão com rastreabilidade ôhmica às amostras por efeito Hall Quântico. Obteve-se valores de incerteza relativa entre $0,5 \mu\text{A/A}$ e $376,7 \mu\text{A/A}$ para o intervalo de correntes compreendido entre $0,1 \mu\text{A}$ e 10mA . Estes resultados, quando comparados com o CMC, no BIPM, dos outros INM do mundo, com incerteza relativa mínima de $2 \mu\text{A/A}$ e máxima de $2000 \mu\text{A/A}$, mostram que o sistema desenvolvido atingiu os objetivos propostos. Como produtos esta pesquisa gerou dois artigos científicos sobre o tema, o software Iprim e o Sistema Primário desenvolvido, propriamente dito.

Palavras-chave: corrente contínua, efeito Hall quântico, efeito Josephson, lei de Ohm microampere, miliampere, padrão primário.

ABSTRACT

Ammeters in the range between nanoampere and miliampere are very used in fundamental and applied metrology, industry, microelectronics, medical care and health. The calibration of these instruments needs calibration standards to provide a minimum quality process and traceability essential for measurement system. In Brazil, it does not exist a primary DC current standard based on Ohm's law, which is one of BIPM recommendations to realize the ampere. In this work, a primary DC current standard based on Ohm's law in range between microampere and miliampere was developed. For such implementation, it was proposed the ampere realization based on Ohm's law that was obtained through the integration of a standard resistor, directly calibrated against a Quantum Hall System, and Josephson Voltage Standard. This integration of systems and user interface was carried out using software in Python language, developed in this research and called Iprim. This research presents DC current measurement results obtained from voltage measurement by Josephson effect applied on the real parameters of standard resistors with traceability to the SI ohm through Quantum Hall effect samples. Relative uncertainty values between $0.5 \mu\text{A/A}$ and $367.7 \mu\text{A/A}$ were obtained for the current range between $0,1 \mu\text{A}$ and 10 mA . These results, when compared with the CMC, at BIPM, of other INMs in the world, with a minimum relative uncertainty of $2 \mu\text{A/A}$ and a maximum of $2000 \mu\text{A/A}$, show that the developed system achieved the proposed objectives. The products generated with this research were two scientific articles, the Iprim software and the developed system.

Keywords: direct current; Josephson effect, microampere, miliampere, Ohm's law, primary standard; Quantum Hall effect.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Fluxograma de Seleção de Estudos.	23
Figura 2 - Junção Josephson submetida à uma tensão constante.	24
Figura 3 - Junção Josephson submetida a uma corrente alternada de frequência f . A variável t representa ao tempo.	25
Figura 4 - Curva V_J - I para uma junção Josephson.....	26
Figura 5 - Sistema PJVS simplificado.....	26
Figura 6 - <i>Array</i> e <i>subarrays</i> do CI com as JJ.....	27
Figura 7 - Tensão nas extremidades do <i>subarray</i> em função do valor da corrente de polarização.....	27
Figura 8 - Tensão nas extremidades do <i>subarray</i> submetido à corrente de polarização e corrente com frequência de micro-ondas em torno de 20 GHz.....	28
Figura 9 - Parâmetros de caracterização do sistema PJVS.....	28
Figura 10 - Limites para definir parâmetros <i>p-width</i> , <i>0-width</i> e <i>n-width</i>	29
Figura 11 – Representação do sistema NISTvolt-P para calibração de padrão de tensão.....	30
Figura 12 - Força magnética F_m atuando em uma carga $-q$ com velocidade v	31
Figura 13 - Representação do efeito Hall.....	32
Figura 14 - Representação dos pontos de medição para levantamento da curva de resistência elétrica em função do campo magnético.	33
Figura 15 - Junção GaAs e AlGaAs submetido a uma corrente I , campo magnético B em temperatura abaixo de 4 K.....	34
Figura 16 - Representação do CCC.....	35
Figura 17 - Representação de um capacitor submetido à uma tensão $v_c(t)$ gerando uma corrente $i(t)$	37
Figura 18 - Amplificador operacional em modo integrador.....	38
Figura 19 - Representação elétrica de um capacitor com as componentes responsáveis pela não linearidade.....	39

Figura 20 - Saída de tensão de um DAC. Em (a) está representado o teórico do DAC, em (b) está representado o comportamento real de um DAC.	40
Figura 21 - Saída de dois DAC com resoluções diferentes. Em (a) um DAC com alta resolução. Em (b) um DAC com baixa resolução.	41
Figura 22 - Diagrama esquemático do Ultra Low-Noise Current Amplifier.	42
Figura 23 – Intervalo para incerteza relativa apresentada no site do BIPM.	43
Figura 24 – Funcionamento de um ohmímetro com 2 fios.	44
Figura 25 – Funcionamento de um ohmímetro com 4 fios.	45
Figura 26 – Circuito que representa o padrão primário proposto.	48
Figura 27 – Circuito elétrico simplificado que representa o padrão primário proposto.	61
Figura 28 – Diagrama de Ishikawa das fontes de incerteza do sistema para uma medição.	63
Figura 29 – Fontes de incerteza para n medições.	74
Figura 30 – Preparação dos resistores no banho a ar.	77
Figura 31 – Disposição dos equipamentos utilizados nas medições com resistores PT16, PT17 e PT20.	78
Figura 32 – Diagrama das ligações com o resistor padrão.	79
Figura 33 – Disposição dos equipamentos utilizados nas medições com o resistor PR06.	80
Figura 34 – Seleção do TAP do PJVS.	81
Figura 35 – Seleção do resistor padrão no programa Iprim e informações iniciais da medição.	81
Figura 36 – Corrente que o usuário deseja que seja fornecida pelo DUT e temperatura inicial de medição.	82
Figura 37 – Apresentação do DUT em operação.	82
Figura 38 – Planilha onde digitou-se V_{PJVS} e CSU.	83
Figura 39 – Informações do programa Iprim após a medição do sistema PJVS.	84
Figura 40 – Relatório das medições gerado pelo programa Iprim.	85

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Informações dos fabricantes e de certificados ou registros de calibração dos resistores padrão.	54
Quadro 2 – Características do 5730A quando utilizado como fonte de corrente.	56
Quadro 3 – Valores de resistores padrão e correntes capazes de calibrar o 5730A.	57
Quadro 4 – Fontes de incerteza para o sistema proposto.	64
Quadro 5 – Componentes de incerteza.	68

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Correntes para calibração do 5730A	59
Tabela 2 – Menores e maiores incertezas e erros relativos por faixa.	103
Tabela 3 – Comparação da corrente e incerteza associada calculada pelo programa Iprim com os resultados obtidos através de planilha.....	111
Tabela 4 – Erro normalizado, corrente e incerteza associada entre o padrão primário proposto e a calibração realizada pelo Lacel. Em verde, os pontos em que o sistema proposto foi validado.	114

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BIPM	<i>Bureau International de Poids et Mesures</i>
CC	Corrente Contínua
CCC	Comparador Criogênico de Corrente
CGPM	Conferência Geral de Pesos e Medidas
DAC	<i>Digital-to-analog converter</i>
DUT	<i>Device under test</i>
FEM	Força Eletromotriz
INM	Instituto Nacional de Metrologia
Inmetro	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
JJ	Junção Josephson
Lacel	Laboratório de Calibração em Metrologia Elétrica
Lameq	Laboratório de Metrologia Elétrica Quântica
NIST	<i>National Institute of Standards and Technology</i>
QHS	<i>Quantum Hall System</i>
SET	Transporte de elétron único (<i>Single electron transport</i>)
SI	Sistema Internacional de Unidades
TIB	Tecnologia Industrial Básica
TUBITAK- UME	Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu – Ulusal
ULCA	<i>Ultra Low-noise Current Amplifier</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	unidade de corrente elétrica, ampere
e	carga elementar
C	unidade de quantidade de carga elétrica, coulomb
s	unidade de intervalo de tempo, segundo
Hz	unidade de frequência, hertz
V	unidade de diferença de potencial, volt.
Ω	unidade de resistência elétrica, ohm.
F	unidade de capacitância, farad.
$\mu\text{A}/\text{A}$	microampere por ampere
h	constante de Planck
K_J	constante Josephson
R_K	constante von Klitzing

SUMÁRIO

1	Introdução	18
1.1	Estrutura da Dissertação	18
1.2	Contextualização e Motivação	18
1.3	Objetivos	20
2	Revisão da Literatura	21
2.1	Estratégia de busca	21
2.2	O efeito Josephson	24
2.3	O Sistema Programmable Josephson Voltage Standard (PJVS)	26
2.3.1	Aplicação do sistema PJVS na calibração de padrões de tensão (zener)	29
2.4	O Efeito hall e hall quântico	31
2.5	O sistema Hall Quântico (Quantum Hall System – QHS)	35
2.6	Padrões primários de corrente	36
2.6.1	Método de carga no capacitor	36
2.6.1.1	Rampa com integrador analógico	38
2.6.1.2	Rampa com conversor digital analógico (<i>digital-to-analog converter</i> - DAC)	39
2.6.2	Método da lei de Ohm	41
2.6.2.1	Método <i>Ultra Low-Noise Current Amplifier</i> (ULCA)	42
2.7	Incertezas de medição para padrões de corrente de outros INM	43
2.8	Medição de Resistência a 2 e 4 Terminais	44
2.9	Incerteza do tipo B e distribuição retangular de probabilidade	46
3	Materiais e Métodos	47
3.1	Materiais	47
3.2	Métodos	48
3.2.1	Definição do uso dos equipamentos	48
3.2.2	Funcionalidades do programa desenvolvido	49
3.2.3	Sequência das atividades de desenvolvimento experimental	50
3.2.3.1	Alteração do modelo durante o levantamento experimental	51
3.2.4	Calibração por artefato do DUT e limpeza das conexões elétricas	52
4	Resultados e Discussão	53
4.1	Informações de interesse dos resistores padrão	53
4.2	Características do calibrador multifunção 5730A (DUT)	55
4.3	Determinação dos limites para o padrão primário proposto	56
4.4	Determinação dos pontos para calibração do DUT	58

4.5	Modelo do sistema proposto considerando apenas incertezas do tipo B	61
4.6	Cálculo da incerteza de medição para o modelo preliminar	63
4.6.1	Fontes de incerteza	63
4.6.2	Coeficientes de sensibilidade	64
4.6.3	Componentes de incerteza	67
4.6.4	Incerteza combinada	69
4.6.5	Graus de liberdade efetivos	69
4.6.6	Fator de Abrangência	70
4.6.7	Incerteza expandida	70
4.6.8	Erro de medição	71
4.6.9	Erro normalizado	72
4.7	Modelo e incerteza do sistema proposto para n medições	73
4.8	Procedimento experimental	76
4.8.1	Conexão dos resistores padrão ao DUT e ao sistema PJVS	77
4.8.1.1	Substituição do resistor padrão	79
4.8.1.2	Especificidade do resistor padrão PR06	79
4.8.2	Procedimentos de medição com o resistor padrão	80
4.8.3	Resultados experimentais	85
4.8.3.1	Comparação dos erros e incertezas relativos entre os resistores padrão utilizados	98
4.8.3.2	Análise das fontes de incerteza entre os resistores	103
4.8.3.3	Intervalos de corrente do levantamento experimental	107
4.8.3.4	Discussão sobre as contribuições das componentes de incerteza	107
4.8.3.5	Validação da planilha para n medições	108
4.8.3.6	Resultados obtidos com o programa Iprim	109
4.8.3.7	Validação do programa Iprim	109
4.9	Comparação com resultados de outro sistema atualmente disponível no Inmetro	113
4.10	Comparação das incertezas relativas com as incertezas de outros institutos de metrologia.	118
5	Conclusão	121
5.1	Propostas de continuidade	123
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		125
Apêndice A - Quadros com CMC para medição e calibração de corrente		128
Apêndice B – Calibração por artefato para o calibrador multifunção modelo 5730A.		135
Apêndice C - Termos Utilizados pelos fabricantes de resistores.		140
Apêndice D – Quadro com os critérios para operação do padrão proposto.		145

Apêndice E – Manual do usuário para o programa Iprim	160
Apêndice F – Resultados experimentais	170
Apêndice G – Validação da planilha para n medições	190
Apêndice H – Materiais, método e resultados do Lacel	202
Apêndice I – Produtos gerados e entregues nesta pesquisa	206

1 INTRODUÇÃO

1.1 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

A estruturação desta dissertação foi desenvolvida para facilitar a compreensão do leitor. No capítulo 1 é apresentada a motivação, justificativa e objetivos. O capítulo 2 aborda a revisão da literatura, necessária ao desenvolvimento do trabalho, bem como a apresentação de outros métodos utilizados como padrões de corrente contínua. O terceiro capítulo descreve os materiais e métodos utilizados para a implementação do sistema proposto. No capítulo 4 são apresentados os resultados e discussão do sistema implementado e o capítulo 5 conclui o estudo realizado.

Ao final desta pesquisa incluiu-se o último apêndice que consiste em uma relação dos produtos finais entregues com esta pesquisa.

1.2 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A medição de corrente elétrica na faixa entre o nanoampere e o microampere é de grande necessidade nos campos da metrologia fundamental e aplicada além da aplicação na indústria de semicondutores, medidores de condições ambientais e dosimetria (HANSJÖRG, 2016).

O ampere, símbolo A, é a unidade de corrente elétrica do SI. É definido tomando o valor numérico fixado da carga elementar, e , igual a $1,602\ 176\ 634 \times 10^{-19}$ quando expressa em C, unidade igual a A s. O segundo sendo definido em função da frequência da transição hiperfina do estado fundamental não perturbado do átomo de césio 133, igual a $9\ 192\ 631\ 770$ quando expressa em Hz, unidade igual a s^{-1} (BIPM, 2019).

No contexto da Tecnologia Industrial Básica (TIB), a calibração de instrumentos de medição garante a rastreabilidade da medição aos padrões do *Bureau International de Poids et Measures* (BIPM) dentro da Hierarquia do Sistema Metrológico e dessa forma possibilita a uniformização das medidas, que é fundamental para as relações comerciais. O Brasil passou a aderir ao Sistema Internacional de Unidades (SI) e as decisões emanadas da Conferência Geral de Pesos e Medidas (CGPM) através do Decreto Legislativo no 57, de 27 de junho de 1953 atualizado pela portaria nº 228/2021 (Inmetro, 2021). No Brasil, o Instituto Nacional de Metrologia (INM) responsável por disseminar o Sistema Internacional de Unidades (SI) junto ao BIPM, dentre elas o ampere, é o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro).

Ressalta-se ainda que a calibração de instrumentos de medição é uma atividade imprescindível presente nos sistemas de gestão da qualidade ligados às atividades de medição como por exemplo ISO 9001 e ISO 17025.

Para a calibração de medidores de corrente, o BIPM, em seu do apêndice 2 da 9ª ed. da brochura do Sistema Internacional de Unidades (SI), denominado *Mise en pratique*, estabelece 3 formas de efetuar a realização prática do ampere (BIPM, 2019):

- a) *pela a lei de Ohm, a relação unitária $A = V/\Omega$, e usando realizações práticas das unidades derivadas do SI, o volt V e o ohm Ω , com base nos efeitos Josephson e Hall quântico, respectivamente;*
- b) *utilizando o transporte único de elétrons (SET) ou dispositivo similar, a relação unitária $A = C/s$, o valor de e dado na definição do ampere e uma realização prática da unidade base do SI o segundo s ; ou*
- c) *usando a relação $I = C \cdot dU/dt$, a relação unitária $A = F \cdot V/s$, e realizações práticas das unidades derivadas do SI o volt V e o farad F e da unidade base do SI segundo s , que corresponde à corrente que flui em um capacitor de capacitância C submetido a uma rampa de tensão ao longo do tempo.*

Embora não previsto pelo BIPM existe ainda um quarto método, denominado *Ultra Low-noise Current Amplifier* (ULCA) que é considerado o estado da arte para fornecer baixas correntes. Ele consiste na associação de amplificadores operacionais e resistores. Vale ressaltar que na 26ª Conferência Geral de Pesos e Medidas (CGPM), realizada em 2018, houve a redefinição do SI, em que, entre outras decisões, estabeleceu que uma unidade pode ser realizada por meio da medição de grandezas que não envolvam a referida unidade e a aplicação das leis da física que relaciona a grandeza que se pretende medir com as constantes definidoras (Inmetro, 2021).

A incerteza da medição associada a estes métodos é o principal critério sobre a tomada de decisão de qual método utilizar. O método ULCA atinge incertezas em torno de $0,1 \mu\text{A/A}$, o método SET consegue atingir incertezas de até $1 \mu\text{A/A}$ enquanto o método de carga de capacitor fornece valores em torno de $10 \mu\text{A/A}$ (DIETMAR DRUNG, 2015) bem como o método da lei de Ohm (PINTO, 2021).

Atualmente, para baixas correntes, o Inmetro possui padrões de corrente contínua entre $10 \mu\text{A}$ e $100 \mu\text{A}$ com incerteza associada mínima de $7,8 \mu\text{A/A}$ e padrões de corrente contínua entre $0,1 \text{ mA}$ e 20A com incerteza associada mínima associada de $7,6 \mu\text{A/A}$. Em ambos os métodos, a medição da tensão é realizada a partir de equipamentos com rastreabilidade ao sistema *Programmable Josephson Voltage Standard* (PJVS). No mundo, a Espanha é o INM com CMC de menor incerteza declarada apresentando valor de $2 \mu\text{A/A}$ (BIPM, 2022). Dessa

forma acredita-se que ao realizar a medição de tensão sobre resistores padrão com o próprio sistema PJVS, é possível obter padrões de corrente contínua com incertezas ainda menores que as atualmente obtidas pelo Inmetro.

A motivação desta pesquisa está no desenvolvimento de padrão primário de corrente contínua, de forma a possibilitar a redução das incertezas praticadas no Inmetro, nas calibrações em corrente contínua. Adicionalmente, esta pesquisa é motivada pelo desenvolvimento do conhecimento de ponta em metrologia.

O tema é a calibração de corrente contínua para baixas correntes e a proposta é o desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua entre o microampere e o miliampere a partir da lei de Ohm e dos efeitos Josephson e Hall quântico.

Como premissa considerou-se a definição do SI, que estabelece a lei de Ohm como caminho viável para a realização do ampere.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo geral da pesquisa é o desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua na faixa entre o microampere e o miliampere. Os objetivos específicos são:

- 1 - Identificar os padrões de resistência e de tensão mais adequados, dentre os disponíveis no laboratório;
- 2 – Estabelecer os limites de operação do sistema proposto a partir dos equipamentos identificados no objetivo 1;
- 3 – Desenvolver o padrão primário de corrente elétrica utilizando *hardware* e *software* capazes de realizar as leituras das tensões e resistências dos sistemas e calcular as correntes a partir da lei de Ohm bem como as incertezas envolvidas; e
- 4 - Comparar os resultados obtidos com um padrão de corrente elétrica atualmente disponível no Inmetro, para validação do sistema proposto.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Foi realizada uma revisão da literatura a fim de buscar os métodos atualmente empregados para a implementação de um padrão primário de corrente contínua entre o nanoampere e o miliampere. A revisão da literatura busca ainda mostrar o princípio de funcionamento dos métodos por lei de Ohm e carga no capacitor, bem como sua faixa de atuação e incerteza tipicamente associada de forma a possibilitar uma comparação entre eles.

2.1 ESTRATÉGIA DE BUSCA

Partiu-se da seguinte questão de pesquisa para realizar a estratégia de busca: “O padrão elétrico de corrente contínua, na faixa entre nanoampere ao miliampere, a partir do efeito Josephson, do efeito Hall Quântico e da lei de Ohm, apresenta incerteza compatível ao padrão de corrente contínua obtida pelo método de carga no capacitor?” Obtendo-se os seguintes parâmetros para o acrônimo PICO referente a População/problema, Intervenção, Controle e Desfecho (*outcome*) (Ministério da Saúde, 2012):

P - Problema: padrão primária de corrente contínua;

I – Teste Índice: Efeito Josephson e Hall Quântico associados com a lei de Ohm;

C – Controle (comparador): faixa de nanoampere a miliampere; e

O – *Outcome* (desfecho): melhorar a incerteza de medição.

Definiu-se então os seguintes termos de busca, realizados separadamente, primeiro em português depois em inglês:

Estratégia 1, termo referente a População:

Português: ("Padrão" AND "Primário" AND "Corrente" AND "Contínua"); e

Inglês: (((“current*” AND (“metter*” OR “electrometer*”)) OR (“ammeter*”)) AND (“continuou*” OR “Direct* Current*” OR “DC”))).

Estratégia 2, termo referente a Intervenção:

Português: ("Efeito Josephson") AND ("Efeito Hall Quântico") AND ("Lei de Ohm"); e

Inglês: (("Josephson* effect*") AND ("Quant* Hall* Effect*")).

Estratégia 3, termo referente ao comparador:

Português: (("microampere") OR ("miliampere") OR ("nanoampere")); e

Inglês: (("microampere") OR ("miliampere") OR ("nanoampere")).

Estratégia 4, termo referente ao Desfecho:

Português: ("Incerteza" AND "Medição"); e

Inglês: ("measurement*" AND "uncertain*").

Estratégia 5, termo composto pela “População”, “Intervenção” com o operador “AND”:

Português: (("Padrão" AND "Primário" AND "Corrente" AND "Contínua") AND ("Efeito Josephson") AND ("Efeito Hall Quântico") AND ("Lei de Ohm")); e

Inglês: (((("current*" AND ("metter*" OR "electrometer*")) OR ("ammeter*")) AND ("continuou*" OR "Direct* Current*" OR "DC"))) AND ("Josephson* effect*" AND ("Quant* Hall* Effect*")))

Estratégia 6, termo composto por “População”, “Desfecho” com operador “AND”:

Português: (("Padrão" AND "Primário" AND "Corrente" AND "Contínua") AND ("Incerteza" AND "Medição")); e

Inglês: (((("current*" AND ("metter*" OR "electrometer*")) OR ("ammeter*")) AND ("continuou*" OR "Direct* Current*" OR "DC"))) AND ("measuremen*" AND "uncertain*"))).

Estratégia 7, termo composto por “Intervenção”, “Desfecho” com operador “AND”:

Português: ("Efeito Josephson") AND ("Efeito Hall Quântico") AND ("Lei de Ohm") AND ("Incerteza" AND "Medição")); e

Inglês: (("Josephson* effect*" AND ("Quant* Hall* Effect*")) AND ("measuremen*" AND "uncertain*"))).

Estratégia 8, termo composto por “População”, “Intervenção”, “Controle”, “Desfecho” conectados com o operador “AND”:

Português: (("Padrão" AND "Primário" AND "Corrente" AND "Contínua") AND ("Efeito Josephson") AND ("Efeito Hall Quântico") AND ("Lei de Ohm")) AND ((("microampere") OR ("miliampere") OR ("nanoampere"))) AND (("Incerteza" AND "Medição")); e

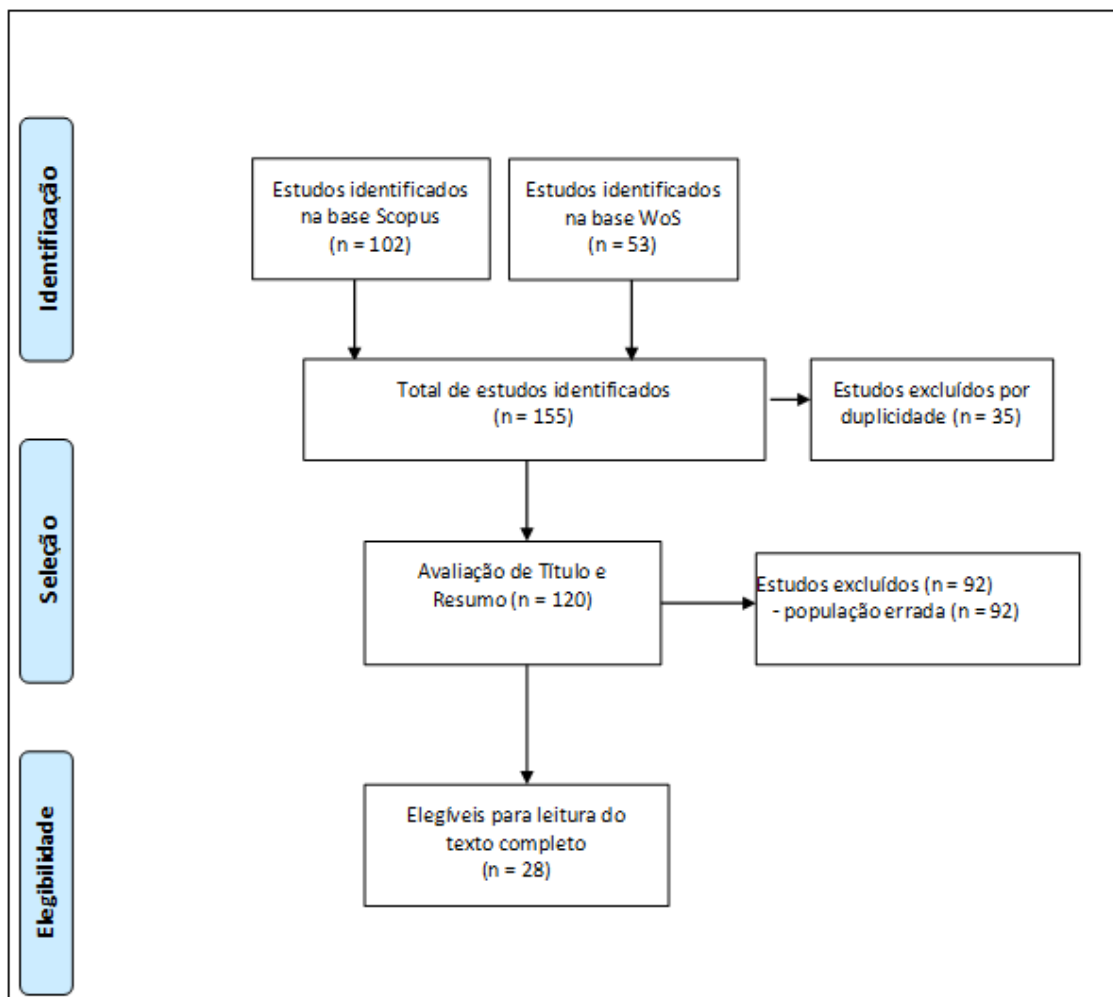
Inglês: (((("current*" AND ("metter*" OR "electrometer*")) OR ("ammeter*")) AND ("continuou*" OR "Direct* Current*" OR "DC"))) AND ("Josephson* effect*"

) OR ("Quant* Hall* Effect*") AND ("Ohm* Law")) AND (("microampere") OR ("miliampere") OR ("nanoampere")) AND ("measuremen*" AND "uncertain*"))

As buscas de artigos foram realizadas nas bases de dados Web Of Science e Scopus e após a leitura de alguns títulos e resumos foi possível adotar os seguintes critérios de exclusão: Artigos que não atendem a população, que consiste em um Padrão Primário de Corrente Contínua; artigos que não abordam a realização da corrente elétrica; e artigos que não abordam a medição de corrente elétrica.

Como resultado da estratégia de busca, obteve-se 120 artigos identificados, sendo 28 elegíveis para leitura completa, conforme apresentado na Figura 1:

Figura 1 - Fluxograma de Seleção de Estudos.



Fonte: elaboração própria.

Assim, revisou-se estes 28 artigos que trouxeram parte do conhecimento apresentado nesta pesquisa. Demais artigos presentes na referência bibliográfica não foram obtidos a partir

da estratégia de busca apresentada neste capítulo e sim em pesquisa realizada a partir do assunto de interesse.

2.2 O EFEITO JOSEPHSON

Uma junção Josephson (JJ) consiste de dois materiais supercondutores separados por uma camada fina de um material isolante submetidos à temperatura onde ocorre a supercondutividade, ou seja, a partir de 4,2 K (ALI, 2022). Graças ao efeito de tunelamento quântico, os elétrons dos supercondutores agrupados em pares de Cooper, conseguem atravessar o material isolante formando assim uma supercorrente dada pela equação (2.1):

$$I = I_c \times \text{sen} \left[\left(\frac{4 \times \pi \times e}{h} \right) \int V_j \times dt \right] \quad (2.1)$$

Onde:

I é a corrente da junção, em A;

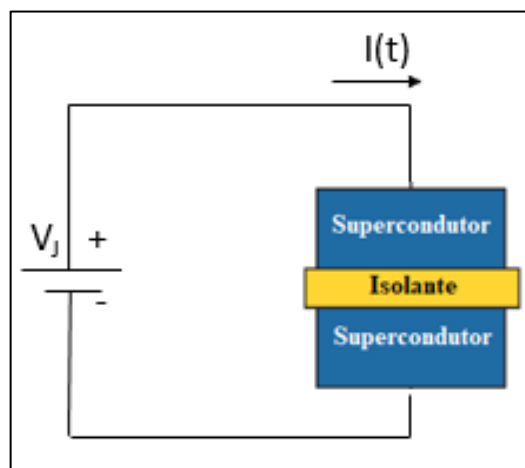
I_c é a corrente crítica, em A;

V_j é a tensão da junção, em V;

e é a carga elementar do elétron, dada por $1,602\ 176\ 634 \times 10^{-19} \text{ C}$ (Inmetro, 2021);

h é a constante de Planck, dada por $6,626\ 070\ 15 \cdot 10^{-34} \text{ J} \times \text{s}$ (Inmetro, 2021).

Figura 2 - Junção Josephson submetida à uma tensão constante.



Fonte: adaptado de (ALI, 2022).

Quando não há tensão aplicada à junção, observa-se que uma corrente contínua, denominada corrente crítica I_c , flui através da junção, que seu valor depende da temperatura, geometria e fluxo magnético no interior da junção (ALI, 2022).

Quando a junção é submetida à uma tensão constante V_J , ocorre o efeito denominado efeito Josephson CA que consiste no aparecimento de uma supercorrente alternada, cuja frequência é dada pela equação (2.2).

$$f = \frac{2 \times e}{h} \times V_J = K_J \times V_J \quad (2.2)$$

$$K_J = \frac{2 \times e}{h} = 483\,597,848\,416\,984 \times 10^{12} \frac{\text{Hz}}{\text{V}} \quad (2.3)$$

Onde:

f é a frequência da corrente que flui através da junção;

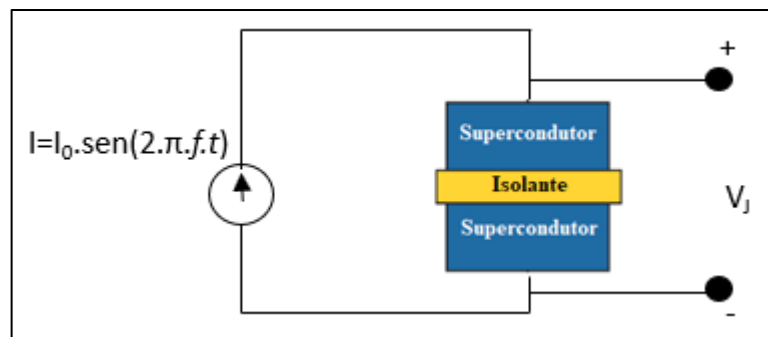
K_J é a constante de Josephson (BIPM, 2019).

Essa corrente alternada existe porque os pares de Cooper, ao ultrapassarem a camada isolante, provocam um fluxo magnético variável na junção. Este fluxo magnético é responsável por provocar o fluxo variável nos pares de elétrons que atravessam a camada isolante.

Entretanto, se for aplicada à esta junção uma corrente alternada de frequência f , o fluxo magnético da junção irá sincronizar-se com a frequência aplicada, e assim será observado uma tensão contínua V_J entre os condutores da junção, dada por:

$$V_J = \frac{h}{2 \times e} \times f = \frac{f}{K_J} \quad (2.4)$$

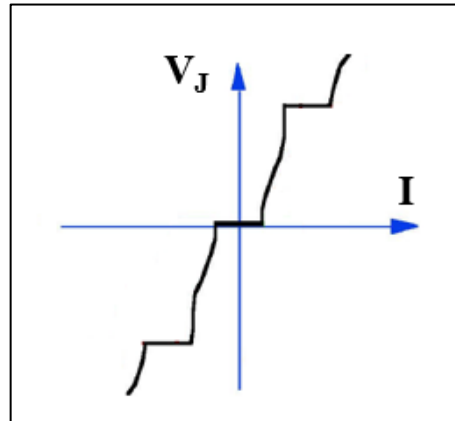
Figura 3 - Junção Josephson submetida a uma corrente alternada de frequência f . A variável t representa ao tempo.



Fonte: adaptado de (ALI, 2022).

O comportamento da resposta da tensão V_J , em função da amplitude da corrente aplicada é apresentado na Figura 4.

Figura 4 - Curva V_J - I para uma junção Josephson.



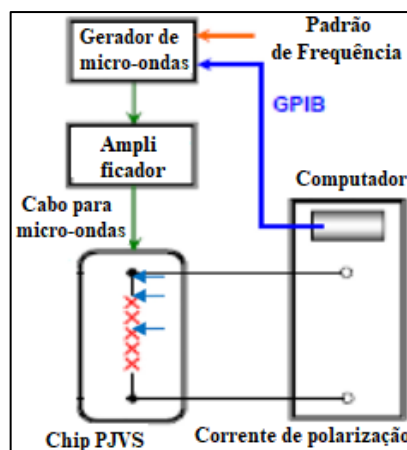
Fonte: elaboração própria.

A relação em nível quântico, entre a frequência da corrente aplicada à JJ e a tensão contínua observada entre os terminais dela, rendeu ao físico Brian D. Josephson o Prêmio Nobel da Física de 1973. A constante de Josephson (K_J) é definida pela equação (2.3) a partir de duas constantes fundamentais. Qualquer experimento que envolva as leis da física e as constantes físicas fundamentais pode ser utilizado para a realização das unidades do SI (BIPM, 2019b). Desde o início dos anos 70 muitos INM passaram a utilizar o efeito Josephson como padrão primário de tensão (BENZ; HAMILTON, 2004).

2.3 O SISTEMA PROGRAMMABLE JOSEPHSON VOLTAGE STANDARD (PJVS)

Para obter o padrão de tensão contínua, o *National Institute of Standards and Technology* (NIST) desenvolveu o sistema PJVS, representado na figura abaixo:

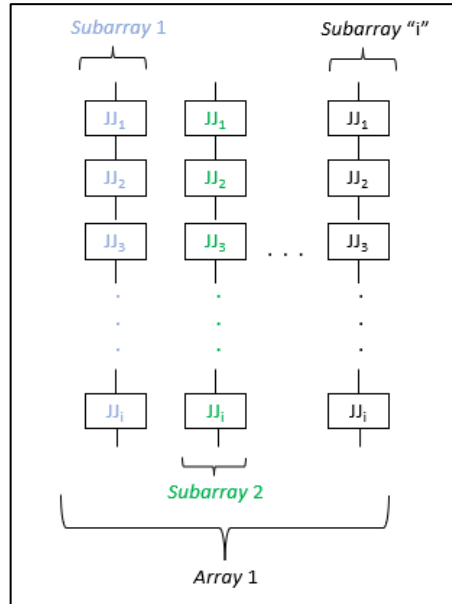
Figura 5 - Sistema PJVS simplificado.



Fonte: adaptado de (ALI, 2022).

O chip PJVS compreende um circuito integrado (CI), com aproximadamente 265 mil JJ, denominado *array*, que são organizados em subgrupos, denominados *subarrays* que possuem entre 6 JJ e 16.800 JJ cada (ALI, 2022), conforme a Figura 6.

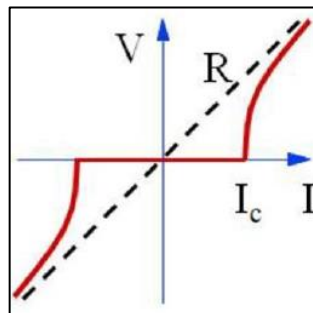
Figura 6 - *Array* e *subarrays* do CI com as JJ.



Fonte: elaboração própria.

Os *subarrays* são ativados a partir do fornecimento de uma corrente CC, representado na Figura 5 por Corrente de Polarização (ALI, 2022). Antes de ser polarizado o *subarray* apresenta o seguinte comportamento da tensão V de suas extremidades em função da corrente I de polarização:

Figura 7 - Tensão nas extremidades do *subarray* em função do valor da corrente de polarização.

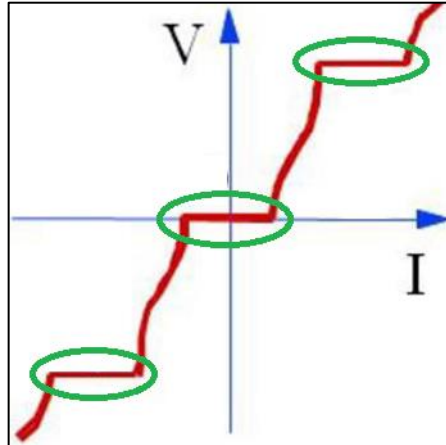


Fonte: manuais do PJVS.

Quando chip PJVS (*array* de JJ) é irradiado com uma corrente de micro-ondas de frequência em torno de 20 GHz, o comportamento da curva apresentado na Figura 7 de cada

subarray é alterado para o apresentado na Figura 8 (BENS; HAMILTON, 2004), ou seja, são gerados degraus de tensão.

Figura 8 - Tensão nas extremidades do *subarray* submetido à corrente de polarização e corrente com frequência de micro-ondas em torno de 20 GHz.

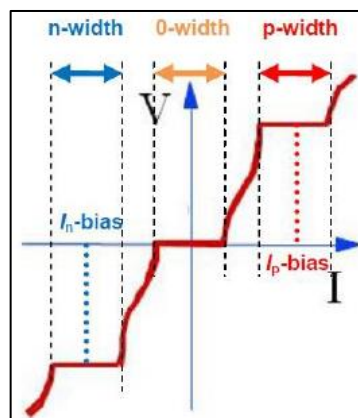


Fonte: manuais do PJVS.

E assim, pode-se observar que em função da corrente contínua de polarização I fornecida ao *subarray*, obtém-se uma das tensões das 03 regiões específicas destacadas na Figura 8, que assume valores contínuos e determinados, mesmo com uma variação significativa da corrente I . Este comportamento permite utilizar o PJVS como padrão primário de tensão contínua.

É necessário caracterizar a curva de cada *subarray* para utilizar o sistema PJVS. Para tanto, cada *subarray* é submetido à corrente de polarização CC e à corrente de micro-ondas com frequência de 20 GHz. Então, variando-se a corrente CC, mede-se a tensão sobre *subarray* de forma a construir a curva apresentada na Figura 9.

Figura 9 - Parâmetros de caracterização do sistema PJVS.

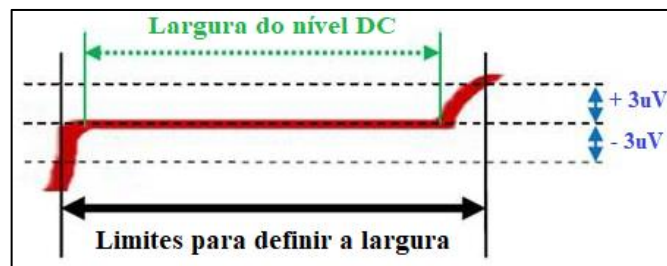


Fonte: manuais da PJVS.

Na Figura 9, para as regiões em que a tensão mantém-se constante mesmo com variação da corrente CC, mede-se a largura destas regiões (no eixo das abcissas), define-se o valor central de cada uma delas e, para a largura, define-se os nomes *p-width*, *0-width* e *n-width* e para o valor central das regiões *p-width* e *n-width* atribui-se os nomes *I_{p-bias}* e *I_{n-bias}*.

Os limites de corrente para os parâmetros *p-width*, *0-width* e *n-width* são definidos como o valor de corrente CC aplicado cuja tensão resultante não ultrapasse o limite de $3\ \mu\text{V}$, conforme a Figura 10:

Figura 10 - Limites para definir parâmetros *p-width*, *0-width* e *n-width*.



Fonte: adaptado dos manuais do PJVS.

Os parâmetros *I_{p-bias}* e *I_{n-bias}* são definidos como o centro do intervalo *p-width*, e *n-width*.

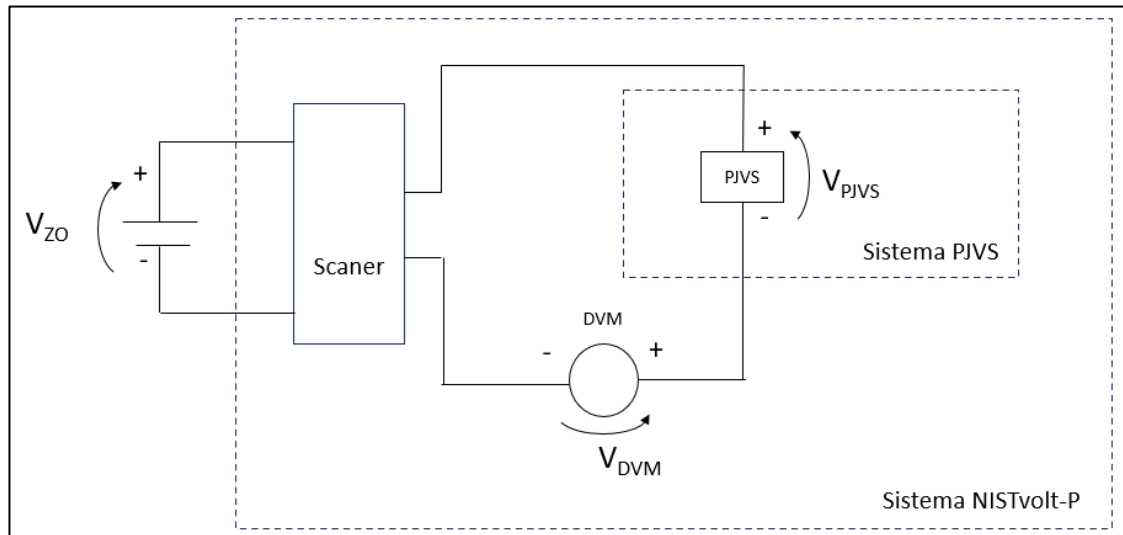
A definição destes parâmetros é fundamental tendo em vista que eles estabelecerão os limites de operação do sistema PJVS uma vez que valores de corrente de polarização afastadas de *I_{p-bias}* e *I_{n-bias}* significa que a tensão não se comporta mais de forma constante (a natureza quântica do padrão se perdeu) mesmo com pequenas variações de corrente.

Com o sistema PJVS obtém-se padrões de tensão que se iniciam a partir do décimo do volt e atingem o máximo de 10 V.

2.3.1 Aplicação do sistema PJVS na calibração de padrões de tensão (zener)

O sistema PJVS é utilizado na calibração de padrões de referência de tensão contínua (denominados padrão Zener) através de um outro sistema denominado NISTvolt-P. Para calibrar um padrão de tensão Zener, o sistema PJVS é utilizado conforme apresentado na Figura 11.

Figura 11 – Representação do sistema NISTvolt-P para calibração de padrão de tensão.



Fonte: elaboração própria.

Vale ressaltar que, embora nesta pesquisa o termo “medição feita pelo sistema PJVS” tenha sido amplamente utilizado, o sistema PJVS apenas gera tensões em nível quântico enquanto que o sistema NISTvolt-P utiliza esta característica para realizar medição de tensão.

O princípio de funcionamento do sistema NISTvolt-P consiste em comandar o sistema PJVS para que seja gerada a tensão em nível quântico mais próxima possível da tensão do padrão Zener (V_{ZO}). Dessa forma utilizando o multímetro digital DVM, o sistema NISTvolt-P obtém a tensão diferencial, muito próxima de zero, entre o sistema PJVS e o padrão zener que está sob calibração. Assim, a tensão do padrão Zener sob calibração, a partir da lei de tensões de Kirchoff, é dada pela equação (2.5).

$$V_{ZO} = V_{DVM} + V_{PJVS} \quad (2.5)$$

O *scanner* do sistema NISTvolt-P é o responsável por inverter a polaridade da medição da tensão e dessa forma obter medições de tensão do padrão Zener de forma direta e reversa. Assim, cada medição de tensão apresentado pelo sistema NISTvolt-P é resultado da sequência (em ordem) de 10 medições de tensão direta, 10 medições de tensão reversa, 10 medições de tensão direta e 10 medições de tensão reversa. Vale ressaltar que esta inversão de polaridade tem o propósito de eliminar as tensões de *offset* no circuito de medição uma vez que a tensão *offset* é somada na medição direta e subtraída na medição de tensão reversa. O sistema NISTvolt-P informa a *combined standard uncertainty* (CSU) desta medição que é a incerteza expandida para um fator de abrangência unitário ($k_{CSU}=1$).

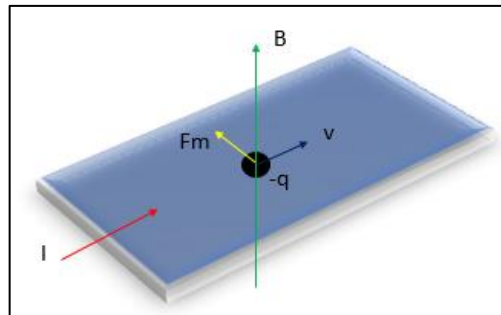
O multímetro digital DVM utilizado pelo sistema é o keysight modelo 34420A e, conforme pode ser observado na Figura 11, este medidor de tensão define a impedância de entrada do sistema que é de $10\text{ G}\Omega$.

O sistema proposto nesta pesquisa utilizou o sistema NISTvolt-P da mesma forma como ele é utilizado para na calibração de padrões de tensão. Entretanto, o padrão de tensão foi substituído por um resistor padrão conectado à uma fonte de corrente cuja representação consta no capítulo 4.5.

2.4 O EFEITO HALL E HALL QUÂNTICO

Em uma placa condutora, submetida a uma corrente I e a um campo magnético B perpendicular a essa corrente haverá uma força magnética F_m induzida decorrente da interação entre velocidade da carga elétrica $-q$ e o campo magnético B , é dada pela equação (2.5) (QUEVEDO, 1940). Uma representação deste fenômeno é apresentada da Figura 12:

Figura 12 - Força magnética F_m atuando em uma carga $-q$ com velocidade v .



Fonte: elaboração própria.

$$\vec{F}_m = q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad (2.6)$$

Onde:

\vec{F}_m é a força magnética, em newton;

q é o valor da carga elétrica, em coulomb;

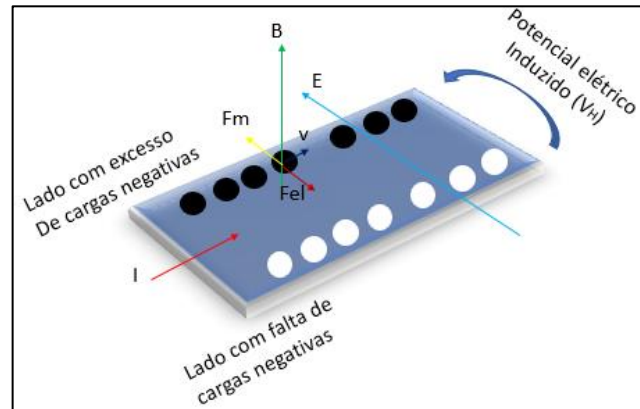
\vec{v} é a velocidade da carga, em m/s; e

\vec{B} é o campo magnético em ampere por metro.

Devido a atuação da força magnética, as cargas irão se concentrar em uma das extremidades da placa. Essa concentração cria uma diferença de potencial elétrico V_H entre as extremidades da placa (paralelas à velocidade v) e um campo elétrico E . A diferença de

potencial elétrico sobre a carga cria uma força elétrica F_{el} que atua sobre a carga até equilibrar-se com a força magnética F_m . A Figura 13 representa o fenômeno descrito, denominado efeito Hall:

Figura 13 - Representação do efeito Hall.



Fonte: Elaboração própria

A relação entre a tensão longitudinal V_L que gera a corrente I e essa mesma corrente, define a resistência longitudinal R_L . A relação entre a tensão elétrica proveniente do campo elétrico E (V_H) e a corrente I define a resistência Hall R_H que de acordo com a lei de Ohm, seguem abaixo (KANEKO, 2017):

$$R_L = \frac{V_L}{I} \quad (2.7)$$

$$R_H = \frac{V_H}{I} \quad (2.8)$$

Onde:

R_L é a resistência horizontal, em Ω ;

V_L é a tensão longitudinal, em V;

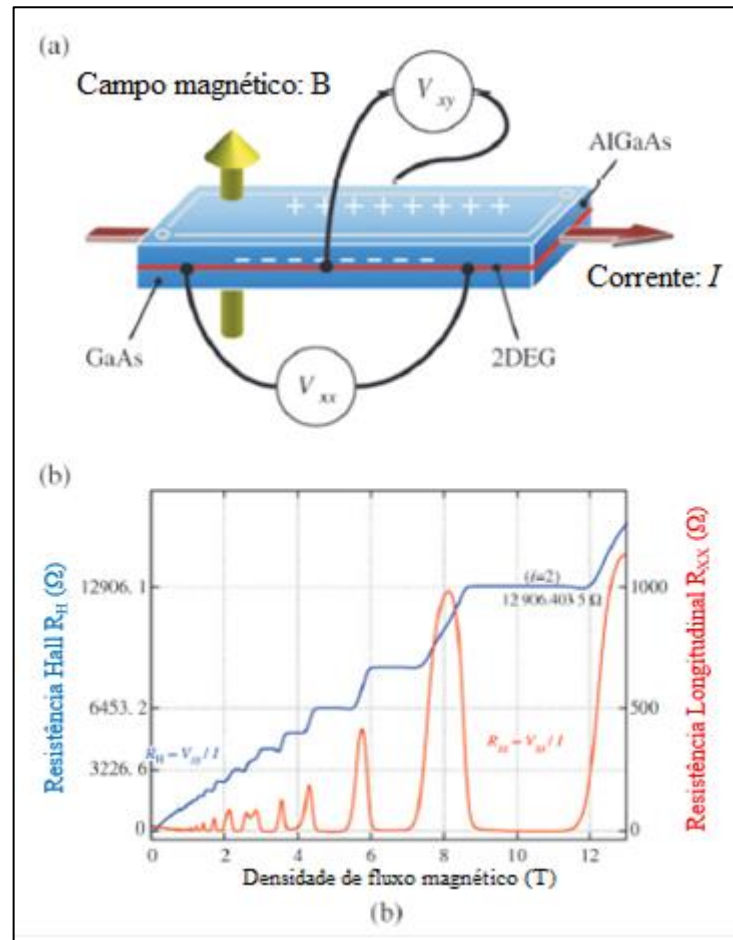
I é a corrente que flui pela placa, em A;

V_H é a tensão proveniente do campo elétrico E , em V;

R_H é a resistência Hall, em Ω ;

Em temperaturas abaixo de 0,3 K, onde observa-se a ocorrência dos fenômenos quânticos, o comportamento destas resistências, em função do aumento do campo magnético B , é dado pela curva apresentada na Figura 14.

Figura 14 - Representação dos pontos de medição para levantamento da curva de resistência elétrica em função do campo magnético.



Fonte: adaptado de (KANECO, 2017).

Em 1980 o pesquisador K. Von Klizing, ao realizar pesquisa para melhorar a mobilidade de elétrons em transistores de silício por efeito de campo, submeteu o material SI-MOSFET em campos magnéticos acima de 19,8 T e temperaturas abaixo de 4,2 K. Assim, identificou os degraus típicos de resistência (semelhante aos apresentados na curva R_H da Figura 14) e, ao buscar a relação entre os degraus, identificou a existência de uma constante a qual demonstrou depender das constantes físicas fundamentais h e e na relação apresentada na equação (2.9) cuja constante recebeu o nome dele em sua homenagem (KLITZING, 2004):

$$R_K = \frac{h}{e^2} = 25\,812,807\,459\,3045\ \Omega \quad (2.9)$$

Onde:

R_K é a constante von Klitzing (BIPM, 2019);

h é a constante de Planck, dada por $6,626\,070\,15 \times 10^{-34}$ J s (Inmetro, 2021); e

e é a carga elementar do elétron, dada por $1,602\ 176\ 634 \times 10^{-19}$ C (Inmetro, 2021).

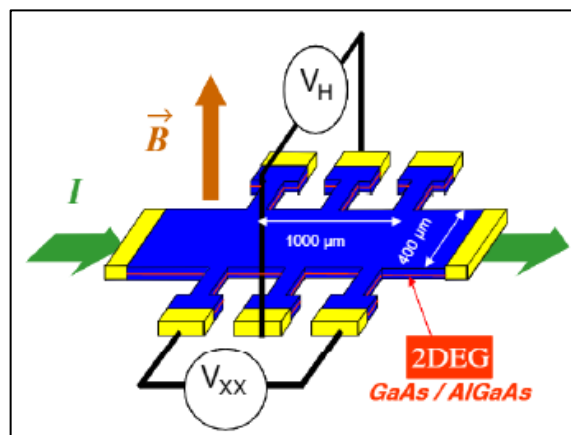
A resistência R_H pode ser escrita em função da constante R_K de acordo com a seguinte equação (POIRIER; SCHOPFER, 2009):

$$R_H = \frac{R_K}{i} \quad (2.10)$$

Onde i assume valores inteiros e, portanto, R_H assume apenas valores que são múltiplos de R_K . O i representa o platô em que o campo magnético encontra-se na curva apresentada na Figura 14.

Dessa forma, a o padrão de resistência é obtido submetendo um material semiconductor, (geralmente a junção GaAs e AlGaAs) a um campo magnético intenso em temperaturas abaixo de 4 K, conforme a figura abaixo:

Figura 15 - Junção GaAs e AlGaAs submetido a uma corrente I , campo magnético B em temperatura abaixo de 4 K.



Fonte: adaptado de (POIRIER; SCHOPFER, 2009).

Assim, ao variar o campo magnético, o valor da resistência R_H (função de V_H) e resistência R_L (função de V_{xx}) apresentam o comportamento representado na Figura 14. O valor de resistência padrão é então obtido identificando-se em qual platô da curva encontra-se a medida de tensão que está sendo realizada e então divide-se o valor da constante R_K pelo i identificado.

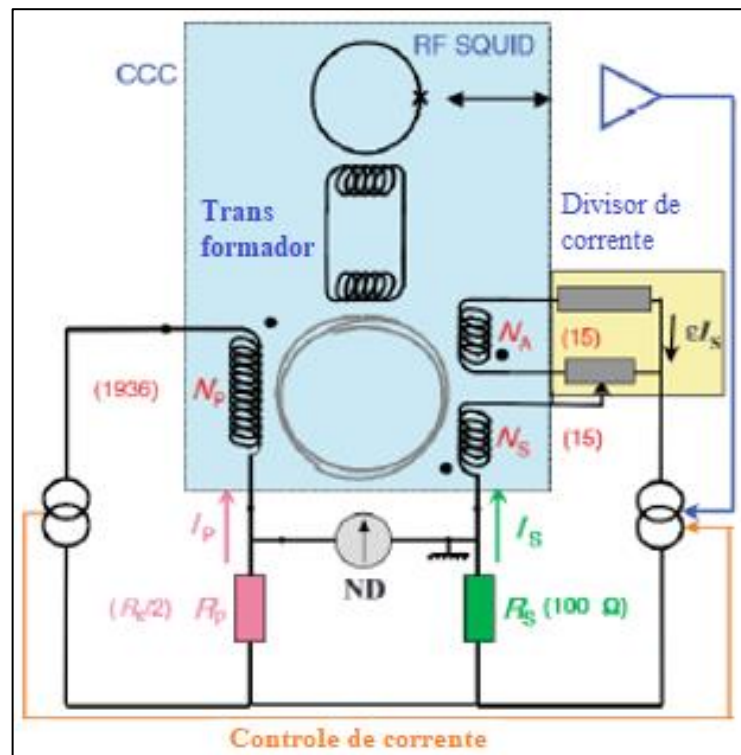
2.5 O SISTEMA HALL QUÂNTICO (QUANTUM HALL SYSTEM – QHS)

O QHS é composto por três subsistemas: o resistor por efeito Hall Quântico, o Criostato e o Comparador Criogênico de Corrente (CCC).

O sistema de padronização primária em resistência elétrica, obtida por efeito Hall descrito no capítulo anterior, é baseado na junção GaAs e GaAlAs e colocado no interior do criostato que por sua vez submete este a temperaturas abaixo de 0,3 K e a um fluxo magnético acima de 16 T (ZULMARA; HÉLIO; JANICE, 2009).

Seu princípio de funcionamento baseia-se na identificação da diferença dos campos magnéticos produzidos por correntes que circulam nos resistores que serão comparados em que um deles é o sistema de padronização primária em resistência elétrica obtida por efeito Hall, no lado em que circula I_p , e o outro, utiliza-se um resistor padrão de 100 Ω (SILVA, 2011). A Figura 16 mostra uma representação do sistema:

Figura 16 - Representação do CCC.



Fonte: adaptado de (POIRIER; SCHOPFER, 2009).

As correntes I_p e I_s são fornecidas aos resistores R_p e R_s que serão comparados. Um detector de nulo “ND” identifica a diferença de tensão sobre estes resistores e, enquanto houver

diferença de tensão, a corrente I_s é aumentada até que o detector de tensão atinja nível zero. Até esta etapa o controle da corrente permite ao sistema atingir incerteza de $10 \mu\text{A/A}$.

Para realizar um ajuste fino da medição, é necessário o uso de temperaturas onde observa-se a ocorrência de fenômenos quânticos, ou seja, abaixo de 4 K. Nessa etapa, a medição das correntes I_s e I_p é realizada por meio da comparação do fluxo magnético que estas correntes geram ao passarem pelas espiras N_s e N_p (POIRIER; SCHOPFER, 2009). O dispositivo denominado *Superconducting Quantum Interference Device* (SQUID) é capaz de, em temperaturas abaixo de 4,2 K identificar fluxos magnéticos não nulos e atuar para incrementar I_s até que o campo magnético seja nulo (ALI, 2022). Dispositivos SQUID têm a capacidade de identificar fluxos magnéticos da ordem de $2,07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$ (CLARKE; BRAGINSKI, 2004).

Assim, conhecendo-se o número de enrolamentos das bobinas N_a , N_s e N_p bem como o valor do resistor por efeito Hall quântico R_p , determina-se o resistor padrão R_s (KANEKO, 2017).

2.6 PADRÕES PRIMÁRIOS DE CORRENTE

Um padrão de medição primário é um padrão estabelecido a partir de um procedimento de medição primário, que por sua vez, consiste em um procedimento de medição de referência em que a medição é realizada sem o uso de um padrão de mesma grandeza do mensurando (VIM, 2012). De acordo com o apêndice 2 do SI Brochure denominado *Mise en pratique*, o ampere pode ser realizado utilizando o método de carga no capacitor, lei de Ohm ou transporte de elétron único (SET, do inglês *single electron transport*), por exemplo.

2.6.1 Método de carga no capacitor

Um capacitor é um elemento composto por duas placas condutoras separadas por um material isolante. Ao aplicar um potencial elétrico $v_c(t)$ entre estas placas, o capacitor irá armazenar em cada uma delas, uma quantidade de carga q proporcional à tensão $v_c(t)$ aplicada, conforme a equação (2.4) (HALLIDAY, 1968):

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \times q(t) \quad (2.11)$$

Onde:

$v_c(t)$ é a tensão entre as placas do capacitor, em V;

$q(t)$ é a quantidade de carga em cada placa do capacitor, em C; e

C é a capacitância, em F;

A corrente i é definida como a variação de carga no tempo (fluxo de carga) que é dada pela equação (2.12):

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (2.12)$$

Onde:

i é a corrente que flui pelo capacitor, em A;

q é a quantidade de carga em cada placa do capacitor, dada em C;

t é o tempo, em s.

Arranjando convenientemente as equações (2.11) e (2.12) obtém-se a expressão da corrente que flui em um capacitor submetido à uma tensão $v_c(t)$, representado na Figura 17:

$$i = C \times \frac{dv_c}{dt} \quad (2.13)$$

Onde:

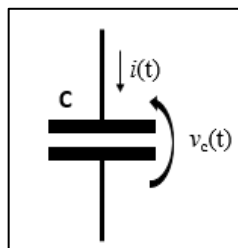
i é a corrente que flui pelo capacitor, em A

v_c é a tensão entre as placas do capacitor, em V;

C é a capacitância em F; e

t é o tempo, em s.

Figura 17 - Representação de um capacitor submetido à uma tensão $v_c(t)$ gerando uma corrente $i(t)$.



Fonte: elaboração própria.

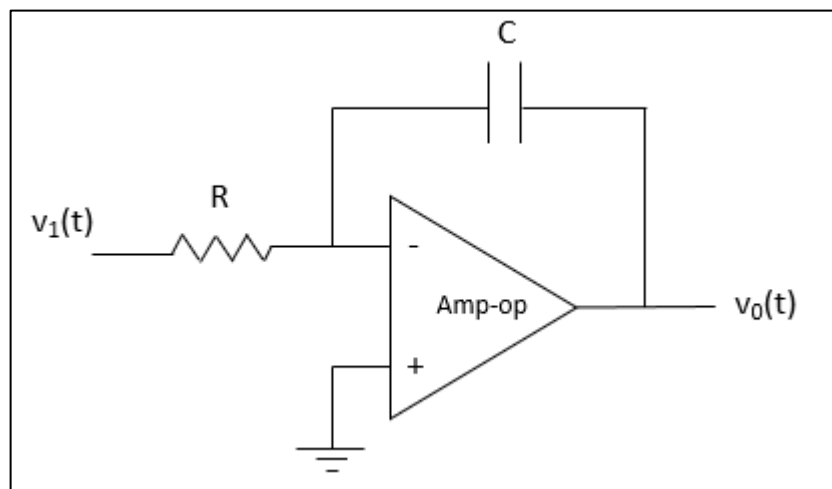
Dessa forma, se um capacitor for submetido a uma tensão que varia linearmente com o tempo (rampa), a corrente que fluirá entre suas placas será constante e determinada pela equação (2.12).

A construção da rampa de tensão (dv_c/dt) é a principal diferença entre as variações da aplicação deste método. As aplicações utilizam métodos analógicos a partir de amplificadores operacionais ou métodos digitais com o uso de conversores digital-analógicos (DAC, do inglês *digital-to-analog converter*). Em ambos os métodos algumas técnicas fazem a compensação das não linearidades presentes em cada técnica.

2.6.1.1 Rampa com integrador analógico

Um amplificador operacional pode ser configurado conforme a Figura 18 para operar como integrador, em que o sinal da sua saída $v_0(t)$ é função da integral do sinal de entrada $v_1(t)$ (BOYLESTAD, 2004):

Figura 18 - Amplificador operacional em modo integrador.



Fonte: adaptado de (BOYLESTAD, 2004)

A tensão de saída do amplificador operacional é dada por:

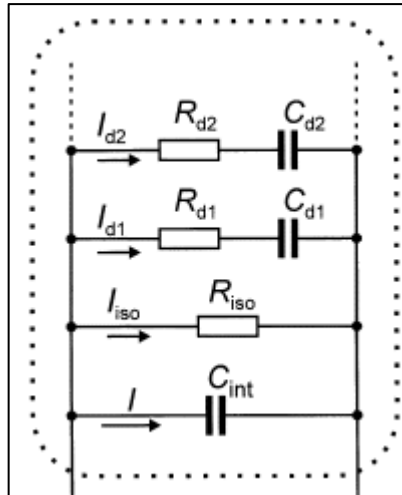
$$v_0(t) = -\frac{1}{R \times C} \times \int_0^t v_1(t) \times dt \quad (2.14)$$

Dessa forma, se for aplicado à entrada do amplificador operacional um sinal constante, na sua saída obtém-se uma rampa de tensão. Adicionalmente, observa-se ainda que quanto maior o valor do produto RC , menor a inclinação (negativa) da reta da rampa de tensão de saída. Nesta aplicação é buscado uma rampa com a menor inclinação possível, tendo em vista que os valores de corrente que se pretende obter quando ela for aplicada ao capacitor da equação (2.13) são os menores possíveis.

O capacitor é a principal fonte de não linearidade deste método devido aos efeitos de corrente de fuga e absorção do dielétrico. A corrente de fuga ocorre devido a força indesejada

que o campo magnético no interior do capacitor exerce sobre as partículas carregadas; a absorção do dielétrico ocorre em capacitores com permissividade relativa maior que 1 (WILLENBERG; TAUSCHER; WARNECKE, 2003). A Figura 19 representa o modelamento de um capacitor levando em consideração as não linearidades:

Figura 19 - Representação elétrica de um capacitor com as componentes responsáveis pela não linearidade.



Fonte: adaptado de (WILLENBERG; TAUSCHER; WARNECKE, 2003)

A fuga de corrente é representada pela malha onde circula I_{iso} , e a absorção dielétrica é representada pelas malhas onde circulam I_{d1} e I_{d2} . Estas não linearidades são levadas em consideração no cálculo da incerteza tipo A entretanto, caso seja necessário incerteza menor, existe a possibilidade de correção destas não linearidade a partir de circuitos de compensação analógicos (WILLENBERG; TAUSCHER; WARNECKE, 2003) ou digital via software a partir de conversores digital analógicos (DAC, do inglês *digital-to-analog converter*) (VANDENBROM; DELACOURT; RIETVELD, 2005).

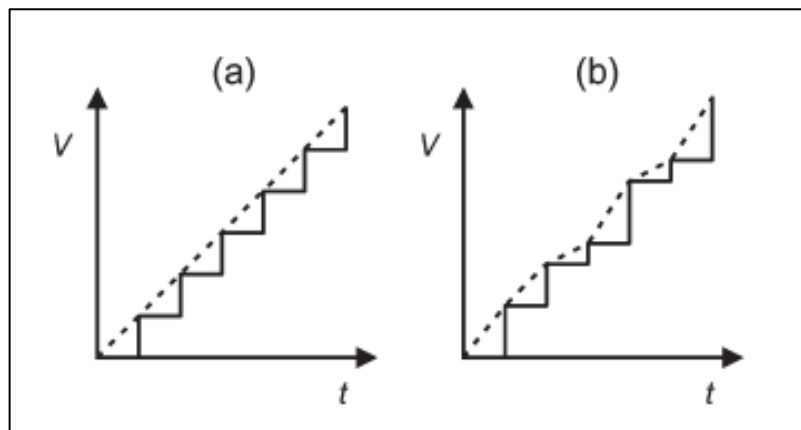
Com o método de carga de capacitor sem correção de não linearidades obtém-se incerteza em torno de $50 \mu\text{A}/\text{A}$ para construção de uma rampa de até $100 \text{ mV}/\text{s}$ (FLETCHER, GIBLIN, WILLIAMS, LINES, 2007).

2.6.1.2 Rampa com conversor digital analógico (*digital-to-analog converter* - DAC)

Outra forma de construir a rampa de tensão consiste no uso de conversores DAC. Nessa técnica, o conversor recebe um sinal binário e produz na saída o nível analógico CC desejado. Dessa forma, cada incremento no número binário vai gerar um incremento no nível CC da saída, construindo-se assim a rampa de tensão desejada.

A principal não linearidade deste método está no fato dos degraus produzidos na saída não serem de alturas necessariamente idênticas conforme previsto no modelo teórico do conversor (WILLENBERG; TAUSCHER, 2009). Dessa forma, a rampa construída a partir do DAC possuirá inclinação variável e conseqüentemente a corrente que fluirá pelo capacitor do método sofrerá variação indesejável. A Figura 20 representa o comportamento do DAC:

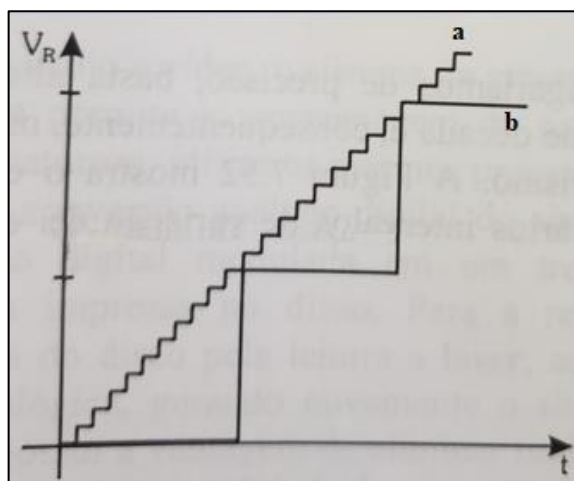
Figura 20 - Saída de tensão de um DAC. Em (a) está representado o teórico do DAC, em (b) está representado o comportamento real de um DAC.



Fonte: adaptado de (WILLENBERG; TAUSCHER, 2009).

A resolução do conversor digital analógico é outra característica importante a ser observada. Ela impactará no menor nível CC que será incrementado a partir da variação do dígito menos significativo, ou seja, quanto menor for a quantidade de bits de um DAC, maior será o incremento de tensão de sua saída e assim menos valores intermediários entre níveis CC serão construídos (IDOETA, CAPUANO, 2007). A Figura 21 representa as curvas de saída de dois DAC, um com resolução muito maior que do outro:

Figura 21 - Saída de dois DAC com resoluções diferentes. Em (a) um DAC com alta resolução. Em (b) um DAC com baixa resolução.



Fonte: adaptado de (IDOETA, CAPUANO, 2007)

O INM da Turquia, por exemplo, utiliza um conversor DAC de 24 bits sem compensação, modelo NI USB 4431 da *National Instrumentes* que produz rampas de 100 mV/s com incerteza de $8 \mu\text{A/A}$ (ERKAN, GULMEZ, HAYIRLI, GULMEZ, TURHAN, GALIC, 2018). Isto possibilita $2^{24} = 16.777.216$ degraus diferentes.

2.6.2 Método da lei de Ohm

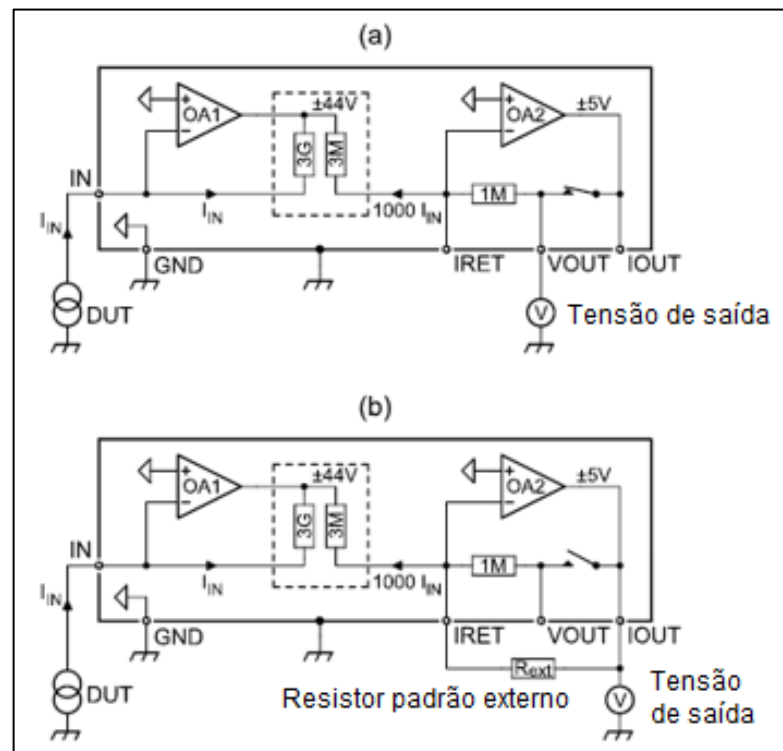
Pela lei de Ohm, se um condutor for submetido a uma diferença de potencial v , em volt, será observado que uma corrente i , em ampere, circulará através dele. Ao aumentar o valor da diferença de potencial a corrente também será aumentada proporcionalmente. Dessa forma, um material cujo comportamento de tensão *versus* corrente seja linear, pode ser utilizado para a realização do ampere, por meio da lei de Ohm (BIPM, 2019). Para tanto aplica-se esta lei a partir do conhecimento prévio dos parâmetros de tensão e resistência.

O valor mínimo de corrente que se consegue obter a partir do método da lei de Ohm está limitado ao valor máximo de resistência R dos padrões que atingem o limite superior na faixa de $\text{G}\Omega$ (CALLEGARO; D'ELIA; TRINCHERA, 2007). Existe ainda a possibilidade de aumentar o valor de resistência a partir do uso do *Ultra Low-Noise Current Amplifier* (ULCA) e assim obter valores menores de corrente. Este método será apresentado na próxima seção.

2.6.2.1 Método *Ultra Low-Noise Current Amplifier* (ULCA)

O ULCA comporta-se como um conversor de corrente em tensão a partir do uso de amplificadores operacionais. Seu uso é empregado nos casos em que se deseja realizar a calibração de corrente da ordem de 100 pA com uma incerteza associada na ordem de $0,1 \mu\text{A/A}$ (DRUNG *et al*,2015b). A Figura 22 apresenta o diagrama do ULCA.

Figura 22 - Diagrama esquemático do Ultra Low-Noise Current Amplifier.



Fonte: adaptado de (DRUNG *et al*,2015b).

O DUT (DUT, do inglês *device under test*) é o dispositivo do qual se pretende medir a corrente. O princípio de funcionamento do ULCA consiste em dois estágios de amplificação. No primeiro estágio, o conjunto de amplificadores operacionais representado por OA1, amplificam a corrente do DUT em 1.000 vezes utilizando a malha de resistores de $3\text{G}\Omega$ e $3\text{M}\Omega$. No segundo estágio, o conjunto de amplificadores operacionais representado por OA2 realizam a conversão da corrente amplificada em tensão.

Com o sistema ULCA consegue-se uma relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada na ordem de $10\text{G}\Omega$ (transresistância), tendo em vista que este valor é resultado do produto entre o ganho do primeiro estágio de amplificação (1.000) e a resistência de saída, de $1\text{M}\Omega$ indicado na Figura 22 (a). O sistema possibilita ainda que a resistência interna de $1\text{M}\Omega$ seja substituída por uma resistência maior de até $100\text{G}\Omega$, conforme indicado na Figura 22 (b).

A principal fonte de incerteza deste sistema está na malha de resistores de 3 G Ω e 3 M Ω com incerteza da ordem de 1 μ A/A avaliada quando o ULCA é calibrado (DRUNG et al,2015b). A calibração do ULCA utiliza o comparador de corrente criogênica (CCC) (CALLEGARO, 2021) com incerteza de medição abaixo de 0,1 μ A/A.

2.7 INCERTEZAS DE MEDIÇÃO PARA PADRÕES DE CORRENTE DE OUTROS INM

O *Calibration and Measurement Capabilities* (CMC) representa a capacidade de calibração e medição dos institutos participantes de comparações chave, denominada *BIPM key comparison database* (KCDB). A partir do CMC é possível identificar a capacidade destes institutos em fornecer seus serviços de calibração e medição sob condições normais (CIPM, 2022).

O CMC para uma grandeza numa determinada faixa pode ser único ou também uma faixa (ou até mesmo uma expressão). Na pesquisa realizada no site do BIPM foram identificados intervalos de CMC para os vários INM que cobrem a mesma faixa de valores desta pesquisa, conforme pode ser observado na Figura 23.

Figura 23 – Intervalo para incerteza relativa apresentada no site do BIPM.

	GROUP ID	SERVICE PROVIDER	INSTITUTE SERVICE CODE	TYPE APPLIED	VALUE CMC	EXPANDED UNCERTAINTY CMC	PARAMETERS	APPROVAL DATE
<input type="checkbox"/>		Brazil INMETRO	INMETRO/8091	cross	[10 to 100] μ A	[7.8 to 1.1E1] μ A/A Uncertainty table		2020-07-28
<input type="checkbox"/>		Brazil INMETRO	INMETRO/8090	cross	[1.00E-4 to 20] A	[7.6 to 1.6E1] μ A/A Uncertainty table		2020-07-28

Fonte: BIPM, 2019b.

Assim, a partir de pesquisa feita em página do BIPM (BIPM, 2019b) buscou-se o CMC de institutos que realizam medição e calibração de corrente contínua entre o nanoampere e o miliampere. Vale ressaltar que o intervalo de corrente da pesquisa que gerou esta dissertação abrange correntes entre o microampere e o miliampere; entretanto, a consulta no BIPM foi realizada em um intervalo maior para que a partir dos resultados fosse feito novo filtro para se obter valores de corrente entre o microampere e o miliampere.

Em uma primeira pesquisa buscou-se, para os países Alemanha, Brasil, Estados Unidos e França, os valores de CMC, para medição de corrente contínua, independentemente da técnica utilizada. Estes resultados são apresentados no Quadro 1 do Apêndice A. Foi escolhido o Brasil e alguns dos principais INM na área, para fins de comparação preliminar.

Na segunda pesquisa buscou-se, para todos os países disponíveis, os valores de CMC em medição de corrente contínua utilizando a técnica da lei de Ohm, por ser a técnica utilizada neste trabalho. Estes resultados são apresentados no Quadro 2 do Apêndice A.

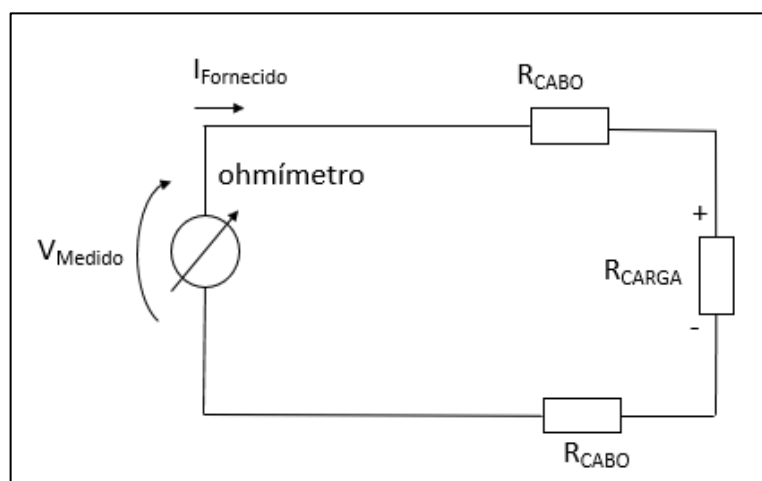
Os INM que não declararam suas incertezas na forma relativa foram removidos da pesquisa. Vale ressaltar que houve a tentativa de converter as incertezas absolutas declaradas em incertezas relativas entretanto obteve-se valores expressivamente elevados ou muito pequenos tendo em vista que não foi possível conhecer o denominador que seria utilizado na função para o cálculo da incerteza relativa.

Em relação às incertezas relativas apresentadas nos quadros 1 e 2 do Apêndice A, os resultados dos parâmetros “Mínima incerteza expandida” e “Máxima incerteza expandida” que retornaram da pesquisa foram, em alguns casos, modificados para que as incertezas relativa fossem apresentadas nos quadros 1 e 2 em $\mu A/A$. Esta modificação consistiu apenas na conversão da potência de dez para obter as incertezas nas unidades desejadas.

2.8 MEDIÇÃO DE RESISTÊNCIA A 2 E 4 TERMINAIS

A medição de resistência, feita com ohmímetros, é realizada a partir do fornecimento, pelo ohmímetro, de uma corrente conhecida ao resistor que se pretende medir. O ohmímetro então realiza a medição da tensão entre os terminais que injetaram a corrente no resistor e realiza a medição de resistência a partir da lei de Ohm. A Figura 24 representa este princípio de funcionamento:

Figura 24 – Funcionamento de um ohmímetro com 2 fios.

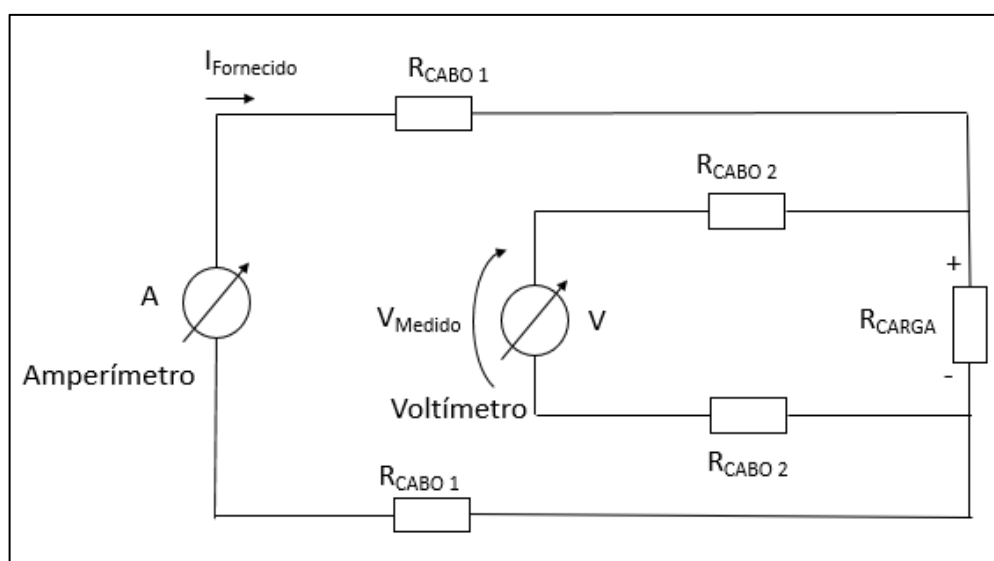


Fonte: adaptado de (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

Na Figura 24 é apresentada a situação em que a medição da resistência é realizada utilizando-se 2 terminais. Entretanto, para as situações em que, nesta medição, a queda de tensão sobre R_{CABO} passa a ser significativas em relação a queda de tensão sobre R_{CARGA} , torna-se necessário o uso de 4 fios ao invés de 2 fios. Estas situações ocorrem quando a corrente a ser medida é elevada, tornando a queda de tensão sobre R_{CABO} não mais desprezíveis, ou próprio valor de R_{CABO} torna-se elevado decorrente da necessidade do aumento da distância entre o ohmímetro e R_{CARGA} .

Na medição de resistência com 4 fios, a corrente conhecida é fornecida ao resistor por um par de fios e a queda de tensão sobre este resistor é medida utilizando o outro par de fios conforme representado na Figura 25.

Figura 25 – Funcionamento de um ohmímetro com 4 fios.



Fonte: adaptado de (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

Dessa forma, como a impedância de entrada do voltímetro é elevada, a corrente que circula pelos terminais do voltímetro e pelos cabos com resistência $R_{\text{CABO}2}$ é desprezível e assim a tensão lida pelo voltímetro é igual a queda de tensão sobre o resistor que se pretende medir. Como essa queda de tensão é consequência da corrente conhecida que o ohmímetro forneceu ao resistor, então o valor da resistência é medido aplicando-se a lei de Ohm (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010). Nesta configuração, do ponto de vista de medição da tensão sobre R_{CARGA} , os valores de $R_{\text{CABO}1}$ não influenciam na medição, tendo em vista que não é realizada nenhuma medição nestes resistores e a queda de tensão sobre eles não interfere na corrente que está sendo fornecida $I_{\text{Fornecido}}$.

2.9 INCERTEZA DO TIPO B E DISTRIBUIÇÃO RETANGULAR DE PROBABILIDADE

Todas as incertezas de um modelo de medição poderiam ser estimadas a partir apenas da investigação estatística das variáveis de entrada. Entretanto esta investigação seria exaustiva porque seria necessário utilizar diferentes marcas e tipos de instrumentos e diferentes métodos de medição. Como esta investigação é inviável do ponto de vista econômico, muitos componentes de incerteza são avaliados por quaisquer outros meios práticos. As componentes de incerteza avaliadas por estes outros meios são denominadas incerteza do tipo B (BIPM, 2008). Observa-se, com isso, que as incertezas do tipo B possuem que natureza variável porque tratam-se de um recurso prático para expressar todas as variabilidades do modelo de medição que não puderam ser estimadas a partir da investigação estatística de variáveis de entrada.

Além disso, a distribuição retangular de probabilidade estabelece igual probabilidade de ocorrência de um determinado valor dentro de um intervalo conhecido. Dessa forma, quando é possível estimar apenas valores extremos para uma variável de entrada, pode-se atribuir a esta variável uma distribuição retangular de probabilidade com uma incerteza de medição do tipo B associada (BIPM, 2008).

O sistema PJVS, por exemplo, apresenta corrente de fuga indesejada porque na ponta criogênica onde há o chip com as JJ há filtros para evitar interferência de radiofrequência entretanto, estes filtros introduzem resistências que geram correntes de fuga indesejadas e que introduzem erro na tensão Josephson gerada. Este erro é diferente (varia) toda vez em que é gerada uma nova tensão Josephson então possui natureza variável. É impraticável calcular o erro devido à corrente de fuga toda vez que é gerada uma nova tensão Josephson. Então, pelo menos uma vez por ano, modela-se resistências que possam representar as correntes indesejadas quando o sistema estiver em operação. Assim, quando o sistema está em operação é possível calcular o intervalo esperado para o erro que estas correntes indesejadas geram na tensão Josephson. E como é conhecido apenas o intervalo para este erro (e não o valor preciso do erro), atribui-se a ele uma incerteza com distribuição retangular de probabilidade e valores mínimo e máximo definidos pelo intervalo calculado para este erro.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 MATERIAIS

Nesta pesquisa serão utilizados os seguintes materiais:

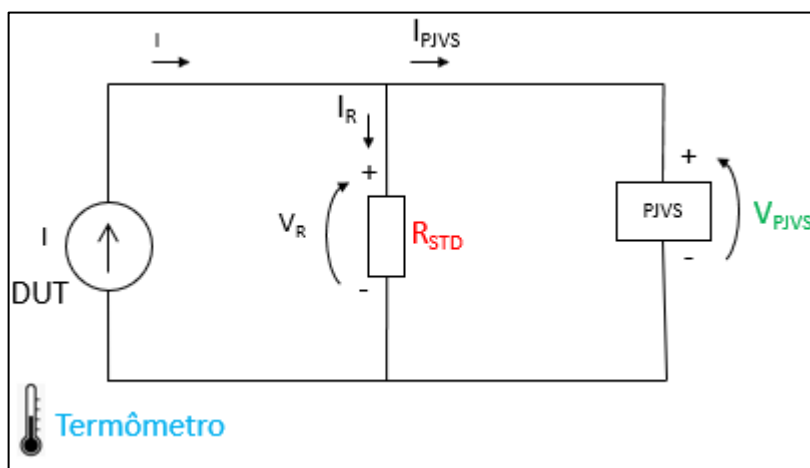
- computador com sistema operacional Windows 10;
- calibrador multifunção modelo 5730A (DUT) do fabricante Fluke dos Estados Unidos;
- sistema PJVS desenvolvido pelo *National Institute of Standards and Technology* (NIST) do Estados Unidos composto pelos os seguintes equipamentos:
 - um computador com interface GPIB-USB-HS, monitor e programa de controle PJVS-core ou iPJVScore instalado e NISTvolt-P;
 - uma ponta de provas criogênica da High Precision Devices modelo JVS-650m2-T e um *chip* Josephson PJVS acoplado no seu final;
 - uma fonte de corrente de polarização composta pelo NI-PXI-1042Q (contendo 6 placas DAC mod. PXI-6230) da National Instruments e pelo JVS-650 (amplificador-conversor de tensão para corrente) do NIST;
 - um gerador de micro-ondas da Agilent modelo E8257D;
 - um amplificador de potência de RF da Aldetec modelo ALS04541;
 - um nanovoltímetro digital Agilent modelo 34420A;
 - um DVM Agilent, modelo 3458A ou modelo 34420A;
 - um cilindro de hélio líquido (denominado *Dewar*) com um sensor de nível de hélio acoplado;
 - padrões de referência *Zener* Fluke 732A ou Fluke 732B;
 - uma fonte de frequência de referência de 10 MHz, com exatidão de, pelo menos $\pm 0,001 \mu\text{Hz}/\text{Hz}$;
 - um *scanner* Data Proof 160A e fios de conexão;
- termômetro CA032 do fabricante Fluke dos Estados Unidos;
- resistores padrão com as seguintes denominações e resistências: PR06 de 100 Ω , PT16 de 1 Ω e PT17 de 10 Ω do fabricante Tinsley do Reino Unido; e PT20 de 10 k Ω do fabricante Leeds & Northrup dos Estados Unidos;
- banho a ar modelo 9300 do fabricante *Measurements International* do Canadá.

3.2 MÉTODOS

3.2.1 Definição do uso dos equipamentos

Para o desenvolvimento do padrão primário de corrente contínua foi necessário, primeiramente, estabelecer que os materiais descritos no capítulo anterior seriam utilizados de forma a criar o circuito apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Circuito que representa o padrão primário proposto.



Fonte: elaboração própria.

Assim, com o circuito apresentado na Figura 26, pode-se observar que, a partir da lei de Ohm, é possível calcular a corrente que circula pelo resistor R_{STD} através da medição da tensão V_R e conhecendo-se o valor de R_{STD} . Adicionalmente a calibração do DUT consiste da comparação entre esta corrente calculada com a corrente fornecida pelo DUT apresentada por ele. Vale ressaltar que o cálculo da corrente do padrão proposto é feito a partir de outras grandezas de referência que não o ampere (V e Ω) e utilizando as leis da física conforme estabelecido na 26ª Conferência Geral de Pesos e Medidas (CGPM) (Inmetro, 2021).

Definiu-se que o computador descrito em 3.1 seria, em ordem sequencial, o responsável por:

- 1) Comandar o DUT para a corrente que se desejasse calibrar;
- 2) Receber do usuário os parâmetros metrológicos do resistor padrão utilizado para a calibração (R_{STD} e demais parâmetros necessários);
- 3) Buscar no sistema PJVS os dados de leitura da medição de tensão (V_{PJVS}) sobre o resistor padrão respectiva incerteza associada;

- 4) Calcular e apresentar ao usuário a corrente que circula por R_{STD} e incerteza associada.

Para estabelecer esta integração e realizar as tarefas descritas de 1 a 4, desenvolveu-se um programa em linguagem Python, denominado Iprim, cujas funcionalidades serão descritas no próximo capítulo. A escolha da linguagem Python para desenvolver o programa foi devido a licença gratuita, facilidade de programação em relação à outras linguagens e possibilitar uso do programa desenvolvido em navegadores para internet.

3.2.2 Funcionalidades do programa desenvolvido

Para implementar o padrão primário proposto foi desenvolvido um programa em linguagem Python, denominado Iprim, que consiste em um procedimento de calibração semiautomática do DUT onde é seguida a ordem de atividades abaixo:

- 1) Solicitar ao técnico executor qual o resistor padrão será utilizado na calibração;
- 2) Comandar o DUT para o fornecimento da corrente;
- 3) Solicita ao usuário a temperatura do início da medição;
- 4) Indicar ao usuário quando a medição do sistema PJVS poderá ser iniciada;
- 5) Aguardar o sistema PJVS finalizar a medição;
- 6) Realizar a leitura dos dados de medição do sistema PJVS;
- 7) Solicita ao usuário a temperatura do final da medição;
- 8) Processar os dados de medição;
- 9) Fornecer o valor da medição e incerteza associada.

O programa Iprim é capaz de receber do usuário o cadastramento de resistores padrão que serão utilizados pelo sistema. Com isso, o programa é capaz de informar ao usuário as faixas de medição que poderão ser obtidas na calibração do DUT em função do resistor padrão selecionado. Após o usuário escolher o resistor padrão, o programa automaticamente distribui 5 pontos de medição de corrente em cada faixa e caso a última faixa não possa ser calibrada em seu valor máximo, o programa automaticamente distribui 5 pontos até a máxima corrente possível para a última faixa. Adicionalmente, visando manter a integridade do resistor padrão que será utilizado, o programa desenvolvido não fornece ao resistor padrão corrente superior à máxima recomendada pelo fabricante e informa ao usuário esta condição, caso ocorra.

Após estabelecidos os pontos de corrente o programa Iprim comanda o DUT para que ele forneça as correntes que serão calibradas e solicita ao usuário a temperatura ambiente do início da medição. A comunicação entre o DUT e o computador que está executando o programa é realizada utilizando interface GPIB.

Posteriormente o programa Iprim informa ao usuário o momento em que o sistema PJVS pode iniciar as medições de tensão. Neste momento o usuário deverá, diretamente no software proprietário do sistema NISTvolt-P, realizar os procedimentos necessários à medição de tensão.

O programa Iprim aguarda o usuário informar que as medições de tensão realizadas pelo sistema PJVS foram finalizadas. Após este retorno do usuário, o programa desenvolvido solicita que o usuário informe a temperatura do final da calibração. Adicionalmente, o programa obtém o valor da tensão V_{PJVS} e sua incerteza de medição associada, denominada *Combined Standard Uncertainty* (CSU), por meio da leitura da planilha em Excel onde o sistema PJVS carregou estas informações.

Com as informações das medições realizadas pelo sistema PJVS, do resistor padrão previamente cadastradas, e da temperatura inicial e final da medição o programa realiza o cálculo da medição da corrente e incerteza associada.

Por fim, o programa desenvolvido gera um arquivo em formato .txt ao usuário com os valores de corrente calibrados para o DUT e as incertezas obtidas nestas calibrações assim como a data e hora das medições.

O desenvolvimento do programa em Iprim cumpre com o objetivo específico 3.

3.2.3 Sequência das atividades de desenvolvimento experimental

Antes da conexão física e levantamento experimental dos resultados foi realizada uma análise técnica preliminar do calibrador multifunção 5730A e dos resistores padrão a fim de permitir um uso otimizado e seguro destes equipamentos. Como resultado a esta análise técnica preliminar foram obtidos os limites de operação para o sistema proposto para cada resistor utilizado nesta pesquisa. Ao final desta etapa foram cumpridos os objetivos específicos 1 e 2.

Posteriormente, definiu-se o modelo de medição e o cálculo da incerteza associada considerando apenas incertezas do tipo B, conforme apresentado nos capítulos 4.5 e 4.6, sendo referido como modelo preliminar daqui por diante. A partir deste modelo e incerteza associada foi possível desenvolver o modelo e incerteza associada para a condição de n medições de corrente, apresentado no capítulo 4.7.

Dessa forma, com os limites de operação já estabelecidos bem como as equações que descrevem o modelo e a incerteza associada para n medições de corrente, foi possível conectar os equipamentos e realizar o levantamento experimental propriamente dito. Assim, a partir das medições das variáveis de entrada implementou-se o modelo e o cálculo de incerteza associada propostos utilizando o programa Iprim descrito no capítulo 3.2.2.

E por fim, comparou-se os resultados obtidos experimentalmente nesta pesquisa com os obtidos pelo Lacel em uma calibração para o mesmo DUT realizada um dia após o levantamento experimental. Adicionalmente, comparou-se as incertezas relativas obtidas experimentalmente pelo sistema proposto com os as incertezas relativas apresentadas na pesquisa descrita no capítulo 2.7.

3.2.3.1 Alteração do modelo durante o levantamento experimental

A necessidade do modelo para n medições foi estabelecida durante o levantamento experimental dos resultados entretanto, o programa Iprim descrito no capítulo 3.2.2 não possuía esta função e sim apenas a de calcular a corrente do mensurando e incerteza associada para o modelo preliminar (descrito nos capítulos 4.5 e 4.6). Adicionalmente, durante o levantamento experimental dos resultados, o programa Iprim apresentou erro ao realizar a leitura da planilha gerada diretamente pelo sistema PJVS e por isso os dados de medição do sistema PJVS tiveram que ser inseridos manualmente em uma planilha (mesma utilizada para o desenvolvimento do programa) que não apresentava este erro. Assim, o levantamento experimental ocorreu utilizando o programa desenvolvido Iprim: comandar o DUT; receber do usuário a corrente a ser calibrada; receber do usuário as temperaturas inicial e final de cada medição, ler as informações de V_{PJVS} e CSU colocadas pelo usuário em uma planilha externa ao programa (utilizada no desenvolvimento); e realizar o cálculo do mensurando e incerteza associada para uma medição. Dessa forma, todo o levantamento experimental foi feito utilizando estas funcionalidades do programa e foram registradas (externamente ao programa desenvolvido) todas as informações obtidas durante as medições. Com isso, após o levantamento experimental dos resultados, foi possível desenvolver o modelo para n medições e sua incerteza associada e assim utilizar as informações obtidas durante o levantamento experimental para o cálculo do mensurando e incerteza associada para n medições.

Cabe salientar ainda que o cálculo do modelo e incerteza associada está desenvolvido para a condição de n medições e durante o levantamento experimental decidiu-se utilizar $n = 3$ medições para cada corrente calculada para o DUT, por ser uma quantidade minimamente

adequada para uma consistência estatística, e para não demandar tempo excessivo de medições, o que poderia comprometer a finalização do trabalho dentro do prazo.

3.2.4 Calibração por artefato do DUT e limpeza das conexões elétricas

Antes do início das medições realizou-se uma calibração por artefato no calibrador multifunção 5730A (DUT) para que, após a calibração por artefato, as grandezas fornecidas por ele fossem as mais próximas possível do valor verdadeiro. A descrição desta calibração por artefato consta no Apêndice B.

Antes de realizar as conexões elétricas entre o calibrador multifunção 5730A (DUT) o resistor padrão e o sistema PJVS, as pontas dos fios condutores foram limpas utilizando, em sequência os seguintes produtos: abrasivo não condutor, borracha e álcool isopropílico. Adicionalmente, os bornes do 5730A e dos padrões eram higienizados com álcool isopropílico aplicado com um cotonete. Ressalta-se que este procedimento foi realizado sempre que foi necessário realizar uma nova conexão, ou seja, nos momentos em que houve a alteração do resistor padrão, a fim de minimizar os efeitos de resistência de contato e FEM térmicas.

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Inicialmente foi feita uma análise técnica preliminar dos resistores padrão disponíveis no Inmetro e do DUT.

Esta a análise técnica consistiu na análise de informações presentes nos *datasheets*, certificados de calibração e último registro de calibração dos equipamentos. Estas informações foram consolidadas e são apresentadas nas próximas seções.

Com isso foi possível selecionar os resistores mais adequados para serem utilizados no desenvolvimento do sistema proposto. Adicionalmente, a análise técnica permitiu definir o intervalo de corrente pretendido para a operação do padrão primário proposto nesta pesquisa uma vez que este intervalo está diretamente relacionado às características dos resistores padrão utilizados e do dispositivo sob teste.

4.1 INFORMAÇÕES DE INTERESSE DOS RESISTORES PADRÃO

Para os resistores que poderão ser utilizados nesta pesquisa, separou-se as informações de interesse oriundas de especificações fornecidas pelo fabricante e de parâmetros constantes de certificados de calibração destes resistores. Estas informações constam no Quadro 1

Quadro 1 – Informações dos fabricantes e de certificados ou registros de calibração dos resistores padrão.

Identificação no Lameq	Manual do fabricante				Certificado (ou registro) de calibração							
	Valor [Ω]	Modelo e Fabricante	Temperatura de operação [°C]	Dissipação de potência [mW]	Valor calibrado [Ω]	Incerteza expandida (U) [Ω]	Fator de abrangência k	Temperatura de referência [°C]	α [(μΩ/Ω)/°C]	β [(μΩ/Ω)/(°C) ²]	Corrente aplicada [mA]	Data da calibração
PT16	1	5685A Tinsley	15 a 40	10	1,00000175	$6,1 \times 10^{-7}$	3,31	23	-0,2103	-0,0161	10	03/07/2019
PT17	10	5685A Tinsley	15 a 40	10	10,000007	$1,9 \times 10^{-5}$	4,53	23	0,379	-0,0246	10	03/07/2019
PT18	1 k	5685B Tinsley	15 a 40	10	999,9976347	$9,8 \times 10^{-6}$	2,00	23	0,4986	-0,0023	0,3	26/09/2022
PT19	10 k	5685B Tinsley	15 a 40	10	10000,49020	$1,1 \times 10^{-4}$	2	23	0,8106	-0,0065	0,03	27/09/2022
PR06 - Hall	100	5685A Tinsley	15 a 40	10	99,9999976	$1,4 \times 10^{-6}$	2,08	25,75	0	-0,0721	3	17/09/2022
PR15 - Hall	100	9201B Measurements	Não informado	10	99,9998717	$1,1 \times 10^{-6}$	2,37	23	0,0683	-0,00107	3	23/09/2022
PR07 Hall (ar)	100	SR-102/DC IET Labs	Não informado	1000	100,0002052	$1,1 \times 10^{-6}$	2,52	23	-0,079	-0,019	3	28/08/2022
PT20 (Leeds & Northrup)	10 k	4214 Leeds & Northrup	20 a 30	10	10000,24365	$1,2 \times 10^{-4}$	2,03	23	0,028	-0,012	0,03	29/09/2022

Fonte: elaboração própria.

Embora não colocado no Quadro 1, verificou-se que, utilizando as informações fornecidas pelos fabricantes, todos os resistores padrão podem ser medidos a partir de 4 terminais e dessa forma, a partir da definição deste conceito colocada no capítulo 2 conclui-se que, para a aplicação pretendida, é melhor que seja realizada a medição utilizando 4 terminais uma vez que os efeitos das resistências dos cabos na medição da resistência são praticamente eliminados. Adicionalmente verificou-se que apenas o resistor PR07 foi construído exclusivamente para operar em banho a ar (conforme indicado abaixo de sua identificação no Quadro 1) enquanto que os demais resistores padrão operam em banho a óleo (sem identificação no Quadro 1).

Vale ressaltar que, nos *datasheet* dos resistores muitos fabricantes utilizam os termos “Tolerância”, “Coeficiente de Temperatura (TC)” e “Gradiente”, que não estão definidos no VIM. Em contato com os fabricantes não foi obtida resposta para esclarecer quais seriam os termos a serem utilizados previstos no VIM. Entretanto, tendo em vista a possível importância destes parâmetros para esta pesquisa, foram realizadas análises a partir de informações disponíveis nos *datasheets*, no site do fabricante, literaturas de outras áreas que empregam estes termos, artigos acadêmicos e ainda, junto a especialistas do Inmetro que trabalham na área de metrologia em resistência elétrica, a fim de esclarecer estas propriedades e, quando possível, enquadrá-las em definições previstas no VIM. Estas análises encontram-se no Apêndice C.

Por fim, as informações que constam no Quadro 1 serão imprescindíveis nos capítulos em que for estabelecido os limites de operação, apresentado o modelo de medição e o cálculo de incerteza associado.

4.2 CARACTERÍSTICAS DO CALIBRADOR MULTIFUNÇÃO 5730A (DUT)

O calibrador multifunção 5730A, na função de fonte de corrente, foi o DUT utilizado nesta pesquisa. Assim, devido à sua interação direta com os resistores padrão no fornecimento da corrente, foi necessário destacar as suas características de faixas de operação, tensão de *compliance* e máxima resistência. Estas características foram extraídas do manual 5730A *operators manual* e colocadas no Quadro 2.

Quadro 2 – Características do 5730A quando utilizado como fonte de corrente.

Faixa	Tensão de <i>compliance</i> [V]	Máxima Resistência [Ω]
220 μ A	10	20 k
2,2 mA	10	2 k
22 mA	10	200
220 mA	10	20
2,2 A	3 V*	2

* Para corrente menor que 1 A. Corrente entre 1 A e 2,2 A possui tensão de *compliance* de 2 V.

Fonte: manual do 5730A.

A partir do Quadro 2 é possível observar que a tensão de *compliance* e a resistência máxima são função da faixa utilizada pelo DUT. A tensão de *compliance* representa a máxima tensão que o resistor poderá apresentar em seus terminais quando através dele circular a corrente fornecida pelo 5730A. A máxima resistência representa a carga ôhmica máxima que pode ser utilizada para ser alimentada pelo DUT e as faixas do DUT estabelecem os limites mínimo e máximo iniciais para a operação do sistema proposto nesta pesquisa.

Estes parâmetros serão imprescindíveis no capítulo em que for estabelecido os limites de operação do sistema proposto (seção 4.3).

4.3 DETERMINAÇÃO DOS LIMITES PARA O PADRÃO PRIMÁRIO PROPOSTO

Para estabelecer os limites de operação para o padrão primário proposto partiu-se dos seguintes critérios impostos pelos equipamentos utilizados: a corrente que alimenta o resistor padrão deverá estar compreendida entre o intervalo de corrente fornecida pelo DUT; a corrente que alimenta o resistor padrão não deve submetê-lo à dissipação de potência maior que a estabelecida pelo fabricante para garantia das especificações metrológicas; a tensão entre os terminais do resistor não deve ser maior que a tensão de *compliance* do DUT; o valor do resistor não deve ser maior que a resistência máxima que pode ser alimentada pelo DUT; a tensão gerada entre os terminais do resistor não deve estar fora do intervalo capaz de ser medido pelo sistema PJVS, ou seja, entre 1 mV-e 10 V. Com exceção do último critério, todos os demais foram abordados nas seções 4.1 e 4.2 deste documento. Adicionalmente, foram inseridos os seguintes critérios escolhidos pelo autor: circular a corrente que vai gerar a máxima dissipação

de potência mantendo as características metrológicas do padrão, estabelecida pelo fabricante; circular a corrente que vai gerar metade da máxima dissipação de potência mantendo as características metrológicas do padrão.

Para possibilitar que todos os critérios fossem atendidos para o máximo de correntes representativas possível, montou-se o quadro 1 do Apêndice D que consolida estes critérios. Para a montagem deste quadro partiu-se da suposição de que cada resistor seria alimentado com as seguintes correntes, que foram estabelecidas por parte dos critérios previamente definidos: início da faixa; meio da faixa; final da faixa; corrente que vai gerar a máxima dissipação de potência mantendo as características metrológicas do padrão; e corrente que vai gerar metade da máxima dissipação de potência no resistor mantendo as características metrológicas do padrão. Assim, ao observar os valores de tensão e potência gerados nos resistores padrão em consequência à circulação destas correntes, analisou-se o atendimento dos seguintes critérios, os quais são a outra parte dos critérios previamente definidos: a tensão entre os terminais do resistor não deve ser maior que a tensão de *compliance* do DUT; o valor do resistor não deve ser maior que resistência máxima que pode ser alimentada pelo DUT; a tensão gerada entre os terminais do resistor não deve estar fora do intervalo capaz de ser medido pelo sistema PJVS.

Posteriormente, para os valores de corrente que tiveram todos os critérios atendidos, houve uma reorganização destes resultados a fim de mostrar, de forma direta, qual resistor e valores de corrente poderão ser utilizados para calibrar cada faixa do DUT. Este resultado é apresentado no Quadro 3:

Quadro 3 – Valores de resistores padrão e correntes capazes de calibrar o 5730A.

Faixa do 5730A	Valores de correntes a serem calibrados	Resistor padrão utilizado	Banho
220 μ A	30 μ A, 110 μ A, 220 μ A	PT20	óleo
2,2 mA	220 μ A, 2,2 mA	PR06	ar
22 mA	3 mA, 10 mA, 5mA e 22mA	PR06	ar
2,2 A	50 mA, 100 mA	PT16	óleo
2,2 A	30 mA	PT17	óleo

Fonte: elaboração própria.

Vale ressaltar que para os resistores PR07, PT18, PT19 e PR15 houve correntes que tiveram todos os critérios atendidos entretanto, como estas correntes já são atendidas para os

resistores que são apresentados no Quadro 3, optou-se por não utilizar estes resistores nesta pesquisa.

4.4 DETERMINAÇÃO DOS PONTOS PARA CALIBRAÇÃO DO DUT

A partir do Quadro 3 estabeleceu-se, para cada resistor, as faixas que poderão ser calibradas pelo 5730A bem como os valores máximos de corrente que poderão circular no resistor padrão. Assim, para determinar as correntes que serão utilizadas para calibração do DUT, optou-se por distribuir 5 valores de corrente para cada faixa igualmente separados. Para a última faixa, há também a separação de 5 valores de corrente, entretanto, o valor máximo da última corrente é limitado, quando aplicável, à corrente máxima que pode ser fornecida para o resistor padrão ao invés da corrente máxima que pode ser fornecida pelo DUT. Vale ressaltar que, considerando a experiência que os pesquisadores do Lameq possuem com o manuseio destes resistores padrão, optou-se por não ultrapassar os limites de corrente já utilizados por estes pesquisadores em atividades em que empregam estes resistores, mesmo conhecendo o limite máximo estabelecido pelo fabricante dos resistores padrão.

Porém, durante o levantamento experimental dos resultados observou-se que o sistema PJVS realiza medição de tensão apenas para valores muito próximos de múltiplos de 1 mV (0,001 V). Estes valores múltiplos de 1 mV precisam ser previamente cadastrados no sistema PJVS e são denominados “TAP do PJVS”. Assim, os cinco valores de corrente igualmente distribuídos em cada faixa, algumas das vezes não puderam ser medidos pelo sistema PJVS por estarem consideravelmente afastados de um TAP múltiplo de 1 mV.

Dessa forma, os valores de corrente igualmente distribuídos em 5 pontos em cada faixa precisaram ser descartados ou ajustados para correntes que, ao circularem pelo resistor padrão gerassem tensões próximas a múltiplos de 1 mV.

Assim, na Tabela 1, para cada faixa do DUT, são apresentadas as correntes igualmente distribuídas em 5 pontos, a corrente que será utilizada na calibração do DUT, denominada corrente após ajuste, o resistor padrão utilizado e o “TAP do PJVS” para a medição da respectiva corrente:

Tabela 1 - Correntes para calibração do 5730A

Resistor	valor [Ω]	Faixa do 5730	Corrente igualmente distribuída [μ A]	TAP do PJVS [V]	Corrente após o ajuste [μ A]
PT20	10 k	220 μ A	0,02499943	0,001	0,1
			54,76874957	0,500	50
			109,5124997	1,000	100
			164,2562499	1,500	150
			219	2,000	200
PR06	100	220 μ A	2,500000475	0,001	10
			56,62500036	0,005	50
			110,7500002	0,010	100
			164,8750001	0,015	150
			219	0,020	200
		2,2 mA	220	0,030	300
			690	0,080	800
			1160	0,120	1200
			1630	0,160	1600
			2100	0,200	2000
		22 mA	2200	0,220	2200
			2400	0,250	2500
			2600	0,260	2600
			2800	0,280	2800
			3000	0,300	3000
PR07	100	220 μ A	2,499995125	0,001	10
			56,62499634	0,005	50
			110,7499976	0,010	100
			164,8749988	0,015	150
			219	0,020	200
		2,2 mA	220	0,030	300
			690	0,080	800
			1160	0,120	1200
			1630	0,160	1600
			2100	0,200	2000
22 mA	2200	0,220	2200		

			2400	0,250	2500
			2600	0,260	2600
			2800	0,280	2800
			3000	0,300	3000
PT16	1	2,2 mA	249,9995625	Não há	Não há
			712,4996719	Não há	Não há
			1174,999781	0,001	1000
			1637,499891	Não há	Não há
			2100	0,002	2000
	22 mA	2200	0,003	3000	
		4150	0,004	4000	
		6100	0,006	6000	
		8050	0,008	8000	
		10000	0,010	10000	
PT17	10	220 μ A	24,9999825	Não há	Não há
			73,49998688	Não há	Não há
			121,9999913	0,001	100
			170,4999956	Não há	Não há
			219	0,002	200
	2,2 mA	220	0,003	300	
		690	0,005	500	
		1160	0,010	1000	
		1630	0,015	1500	
		2100	0,020	2000	
	22 mA	2200	0,030	3000	
		4150	0,040	4000	
		6100	0,060	6000	
		8050	0,080	8000	
		10000	0,100	10000	

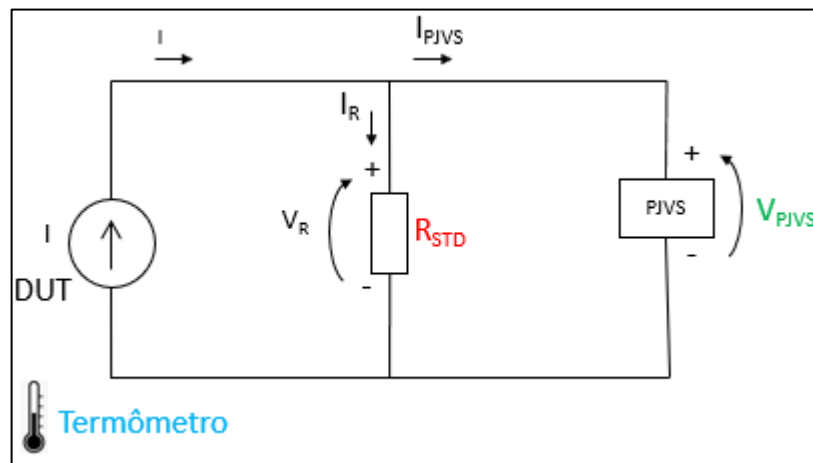
Fonte: elaboração própria.

Ressalta-se que, como característica intrínseca do calibrador 5730A, a informação da faixa indica o limite superior do valor de corrente que pode ser obtido naquela faixa entretanto não contempla este número (intervalo aberto). Sendo assim, para definir o último ponto de cada faixa, escolheu-se um valor um pouco inferior à indicação da faixa.

4.5 MODELO DO SISTEMA PROPOSTO CONSIDERANDO APENAS INCERTEZAS DO TIPO B

A definição do modelo de medição é imprescindível para o cálculo da incerteza de medição baseada na lei de propagação de incerteza. Assim, a Figura 27 representa a medição para o sistema proposto considerando apenas incertezas do tipo B que será referido apenas como modelo preliminar daqui por diante:

Figura 27 – Circuito elétrico simplificado que representa o padrão primário proposto.



Fonte: elaboração própria.

No circuito acima, devido à alta impedância de entrada no ramo do sistema PJVS, de $10\text{ G}\Omega$ oriunda do medidor 34420A em série com o sistema PJVS (34420A *users guide*), considera-se I_{PJVS} igual a zero e dessa forma a corrente I fornecida pelo DUT é igual a corrente I_R que circula pelo resistor padrão, graças à lei de correntes de Kirchoff aplicada ao nó que relaciona estas correntes. Também por este mesmo motivo, a tensão V_{PJVS} , medida pelo sistema PJVS, pode ser considerada igual a queda de tensão sobre o resistor padrão V_R .

Assim, aplicando-se a lei de Ohm sobre o resistor padrão R_{STD} obtém-se a seguinte equação que relaciona a corrente fornecida pelo DUT (a ser calibrada) com o valor ôhmico do resistor padrão R_{PAD} e a tensão V_{PJVS} medida sobre este resistor padrão pelo sistema PJVS.

$$I = I_R = \frac{V_{PJVS}}{R_{STD}} \quad (4.1)$$

Onde:

I é a corrente fornecida pelo DUT, em A;

I_R é a corrente que circula pelo resistor padrão, em A;

V_{PJVS} é a tensão medida a partir do sistema PJVS, em V;

R_{STD} é o resistor padrão, em Ω ;

Conforme colocado no Apêndice C, o valor do resistor padrão R_{STD} depende da temperatura conforme a equação abaixo:

$$R_{STD} = R_0 (1 + \alpha \times (T - T_0) + \beta \times (T - T_0)^2). \quad (4.2)$$

Onde:

R_{STD} é a resistência na temperatura T ;

R_0 é a resistência na temperatura T_0 ;

α é o coeficiente da inclinação da temperatura em T_0 ;

T é a temperatura de operação em $^{\circ}\text{C}$ ou K;

T_0 é a temperatura para ρ_0 em $^{\circ}\text{C}$ ou K;

β é o coeficiente quadrático para toda faixa de operação;

Assim, relacionando as equações (4.1) e (4.2) obtém-se a equação abaixo:

$$I = \frac{V_{PJVS}}{R_0 \times (1 + \alpha \times (T - T_0) + \beta \times (T - T_0)^2)} \quad (4.3)$$

Onde:

V_{PJVS} é a tensão medida a partir do sistema PJVS, em V;

R_0 é a resistência na temperatura T_0 ;

α é o coeficiente da inclinação da temperatura em T_0 ;

T é a temperatura de operação em $^{\circ}\text{C}$ ou K;

T_0 é a temperatura para R_0 em $^{\circ}\text{C}$ ou K;

β é o coeficiente quadrático para toda faixa de operação;

A equação (4.3) representa o modelo de medição, ou seja, é a equação que estabelece a relação matemática entre a corrente que circula pelo resistor padrão R_{STD} , as características construtivas deste resistor (R_0, T_0, α e β), a condição ambiental durante da medição (T) e a tensão medida pelo sistema PJVS (V_{PJVS}).

A equação (4.3) mostra que o modelo possui dependência não linear com a temperatura e por isso já esperado que o valor do mensurando e da incerteza associada (que será apresentada no próximo capítulo) assumirão valores diferentes para cada medição devido à variação de temperatura.

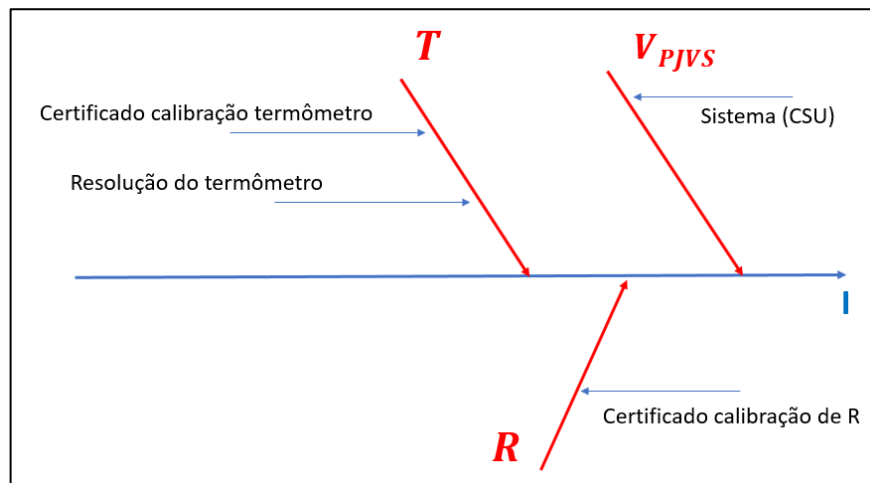
4.6 CÁLCULO DA INCERTEZA DE MEDIÇÃO PARA O MODELO PRELIMINAR

O cálculo da incerteza de medição apresentado neste capítulo é baseado na *law of propagation of uncertainty* previsto em *JCGM 100: Evaluation of Measurement Data - Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement* (BIPM, 2008).

4.6.1 Fontes de incerteza

A partir da Figura 27 observa-se que o padrão primário proposto possui os seguintes equipamentos que contribuem para a incerteza de medição: termômetro, resistor padrão (R_{STD}) e o sistema PJVS (V_{PJVS}). Adicionalmente, a partir da equação (4.3) é possível representar a relação entre as fontes de incerteza de entrada deste sistema com a saída (mensurando) utilizando o diagrama de Ishikawa apresentado na Figura 28.

Figura 28 – Diagrama de Ishikawa das fontes de incerteza do sistema para uma medição.



Fonte: elaboração própria.

Para cada fonte de incerteza definida no diagrama acima, determina-se a distribuição associada e conseqüentemente a expressão matemática que será utilizada para o cálculo da incerteza padrão. Estas informações são apresentadas no Quadro 4.

Quadro 4 – Fontes de incerteza para o sistema proposto.

Fontes de incerteza	Instrumento	Unidade	Tipo	Distribuição	expressão para incerteza-padrão (u)
Sistema (CSU)	V_{PJVS}	[V]	B	Normal	U_{CSU}/k_{CSU}
Certificado de calibração do termômetro	Termômetro	[°C]	B	Normal	U_{term}/k_{term}
Resolução do termômetro	Termômetro	[°C]	B	Uniforme	$\frac{a_{term}}{2\sqrt{3}}$
Certificado de calibração de R	R_{STD}	[Ω]	B	Normal	U_R/k_R

Fonte: elaboração própria

No Quadro 4, U representa a incerteza expandida e k o fator de abrangência da referida distribuição normal. Para incerteza oriunda da resolução do termômetro (linha 3), a amplitude a_{term} é utilizada neste trabalho para representar a menor divisão do instrumento e como o cálculo da incerteza padrão para a distribuição uniforme é a metade da menor divisão, colocou-se o fator 2 nesta incerteza.

Vale ressaltar valores de α e β não possuem incerteza de medição associada pois são as constantes que melhor representam a curva quadrática do comportamento do resistor em função da temperatura, levantada pelo fabricante no processo de manufatura do resistor padrão. Adicionalmente, conforme verificado com os especialistas do Inmetro que calibram resistores padrão, a variação dos parâmetros α e β não é considerada na calibração destes resistores.

4.6.2 Coeficientes de sensibilidade

O coeficiente de sensibilidade é a derivada parcial da grandeza de saída I em relação a cada grandeza de entrada V_{PJVS} , R_0 , T e T_0 e descreve como esta saída varia em relação à variação de cada entrada (Inmetro, 2012). Neste capítulo algumas expressões matemáticas serão convenientemente agrupadas em constantes K_i para facilitar o tratamento algébrico da expressão para o cálculo das derivadas parciais. Estas constantes também serão utilizadas, com os mesmos nomes aqui definidos, na seção onde serão apresentados resultados simulados a partir de grandezas de entrada em torno de valores esperados.

A partir da equação (4.2) ao desmembrar os termos agrupados no denominador, obtém-se a equação (4.4) e as primeiras constantes K_1 e K_2 :

$$I = \frac{V_{PJVS}}{R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2 + R_0 \times \alpha \times T + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0 \times T + R_0 \times \beta \times T^2} \quad (4.4)$$

$$K_1 = R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2 + R_0 \times \alpha \times T + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0 \times T + R_0 \times \beta \times T^2. \quad (4.5)$$

$$K_2 = V_{PJVS}. \quad (4.6)$$

A partir (4.4) observa-se que haverá coeficientes de sensibilidade da corrente I em relação a todos os termos do lado direito da equação (4.4) exceto em relação à α e β que não possuem incerteza associada conforme colocado no capítulo anterior

Assim, o coeficiente de sensibilidade da corrente I em relação à tensão medida pelo sistema PJVS V_{PJVS} é a derivada parcial de I em relação a V_{PJVS} dado pela equação (4.7)

$$\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}} = \frac{1}{K_1} \quad (4.7)$$

Onde:

$\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}}$ é a derivada parcial de I em relação a V_{PJVS} , dado em $1/\Omega$;

K_1 é a constante definida na equação (4.5), dado em Ω

O coeficiente de sensibilidade da corrente I em relação ao valor do resistor R_0 (quando ele foi calibrado) é a derivada parcial de I em relação a R_0 dado pela equação (4.10).

$$I = \frac{K_2}{R_0 \times (1 + \alpha \times T_0 + \beta \times T_0^2 + \alpha \times T + 2 \times \beta \times T_0 \times T + \beta \times T^2)}$$

$$K_3 = (1 + \alpha \times T_0 + \beta \times T_0^2 + \alpha \times T + 2 \times \beta \times T_0 \times T + \beta \times T^2) \quad (4.8)$$

$$I = \frac{K_2}{K_3 \times R_0} \quad (4.9)$$

$$\frac{\partial I}{\partial R_0} = -\frac{K_2}{K_3 \times R_0^2} \quad (4.10)$$

Onde:

$\frac{\partial I}{\partial R_0}$ é a derivada parcial de I em relação a R_0 , dado em $\frac{V}{\Omega \cdot C}$;

K_2 é a constante definida na equação (4.6), dado em V ;

K_3 é a constante definida na equação (4.7), adimensional.

O coeficiente de sensibilidade da corrente I em relação à temperatura T (temperatura de medição do termômetro no momento da operação do sistema proposto) é a derivada parcial de I em relação a T dado pela equação (4.14).

$$I = \frac{K_2}{(R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2) + T \times (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0) + T^2 \times R_0 \times \beta}$$

$$K_4 = (R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2) \quad (4.11)$$

$$K_5 = (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0) \quad (4.12)$$

$$K_6 = R_0 \times \beta \quad (4.13)$$

$$I = \frac{K_2}{K_4 + K_5 \times T + K_6 \times T^2} = \frac{f}{g}$$

$$\frac{\partial I}{\partial T} = \frac{f' \times g - f \times g'}{g^2} = \frac{0 \times g - K_2 \times (K_5 + 2 \times K_6 \times T)}{(K_4 + K_5 \times T + K_6 \times T^2)^2} = \frac{-K_2 \times K_5 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T}{(K_4 + K_5 \times T + K_6 \times T^2)^2}$$

$$\frac{\partial I}{\partial T} = \frac{-K_2 \times K_5 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T}{(K_4 + K_5 \times T + K_6 \times T^2)^2} \quad (4.14)$$

Onde:

$\frac{\partial I}{\partial T}$ é a derivada parcial de I em relação a T , em $V/(\Omega^\circ\text{C})$;

K_4 é a constante definida na equação (4.11), dado em Ω ;

K_5 é a constante definida na equação (4.12), dado em $\Omega/^\circ\text{C}$;

K_6 é a constante definida na equação (4.13), $\Omega/(^\circ\text{C}^2)$.

O coeficiente de sensibilidade da corrente I em relação à temperatura T_0 (temperatura em que o resistor possui valor do resistor R_0) é derivada parcial de I em relação a T_0 dado pela equação (4.17).

$$I = \frac{K_2}{R_0 + R_0 \times \alpha \times T + R_0 \times \beta \times T^2 + T_0 \times (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T) + R_0 \times \beta \times T_0^2}$$

$$K_7 = R_0 + R_0 \times \alpha \times T + R_0 \times \beta \times T^2 \quad (4.15)$$

$$K_8 = (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T) \quad (4.16)$$

$$I = \frac{K_2}{K_7 + K_8 \times T_0 + K_6 \times T_0^2}$$

$$\frac{\partial I}{\partial T_0} = \frac{f' \times g - f \times g'}{g^2} = \frac{0 \times g - K_2 \times (K_8 + 2 \times K_6 \times T_0)}{(K_7 + K_8 \times T_0 + K_6 \times T_0^2)^2} = \frac{-K_2 \times K_8 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T_0}{(K_7 + K_8 \times T_0 + K_6 \times T_0^2)^2}$$

$$\frac{\partial I}{\partial T_0} = \frac{-K_2 \times K_8 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T_0}{(K_7 + K_8 \times T_0 + K_6 \times T_0^2)^2} \quad (4.17)$$

Onde:

$\frac{\partial I}{\partial T_0}$ é a derivada parcial de I em relação a T_0 , dado em $V/(\Omega^\circ\text{C})$;

K_6 é a constante definida na equação (4.13), dado em $\Omega/(\text{C}^2)$;

K_7 é a constante definida na equação (4.15), dado em Ω ;

K_8 é a constante definida na equação (4.16), dado em $\Omega/^\circ\text{C}$.

4.6.3 Componentes de incerteza

A componente de incerteza é definida como o produto entre a incerteza padrão e o coeficiente de sensibilidade (Inmetro 2012). Dessa forma, no Quadro 5 é apresentado a componente de incerteza para cada fonte de incerteza definida no capítulo 4.6.1, ou seja, é apresentado o produto entre cada incerteza padrão definida no capítulo 4.6.1 e os coeficientes de sensibilidade desta mesma fonte de incerteza definidos em 4.6.2. Adicionalmente colocou-se também as unidades da incerteza padrão, coeficientes de sensibilidade e componentes de incerteza que possibilitam observar que o resultado da interação entre estas unidades está coerente com o resultado esperado, que é a unidade do ampere. É apresentada ainda a variável que identifica cada componente de incerteza (u_{CSU} , u_{term} , u_{res} e u_{R}).

Quadro 5 – Componentes de incerteza.

Fontes de incerteza	Instrumento	Incerteza-padrão (u)	Unidade	Coefficiente de sensibilidade	Unidade	Componente de incerteza	Unidade
Sistema (CSU)	V_{PJVS}	$\frac{U_{CSU}}{k_{CSU}}$	[V]	$\partial I / \partial V_{PJVS}$	$1/\Omega$	$u_{CSU} = \left(\frac{U_{CSU}}{k_{CSU}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}}\right)$	$\frac{V}{\Omega} = A$
Certificado de calibração do termômetro	Termômetro	$\frac{U_{term}}{k_{term}}$	[°C]	$\partial I / \partial T$	$V/(\Omega^{\circ}C)$	$u_{term} = \left(\frac{U_{term}}{k_{term}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial T}\right)$	$\frac{V}{\Omega} = A$
Resolução do termômetro	Termômetro	$\frac{a_{term}}{2\sqrt{3}}$	[°C]	$\partial I / \partial T$	$V/(\Omega^{\circ}C)$	$u_{res} = \left(\frac{a_{term}}{2\sqrt{3}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial T}\right)$	$\frac{V}{\Omega} = A$
Certificado de calibração de R	R_{STD}	$\frac{U_R}{k_R}$	[Ω]	$\partial I / \partial R_0$	V/Ω^2	$u_R = \left(\frac{U_R}{k_R}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial R_0}\right)$	$\frac{V}{\Omega} = A$

Fonte: elaboração própria.

4.6.4 Incerteza combinada

A incerteza combinada é a raiz da soma quadrática de cada componente de incerteza. Assim, a partir das equações definidas no Quadro 5 , obtém-se a seguinte equação para a incerteza combinada:

$$u_c = \sqrt{\left(\left(\frac{U_{CSU}}{k_{CSU}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}}\right)\right)^2 + \left(\left(\frac{U_{term}}{k_{term}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial T}\right)\right)^2 + \left(\left(\frac{a_{term}}{2\sqrt{3}}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial T}\right)\right)^2 + \left(\left(\frac{U_R}{k_R}\right) \times \left(\frac{\partial I}{\partial R_0}\right)\right)^2} \quad (4.18)$$

Onde:

u_c é a incerteza combinada, em A;

Demais termos da equação (4.18) já foram definidos a partir do início deste capítulo.

4.6.5 Graus de liberdade efetivos

O cálculo dos graus de liberdade efetivos é são obtidos pela equação de Welch-Satterthwite apresentada abaixo:

$$v_{\text{eff}} = \frac{u_y^4}{\frac{\sum \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \times u_{xi}\right)^4}{v_{xi}}} \quad (4.19)$$

Onde:

v_{eff} são os graus de liberdade efetivos;

u_y é a incerteza combinada;

$\frac{\partial y}{\partial x_i} \times u_{xi}$ é cada componente de incerteza;

v_{xi} é o grau de liberdade de cada componente de incerteza.

Em relação a equação (4.19), neste trabalho, u_y foi calculado como u_c apresentado na equação (4.18) e o fator representado por $\frac{\partial y}{\partial x_i} \times u_{xi}$ é cada componente de incerteza apresentada no Quadro 5. O fator v_{xi} representa o grau de liberdade efetivo para cada componente de incerteza que para incertezas do tipo B tendem a infinito e para incertezas do tipo A é calculado como sendo o número de n medições menos um (Inmetro, 2012). Assim, como todas as incertezas consideradas no sistema proposto são do tipo B, conforme apresentado no Quadro 4,

o denominador da equação (4.19) tende a zero e isso faz com que os graus de liberdade efetivos para o sistema proposto tendam ao infinito.

4.6.6 Fator de Abrangência

O fator de abrangência k foi obtido considerando-se que o mensurando possui uma distribuição do tipo *t-student* bicaudal, com probabilidade de abrangência escolhida pelo autor de 95 % e graus de liberdade que tendem ao infinito conforme colocado no capítulo 4.6.5. Não foi possível estabelecer função algébrica para representar fator de abrangência k mas numericamente a partir de referências estatísticas obteve-se $k = 1,960$ (LARSON, 2015).

4.6.7 Incerteza expandida

A incerteza expandida é o produto entre o fator de abrangência e a incerteza combinada (Inmetro, 2012). Para o sistema proposto a equação que representa a incerteza expandida é apresentada abaixo:

$$U = k \times u_c \quad (4.20)$$

Onde:

U é a incerteza expandida, em A;

k é o fator de abrangência, adimensional;

u_c é a incerteza combinada, em A;

Vale ressaltar que, conforme colocado na seção 2.7, muitos institutos de metrologia apresentam suas incertezas de medição em forma de incerteza relativa que é o quociente entre a incerteza expandida U (absoluta) e o valor do mensurando I obtido a partir do modelo, para o qual foi calculada esta incerteza combinada.

$$U_{\text{rel}} = U/I \quad (4.21)$$

Onde:

U_{rel} é a incerteza relativa, A/A;

U é a incerteza expandida;

I é a corrente do mensurando;

4.6.8 Erro de medição

O erro de medição é a diferença entre o valor medido e o valor de referência (Inmetro, 2012). Nessa pesquisa o erro será utilizado indicar o afastamento do mensurando em relação ao valor indicado pelo DUT. Dessa forma será calculado conforme a equação abaixo.

$$e_{I_{dut}} = i_{dut} - I_{SIST} \quad (4.22)$$

Onde:

$e_{I_{dut}}$ é o erro de medição, em A;

I_{SIST} é a corrente calculada (mensurando), em A;

i_{dut} é a corrente indicada pelo DUT.

O erro também é expressado de forma relativa, conforme a equação abaixo

$$e_{rel} = e/i_{dut} \quad (4.23)$$

Onde:

e_{rel} é o erro relativo, em A;

e é o erro de medição, em A;

i_{dut} é a corrente indicada pelo DUT.

Adicionalmente, o erro será utilizado para validar os cálculos de corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada, realizados pelo programa Iprim, comparando estes valores com os obtidos por uma planilha desenvolvida especificamente para este fim. Dessa forma, serão calculados conforme as equações abaixo:

$$e_{I_{py}} = I_{planilha} - i_{Python} \quad (4.24)$$

Onde:

$e_{I_{py}}$ é o erro da corrente do programa Iprim em relação a planilha, em A;

$I_{planilha}$ é a corrente calculada a partir da planilha, em A;

i_{Python} é a corrente calculada pelo programa Iprim;

$$e_{U_{py}} = U_{planilha} - U_{Python} \quad (4.25)$$

Onde:

$e_{U_{py}}$ é o erro da incerteza expandida do programa Iprim em relação a planilha, em A;

$U_{planilha}$ é a incerteza expandida calculada a partir da planilha, em A;

U_{Python} é a incerteza expandida calculada pelo programa Iprim.

4.6.9 Erro normalizado

O erro normalizado é utilizado para validar um sistema a partir da comparação deste sistema com outro já validado. Nesta pesquisa utilizou-se o erro normalizado em dois momentos diferentes.

O primeiro uso do erro normalizado foi para realizar a validação dos resultados das correntes calculadas a partir do modelo proposto bem como sua incerteza associada com os resultados obtidos por meio de uma calibração realizada pelo Lacel para o mesmo DUT utilizado nesta pesquisa. Para este uso o erro normalizado foi calculado conforme a equação abaixo:

$$e_n = \frac{I - i_{Lacel}}{\sqrt{U^2 + U_{Lacel}^2}} \quad (4.26)$$

Onde:

e_n é o erro normalizado, adimensional;

I é a corrente medida pelo sistema proposto, em A;

i_{Lacel} é a corrente medida pelo Lacel, em A;

U é a incerteza expandida da corrente I , em A;

U_{Lacel} é a incerteza expandida da corrente i_{Lacel} , em A.

O segundo uso do erro normalizado foi para validar os resultados da corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada calculados pelo programa Iprim. Para tanto desenvolveu-se uma planilha que calcula a corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada a partir das equações definidas nos capítulos 4.5 e 4.6. Para este segundo uso o erro normalizado foi calculado conforme a equação abaixo:

$$e_{n2} = \frac{I_{Python} - i_{planilha}}{\sqrt{U_{Python}^2 + U_{planilha}^2}} \quad (4.27)$$

Onde:

e_{n2} é o erro normalizado 2, adimensional;

I_{Python} é a corrente calculada pelo programa Iprim, em A;

i_{planilha} é a corrente calculada utilizando a planilha, em A;

U_{Python} é a incerteza expandida da corrente I_{Python} , em A;

U_{planilha} é a incerteza expandida da corrente i_{planilha} , em A.

O valor do módulo do erro normalizado indica que os sistemas possuem equivalência conforme os critérios abaixo onde e indica o erro normalizado que pode ser e_n ou e_{n2} :

$|e| \leq 1$, os sistemas são equivalentes;

$|e| > 1$, os sistemas não são equivalentes;

4.7 MODELO E INCERTEZA DO SISTEMA PROPOSTO PARA N MEDIÇÕES

O modelo e incerteza de medição apresentados nos capítulos 4.5 e 4.6 descrevem a relação entre as variáveis de entrada para uma única corrente de saída (cálculo da corrente fornecida pelo DUT) com sua incerteza associada. Entretanto para a medição de cada corrente fornecida pelo DUT (apresentada na Tabela 1) serão realizadas n medições de corrente e por isso é necessário que o modelo apresentado no capítulo 4.6 seja complementado com esta necessidade.

Vale ressaltar que esta complementação para o modelo não seria necessária caso fosse decidido que, para um mensurando (uma linha da Tabela 1), fossem realizados de n medições das variáveis de entrada (V_{PJVS} , T e suas incertezas associadas) e considerada a contribuição da dispersão destas variáveis de entrada como incertezas do tipo A no modelo apresentado nos capítulos 4.5 e 4.6. Entretanto, como o modelo apresentado capítulo 4.5 é não linear (a corrente é inversamente proporcional ao quadrado da temperatura) é preferível que a estimativa da saída do modelo seja obtida a partir das n observações da saída ao invés das n observações das variáveis de entrada, conforme previsto no capítulo 4.4.4 do *JCGM 100: Evaluation of Measurement Data - Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement* (BIPM, 2008). Ou seja, é preferível que a corrente calculada seja obtida a partir da observação das n medições de correntes e suas incertezas associadas calculadas conforme apresentado no capítulo 4.6 e não das n observações de V_{PJVS} e T .

Assim a corrente fornecida pelo DUT é obtida a partir da média das n medições onde cada medição é realizada a partir da equação (4.3) com uma incerteza associada obtida conforme apresentado no capítulo 4.6. Dessa forma, o modelo do mensurando para n medições é apresentado na equação (4.28):

$$I_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n I_i \quad (4.28)$$

Onde:

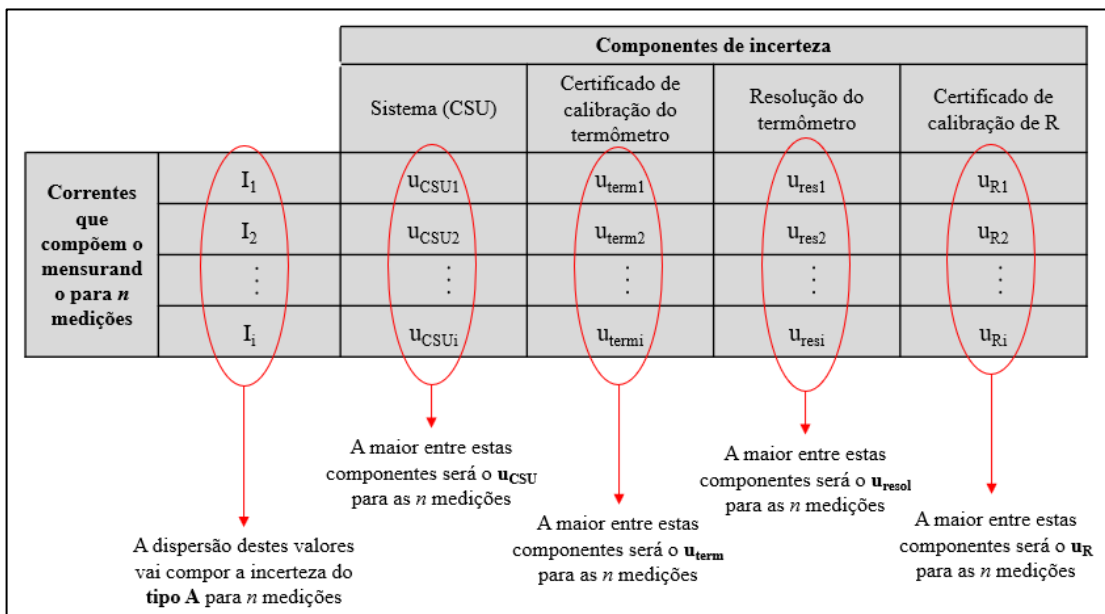
I_n é a média das correntes em A;

I_i é a i -ésima corrente calculada pela equação (4.3), em A;

n é o número de medições, adimensional.

O cálculo da incerteza para as n medições possui incertezas do tipo A e incertezas do tipo B. Na Figura 29 há uma representação gráfica da abordagem utilizada para o cálculo da incerteza da corrente fornecida pelo DUT para n medições:

Figura 29 – Fontes de incerteza para n medições.



Fonte: elaboração própria.

A incerteza do tipo A ocorre devido a dispersão das n medições de corrente e é obtida a partir do desvio padrão amostral da mesma série que compõe a média das correntes, conforme a equação (4.5).

$$u_A = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n \frac{(I_i - I_n)^2}{(n-1)}}}{\sqrt{n}} \quad (4.29)$$

Onde:

u_A é a incerteza padrão do tipo A, em A;

I_n é a média das n correntes em A;

I_i é a i -ésima corrente calculada pela equação (4.3), em A;

n é o número de medições, adimensional;

A incerteza do tipo B é a propagação das demais fontes de incerteza excetuando-se a fonte de incerteza devido à dispersão da corrente calculada (incerteza tipo A). A partir da Figura 29 é possível observar que a incerteza do tipo B será composta pela maior incerteza entre as n medições para cada uma das 4 componentes de incerteza que compõem o mensurando calculado para uma medição.

Dessa forma a incerteza combinada para o n medições é a raiz da soma quadrática de cada uma das cinco componentes de incerteza, conforme colocado na equação

$$u_{cn} = \sqrt{(u_A)^2 + (u_{CSU})^2 + (u_{term})^2 + (u_{resol})^2 + (u_R)^2} \quad (4.30)$$

Onde:

u_{cn} é a incerteza combinada para n medições, em A;

u_A é a incerteza padrão do tipo A, em A;

u_{CSU} é a maior entre as incertezas das n medições oriundas do sistema PJVS, em A;

u_{term} é a maior entre as incertezas das n medições oriundas do termômetro (certificado), em A;

u_{resol} é a maior entre as incertezas das n medições oriundas do termômetro (resolução), em A;

u_R é a maior entre as incertezas das n medições oriundas do resistor, em A.

Conforme já colocado no capítulo 4.6.5, o cálculo dos graus de liberdade efetivos é dado pela equação (4.19) (Welch-Satterthwite) onde, para n medições, a incerteza combinada é dada por u_{cn} , calculada a partir da equação (4.18) e a incerteza do tipo A é dada por u_A , calculado a

partir da equação (4.29) com graus de liberdade efetivos dados pelas n medições menos um, conforme apresentado na equação (4.31).

$$v_{\text{effn}} = \frac{u_{\text{cn}}^4}{\frac{(u_A)^4}{(n-1)}} \quad (4.31)$$

Onde:

v_{effn} são os graus de liberdade efetivos para n medições, adimensional;

u_{cn} é a incerteza combinada para n medições, em A;

u_A é a incerteza tipo A para n medições, em A;

n é o número de medições, adimensional.

O fator de abrangência k_n foi obtido considerando-se que o mensurando possui uma distribuição do tipo *t-student* bicaudal, com probabilidade de abrangência escolhida pelo autor de 95 % e graus de liberdade dados pela equação (4.31).

A incerteza expandida é o produto entre o fator de abrangência k_n e a incerteza combinada (Inmetro, 2012). No sistema proposto para n medições a equação que representa a incerteza expandida é apresentada abaixo:

$$U_n = k_n \times u_{\text{cn}} \quad (4.32)$$

Onde:

U_n é a incerteza expandida para n medições, em A;

k_n é o fator de abrangência para n medições, adimensional;

u_{cn} é a incerteza combinada para n medições, em A;

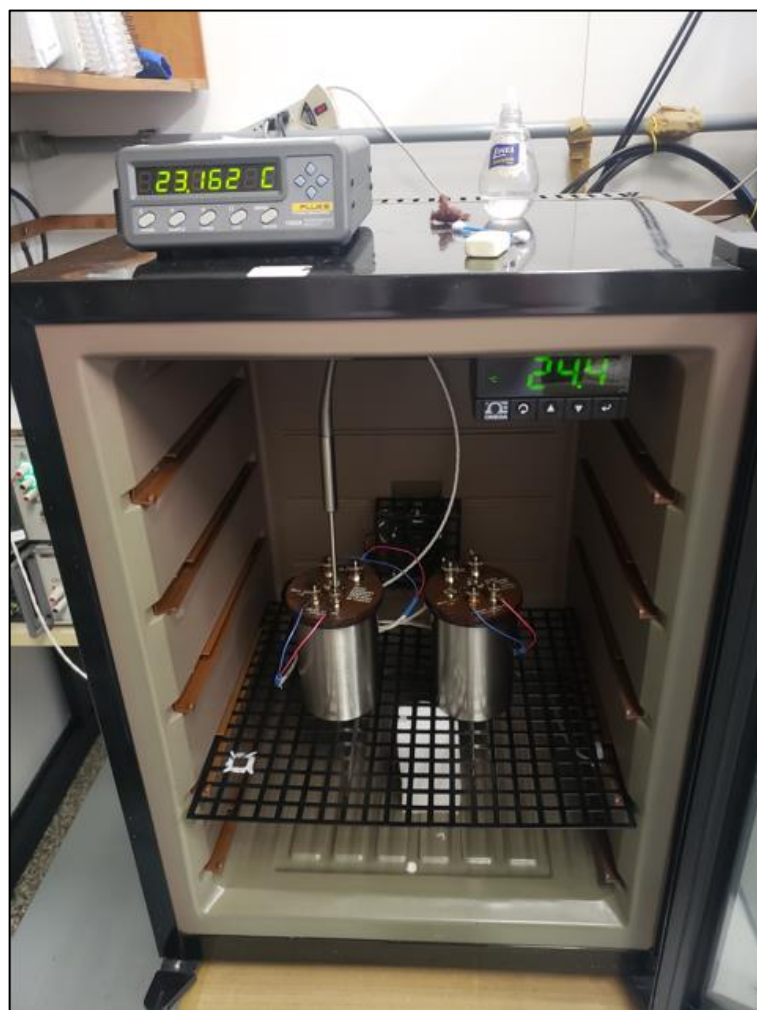
4.8 PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL

Após a definição do modelo e cálculo de incerteza para uma medição, realizou-se o levantamento experimental dos resultados propriamente dito que iniciou com uma calibração por artefato do DUT conforme descrito no capítulo 3.2.4. Vale ressaltar que, após realizada a calibração por artefato, o DUT permaneceu ligado ininterruptamente durante todo o período de medições que totalizou quatro dias consecutivos.

4.8.1 Conexão dos resistores padrão ao DUT e ao sistema PJVS

Após acondicionar os resistores padrão no banho a ar modelo 9300 e realizou-se a conexão elétrica dos fios condutores em cada um dos quatro bornes destes resistores identificando o par de condutores do resistor padrão seria utilizado para receber corrente e o par que seria utilizado para realizar a leitura de tensão. Adicionalmente, utilizou-se os condutores vermelhos e azuis para indicarem os bornes do resistor padrão que, durante as medições, possuiriam maior e menor potencial elétrico (entrada e saída de corrente) respectivamente. Ressalta-se que foi utilizado o procedimento de medição a quatro fios conforme descrito no capítulo 2.8. Após realizadas as quatro conexões nos bornes colocou-se o termômetro CA032 no primeiro resistor padrão. A Figura 30 ilustra estas conexões:

Figura 30 – Preparação dos resistores no banho a ar.



Fonte: elaboração própria.

Vale ressaltar que na Figura 30 o termômetro utilizado nesta pesquisa possui o indicador de temperatura do lado externo ao banho em ar e o indicador de temperatura interno do banho em ar não foi utilizado (pois não tem rastreabilidade ao SI).

Posteriormente fechou-se o banho a ar e aguardou-se o período de estabilização térmica de 12 horas.

Após a estabilização térmica, conectou-se o resistor padrão ao DUT e ao sistema PJVS. Para tanto utilizou-se a outra extremidade dos condutores conectados a este resistor padrão respeitando a identificação do destino dado ao condutor (corrente ou tensão) bem como a polaridade de cada par de condutores. Na Figura 31 é apresentada a disposição dos equipamentos devidamente conectados conforme descrito.

Figura 31 – Disposição dos equipamentos utilizados nas medições com resistores PT16, PT17 e PT20.



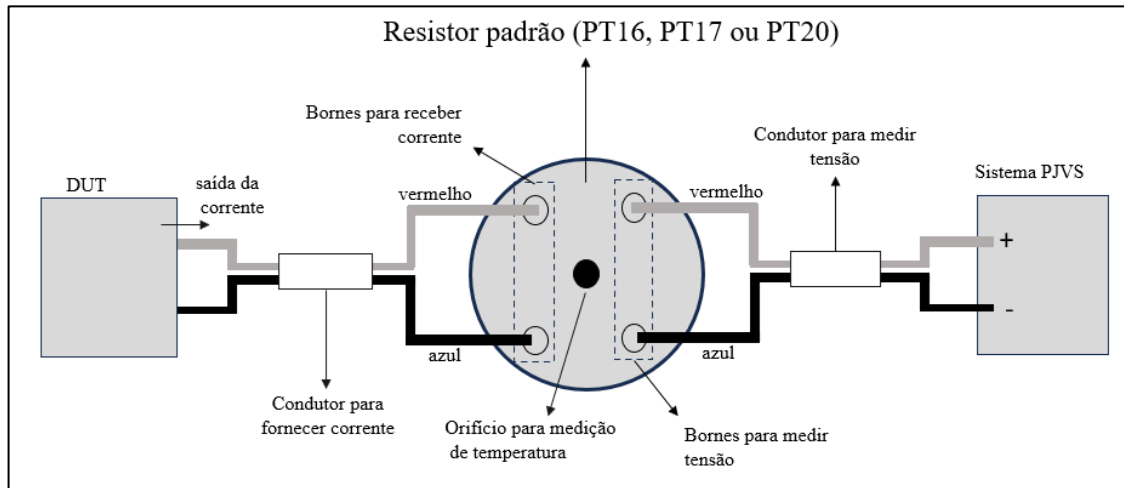
Fonte: elaboração própria.

Assim, na Figura 31 é possível identificar: em A há o banho a ar onde está acondicionado o resistor padrão; em B há a ligação do condutor de corrente no DUT; em C está o sistema PJVS (não é possível indicar a conexão do condutor para medição de tensão por que ela

encontra-se atrás do rack do sistema); em D há o indicador do termômetro CA032; e em E está o computador com o programa Iprim.

A Figura 32 representa um diagrama das ligações elétricas entre o resistor padrão, o DUT e sistema PJVS.

Figura 32 – Diagrama das ligações com o resistor padrão.



Fonte: elaboração própria.

Após realizadas as conexões aguardou-se um período de 5 minutos e iniciou-se as medições com o resistor padrão conforme descrito no capítulo 4.8.2.

4.8.1.1 Substituição do resistor padrão

Após finalizadas as medições com o resistor padrão, abriu-se o banho a ar, substituiu-se o resistor padrão e repetiu-se o procedimento descrito neste capítulo para o novo resistor padrão. A ordem de utilização dos resistores padrão foi: PT16, PT17, PR06 e PT20.

4.8.1.2 Especificidade do resistor padrão PR06

O resistor padrão PR06 possui banho a ar e termômetro próprio, integrado à sua estrutura e por isso ele não utilizou banho a ar modelo 9300 nem o termômetro CA032. Entretanto, todos os procedimentos descritos neste capítulo também foram aplicados ao resistor padrão PR06 com exceção apenas à acomodação do termômetro CA032 e a acomodação deste resistor padrão no banho a ar modelo 9300. A Figura 33 apresenta a disposição dos equipamentos para a realização das medições utilizando o resistor padrão PR06:

Figura 33 – Disposição dos equipamentos utilizados nas medições com o resistor PR06.



Fonte: elaboração própria.

Na Figura 33, em A está o indicador de temperatura do resistor PR06.

4.8.2 Procedimentos de medição com o resistor padrão

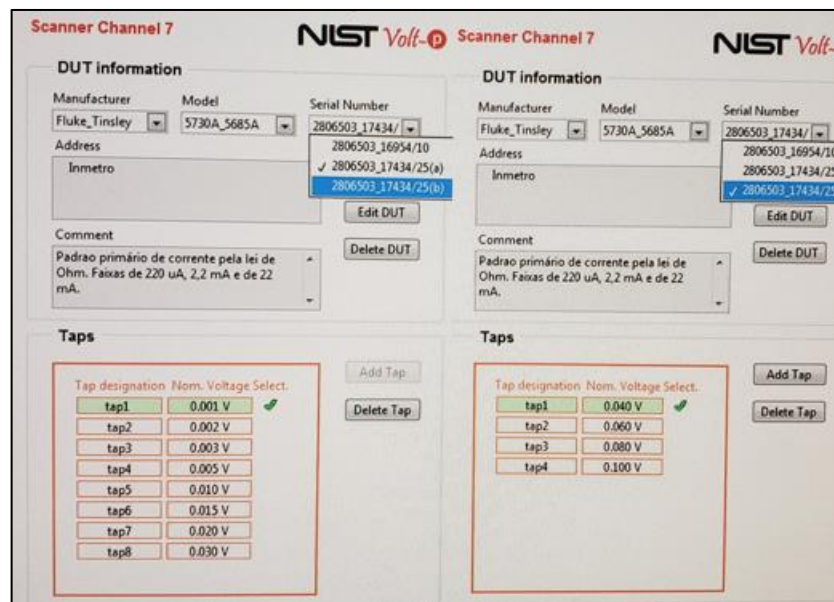
Após finalizado o procedimento descrito no capítulo 4.8.1 seguiu-se os passos descritos neste capítulo para cada medição de corrente desejada com os seguintes propósitos: realizar a medição de tensão e incerteza associada (CSU) com o sistema PJVS sobre o resistor padrão; obter o valor do mensurando e incerteza associada para uma medição a partir do programa Iprim; e registrar, em arquivo separado para uso posterior, as informações de temperatura inicial, temperatura final, tensão e incerteza associada (CSU) medida pelo sistema PJVS, corrente calculada e incerteza associada para uma medição calculados a partir do programa Iprim.

Vale ressaltar que durante o levantamento experimental verificou-se que algumas funcionalidades já programadas no programa Iprim não seriam necessárias entretanto, já estavam programadas para o levantamento experimental e as linhas de código de programação não poderiam ser modificadas durante o levantamento experimental porque o risco dos erros de

programação interromperem o levantamento experimental eram muito elevado. Dessa forma, utilizou-se o programa Iprim da forma como ele estava desenvolvido ignorando-se as funcionalidades que não seriam utilizadas. Neste capítulo as interações das funcionalidades não utilizadas não serão registradas para manter a objetividade do texto. No Apêndice E consta um manual mais detalhado para o usuário utilizar o programa Iprim desenvolvido nesta pesquisa.

Passo 1 – No sistema PJVS, selecionou-se do TAP correspondente à corrente que será circulada no resistor padrão, conforme apresentado na Tabela 1. A Figura 34 ilustra esta ação:

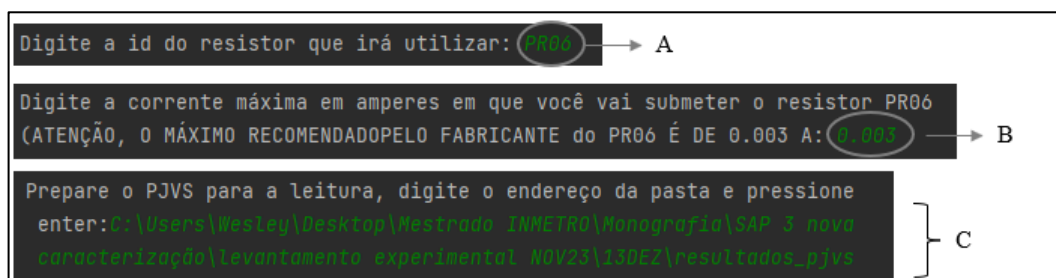
Figura 34 – Seleção do TAP do PJVS.



Fonte: elaboração própria.

Passo 2 – No programa Iprim, foi inserido pelo usuário o resistor padrão que será utilizado e corrente máxima que este resistor será submetido. O programa solicitou ao usuário a pasta onde haverá o arquivo em Excel com os resultados das medições que serão realizadas pelo sistema PJVS. A Figura 35 figura ilustra esta etapa:

Figura 35 – Seleção do resistor padrão no programa Iprim e informações iniciais da medição.

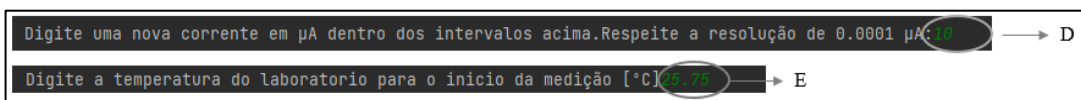


Fonte: elaboração própria.

Na Figura 35 estão destacados os locais que foram preenchidos pelo usuário. Em A está a seleção do resistor PR06. Em B está o valor máximo em corrente em que o resistor padrão será submetido. Em C há a pasta onde estará o arquivo com as tensões PJVS e CSU após finalizadas as medições das tensões.

Passo 3 – O programa Iprim solicita ao usuário a corrente que será fornecida pelo DUT e a temperatura inicial da medição, conforme colocado na Figura 36 onde em D há a corrente que será fornecida pelo DUT e em E está a temperatura inicial da medição.

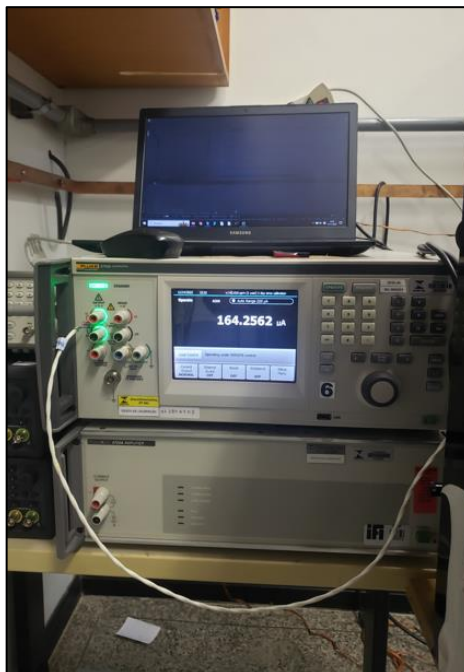
Figura 36 – Corrente que o usuário deseja que seja fornecida pelo DUT e temperatura inicial de medição.



Fonte: elaboração própria

Após digitada a informação colocada em D o DUT passou a fornecer corrente e essa informação foi apresentada na tela do DUT, conforme ilustrado na Figura 37 onde na tela 5730A há a informação da corrente que está sendo fornecida e os leds verdes à esquerda indicam que o 5730A está em operação, ou seja, fornecendo corrente (obs.: a indicação da corrente apresentada na Figura 37 não corresponde à indicação D da Figura 35).

Figura 37 – Apresentação do DUT em operação.



Fonte: elaboração própria.

Passo 4 – Aguardou-se 1 minuto para a estabilização de corrente e então solicitou-se ao sistema PJVS, utilizando o software próprio dele (denominado NISTvolt-P), que fosse iniciada a medição de tensão.

Passo 5 – Após o sistema PJVS finalizar a medição de tensão e calcular o respectivo CSU, digitou-se estas informações no arquivo em Excel que se encontra na pasta localizada no endereço digitado na indicação B da Figura 35. Vale ressaltar que o programa Iprim foi desenvolvido para realizar a leitura da planilha automaticamente; entretanto, durante o levantamento experimental, este programa apresentou erro ao ler a planilha gerada pelo sistema PJVS e por isso estas informações precisaram ser inseridas manualmente pelo usuário. A Figura 38 mostra a planilha onde foi digitada a medição de V_{PJVS} e CSU nas indicações A e B respectivamente.

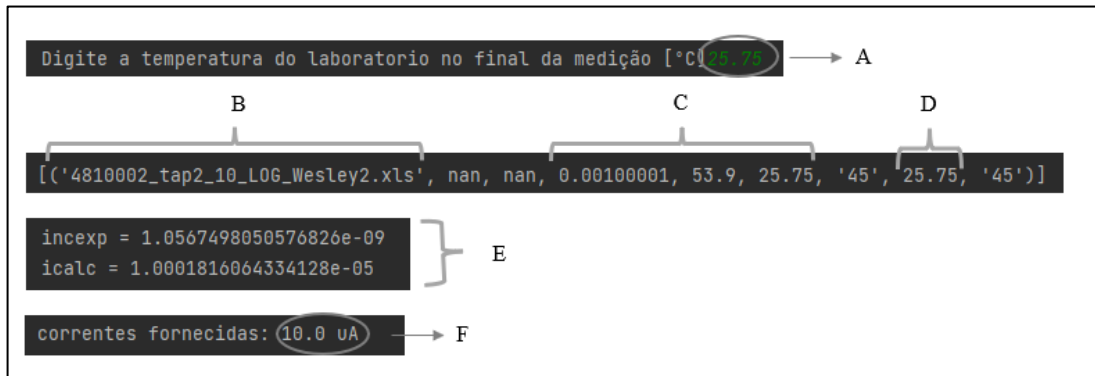
Figura 38 – Planilha onde digitou-se V_{PJVS} e CSU.

CALIBRATION HISTORY - RAW DATA									
Manufacturer:	Fluke		Model:	732A		Serial No.:	4810002		
Owner:									
tap2	Vnom =		10						
Date	Time	Ext Temp	Int Temp	Pressure	Humidity	Step	Vdut	Type A	CSU
		C	C	hPa	Rel %	Jumps	V	nV	nV
							0.001000010		53.9

Fonte: elaboração própria.

Passo 6 – Posteriormente salvou-se esta planilha e, no programa Iprim, digitou-se a temperatura final da medição. Ao informar a temperatura final da medição o programa Iprim realizou a leitura das informações digitadas na planilha da Figura 38 e calculou o valor da corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada para uma medição, conforme colocado nos capítulos 4.5 e 4.6. A Figura 39 mostra estas informações apresentadas pelo programa Iprim onde: em A observa-se a temperatura final de medição inserida pelo usuário; em B o nome do arquivo que foi lido pelo programa Iprim; em C as informações, respectivamente, da tensão medida pelo sistema PJVS em V, CSU em nV e temperatura inicial de medição em °C; em D a temperatura final da medição em °C; em E a incerteza expandida em A e a corrente calculada para uma medição em A; e em F a corrente que foi fornecida pelo DUT e que gerou estes resultados.

Figura 39 – Informações do programa Iprim após a medição do sistema PJVS.



```

Digite a temperatura do laboratório no final da medição [°C] 25.75 → A
B
[('4810002_tap2_10_L06_Wesley2.xls', nan, nan, 0.00100001, 53.9, 25.75, '45', 25.75, '45')]
C
D
incexp = 1.0567498050576826e-09
icalc = 1.0001816064334128e-05
E
correntes fornecidas: 10.0 uA → F

```

Fonte: elaboração própria

Passo 7 – Registrou-se estas informações em arquivo à parte para posterior uso e retornou-se ao passo 3 para medição de nova tensão.

Cada medição da corrente fornecida foi realizada três vezes para uso posterior do modelo e cálculo da incerteza para n medições, conforme apresentado no capítulo 4.7. Para tanto, executou-se o passo de um a sete a primeira vez e depois os passos de três a sete por mais duas vezes para realizar as três medições. Este procedimento foi realizado para cada ponto do DUT que se pretendeu realizar três medições, ou seja, para cada linha da Tabela 1.

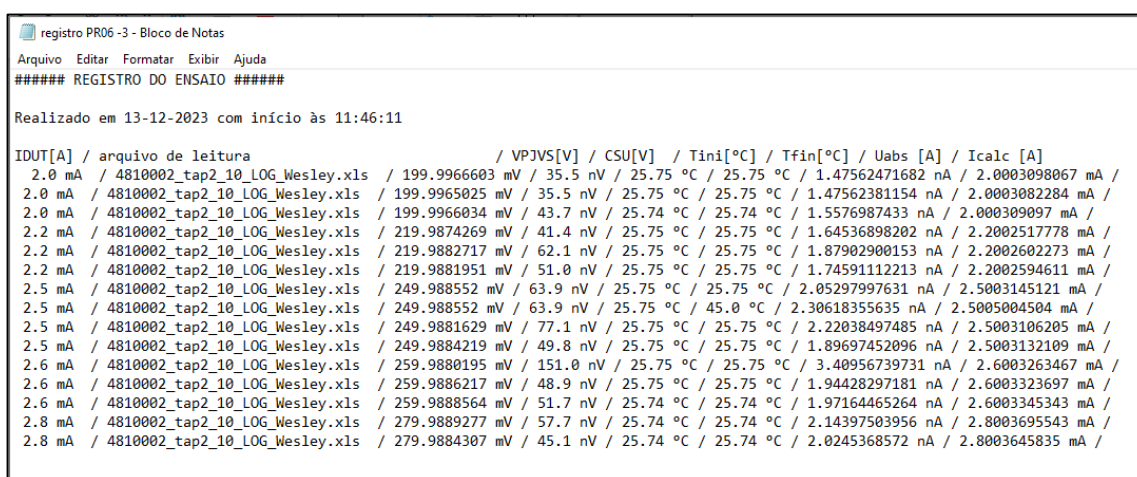
Vale ressaltar que para os resistores PR06 e PT20 a sequência de 3 medições ocorreu na horizontal da Tabela 1, ou seja, primeiro esgotou-se as 03 medições para a corrente desejada e somente depois seguiu-se para a linha seguinte da Tabela 1. Já para os resistores PT16 e PT17 a sequência de 3 medições ocorreu na vertical da Tabela 1, ou seja, primeiro realizou-se uma única medição para a corrente desejada, seguiu-se para a próxima linha da Tabela 1 e somente após esgotarem as linhas retornou-se para a primeira linha novamente (por mais duas vezes). Esta mudança de sequência ocorreu porque vislumbrou-se que esta última abordagem estava consumindo muito tempo e material de consumo que isso poderia levar à um levantamento experimental incompleto. Devido a essa alteração da sequência, na apresentação dos resultados experimentais será observado que para os resistores PT16 e PT17 há o registro de 06 temperaturas sendo uma inicial e uma final para cada uma das 03 medições e para os resistores PR06 e PT20 há o registro de 04 temperaturas uma vez que a temperatura final de uma das três medições já é a inicial da medição seguinte.

É importante salientar que estas repetições foi o artifício utilizado durante o levantamento experimental para permitir o uso do programa Iprim que foi desenvolvido para a condição de

apenas uma medição. É sugerido, como proposta de continuidade, que o programa desenvolvido para uma medição seja melhorado para a condição de n medições.

Ao final das medições para cada resistor o programa Iprim gerou um relatório em extensão txt com as seguintes informações do ensaio, conforme pode ser observado na Figura 40.

Figura 40 – Relatório das medições gerado pelo programa Iprim.



```

registro PR06 -3 - Bloco de Notas
Arquivo Editar Formatar Exibir Ajuda
##### REGISTRO DO ENSAIO #####

Realizado em 13-12-2023 com inicio às 11:46:11

IDUT[A] / arquivo de leitura / VPJVS[V] / CSU[V] / Tini[°C] / Tfin[°C] / Uabs [A] / Icalc [A]
2.0 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 199.9966603 mV / 35.5 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.47562471682 nA / 2.0003098067 mA /
2.0 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 199.9965025 mV / 35.5 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.47562381154 nA / 2.0003082284 mA /
2.0 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 199.9966034 mV / 43.7 nV / 25.74 °C / 25.74 °C / 1.5576987433 nA / 2.000309097 mA /
2.2 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 219.9874269 mV / 41.4 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.64536898202 nA / 2.2002517778 mA /
2.2 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 219.9882717 mV / 62.1 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.87902900153 nA / 2.2002602273 mA /
2.2 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 219.9881951 mV / 51.0 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.74591112213 nA / 2.2002594611 mA /
2.5 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 249.988552 mV / 63.9 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 2.05297997631 nA / 2.5003145121 mA /
2.5 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 249.988552 mV / 63.9 nV / 25.75 °C / 45.0 °C / 2.30618355635 nA / 2.5005004504 mA /
2.5 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 249.9881629 mV / 77.1 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 2.22038497485 nA / 2.5003106205 mA /
2.5 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 249.9884219 mV / 49.8 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.89697452096 nA / 2.5003132109 mA /
2.6 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 259.9880195 mV / 151.0 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 3.40956739731 nA / 2.6003263467 mA /
2.6 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 259.9886217 mV / 48.9 nV / 25.75 °C / 25.75 °C / 1.94428297181 nA / 2.6003323697 mA /
2.6 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 259.9888564 mV / 51.7 nV / 25.74 °C / 25.74 °C / 1.97164465264 nA / 2.6003345343 mA /
2.8 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 279.9889277 mV / 57.7 nV / 25.74 °C / 25.74 °C / 2.14397503956 nA / 2.8003695543 mA /
2.8 mA / 4810002_tap2_10_LOG_Wesley.xls / 279.9884307 mV / 45.1 nV / 25.74 °C / 25.74 °C / 2.0245368572 nA / 2.8003645835 mA /

```

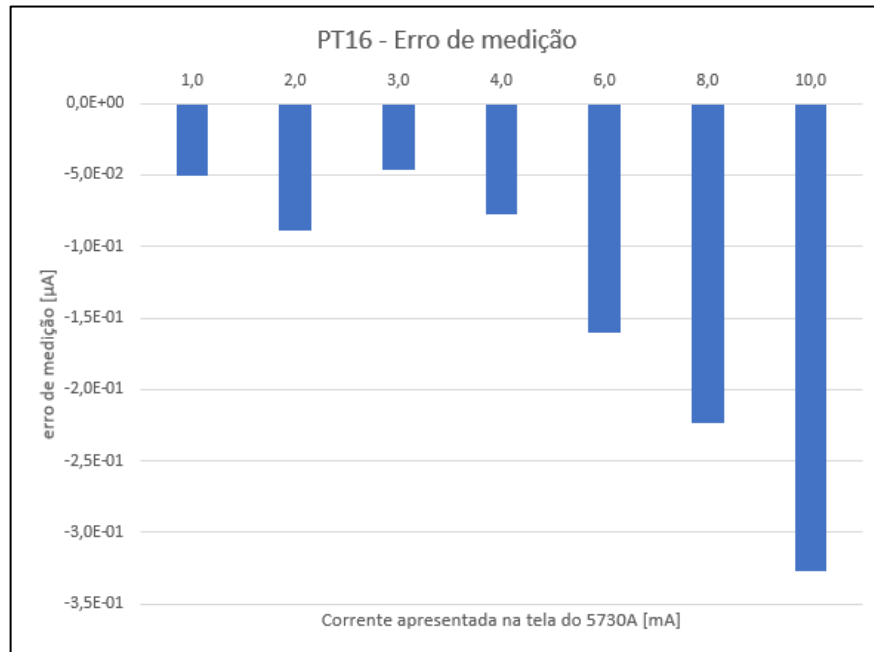
Fonte: elaboração própria.

4.8.3 Resultados experimentais

Ao seguir os procedimentos descritos nos capítulos 4.8.1 e 4.8.2 obteve-se os resultados experimentais que constam no Apêndice F. Estes resultados foram organizados da seguinte forma: para cada resistor padrão, primeiramente separou-se em uma tabela os dados de medição observados durante as medições no laboratório; posteriormente separou-se os resultados para uma medição, obtidos com o programa Iprim; e por último os resultados para n medições, obtidos a partir da planilha desenvolvida para este fim. Neste capítulo será apresentado de forma gráfica os resultados e discussão para n medições que constam no Apêndice F. Vale ressaltar que para os gráficos intitulados “componentes de incerteza”, os significados dos símbolos na legenda seguem a definição colocada no capítulo 4.7.

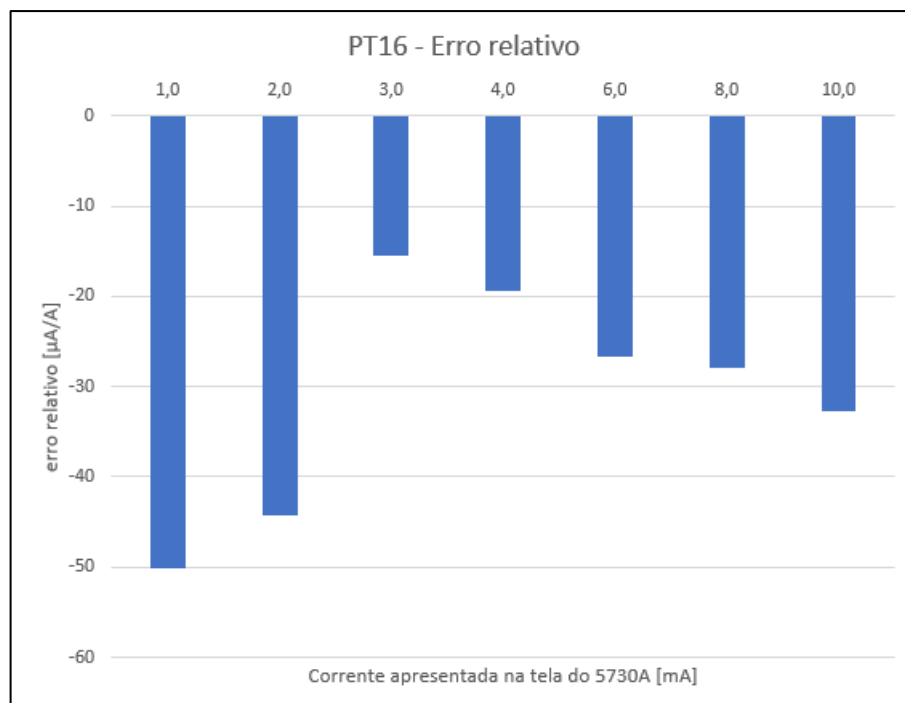
O Gráfico 1 e Gráfico 2 apresentam o erro de medição para o DUT operando com o resistor padrão PT16.

Gráfico 1 – Erro de medição do DUT com o resistor PT16.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 2 – Erro relativo do DUT operando com o resistor PT16.



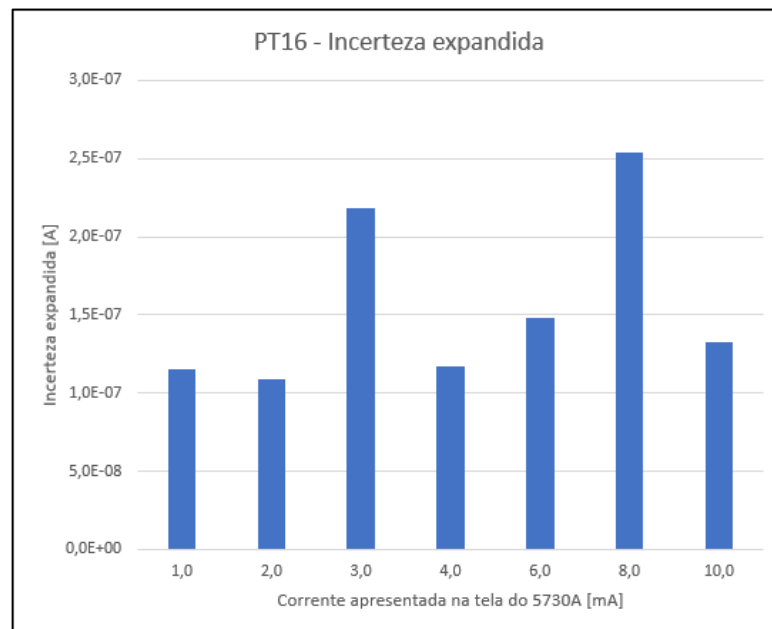
Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 1 podemos observar que o erro de medição em módulo apresenta ordem de grandeza em décimo de microampere (10^{-7} A) para o DUT com fornecimento de corrente em miliampere (10^{-3} A), ou seja, quatro casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. Adicionalmente, embora seja observado no Gráfico 1 que em módulo o erro aumenta

conforme aumenta-se a corrente fornecida pelo DUT, em termos relativos o erro é compreendido entre $15 \mu\text{A/A}$ e $50 \mu\text{A/A}$ negativos, conforme pode ser observado no Gráfico 2.

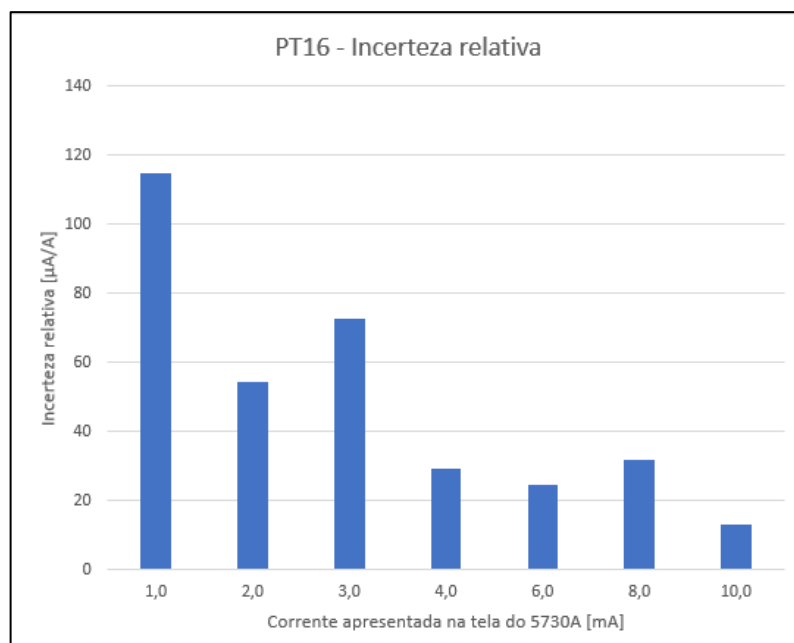
O Gráfico 3, o Gráfico 4 e o Gráfico 5 apresentam as incertezas de medição obtidas com o resistor padrão PT16.

Gráfico 3 – Incerteza expandida do DUT operando com o resistor PT16.



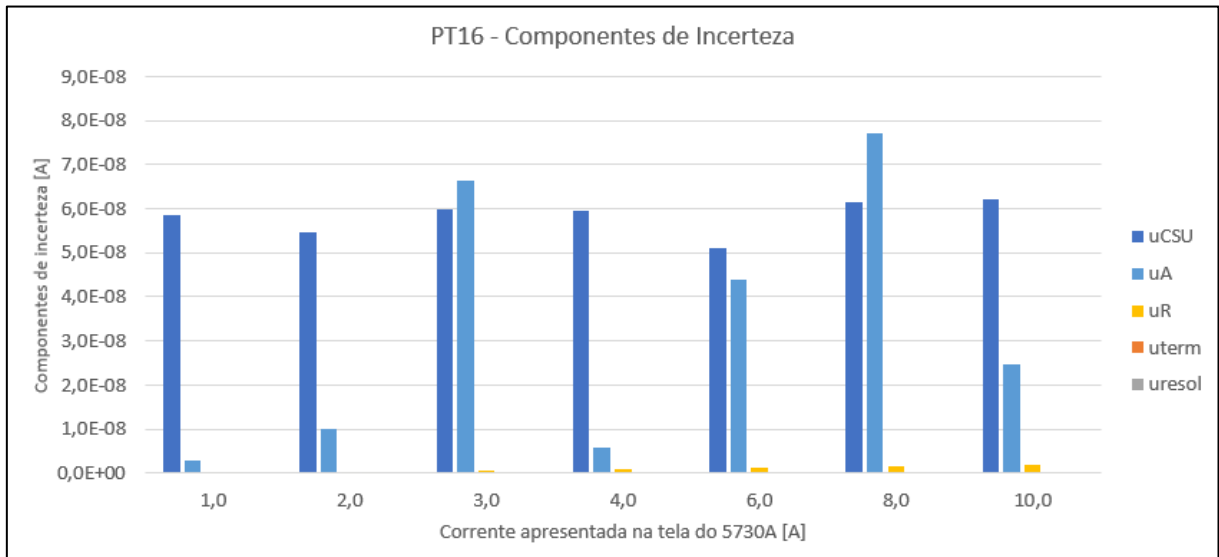
Fonte: elaboração própria.

Gráfico 4 – Incerteza relativa do DUT operando com o resistor PT16.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 5 – Componentes de incerteza do DUT operando com o resistor PT16.

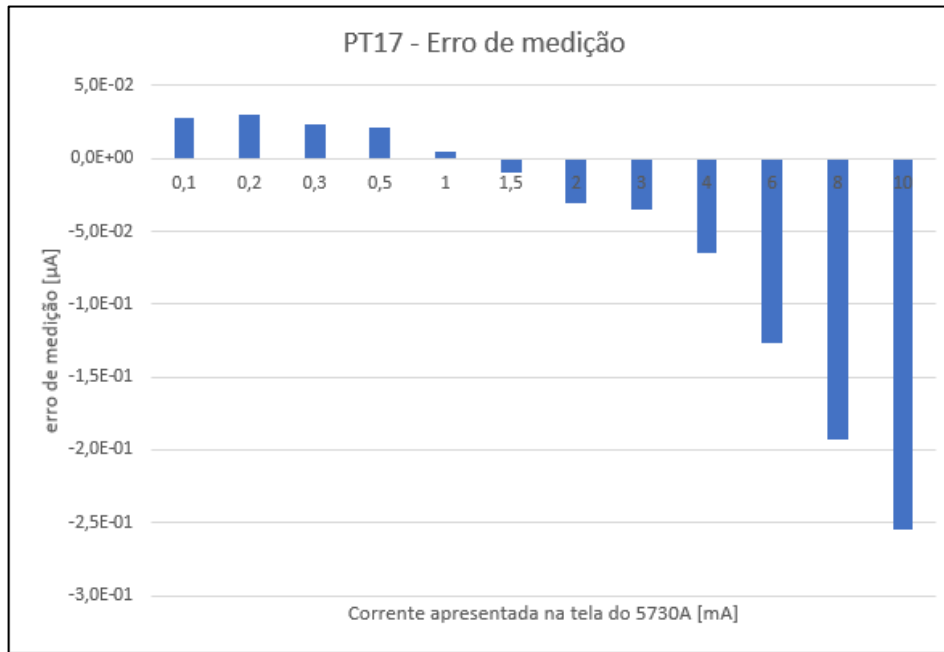


Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 3 observa-se que a incerteza expandida (para um intervalo de confiança de 95 %) apresenta ordem de grandeza em centésimo de microampere (10^{-8} A) para o DUT com fornecimento de corrente em miliampere (10^{-3} A), ou seja, cinco casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT e não foi observado padrão de crescimento ou redução desta incerteza com o aumento da corrente fornecida pelo DUT. A partir do Gráfico 4 é possível verificar que a incerteza relativa diminui com o aumento da corrente fornecida pelo DUT e essa informação combinada com o comportamento observado no Gráfico 3 permite concluir que a diminuição deste valor ocorre apenas devido ao aumento da corrente fornecida pelo DUT que é o denominador da razão utilizada para calcular a incerteza relativa. A partir do Gráfico 5 observa-se que as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza combinada do DUT com o PT16 são a do tipo A e a oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}).

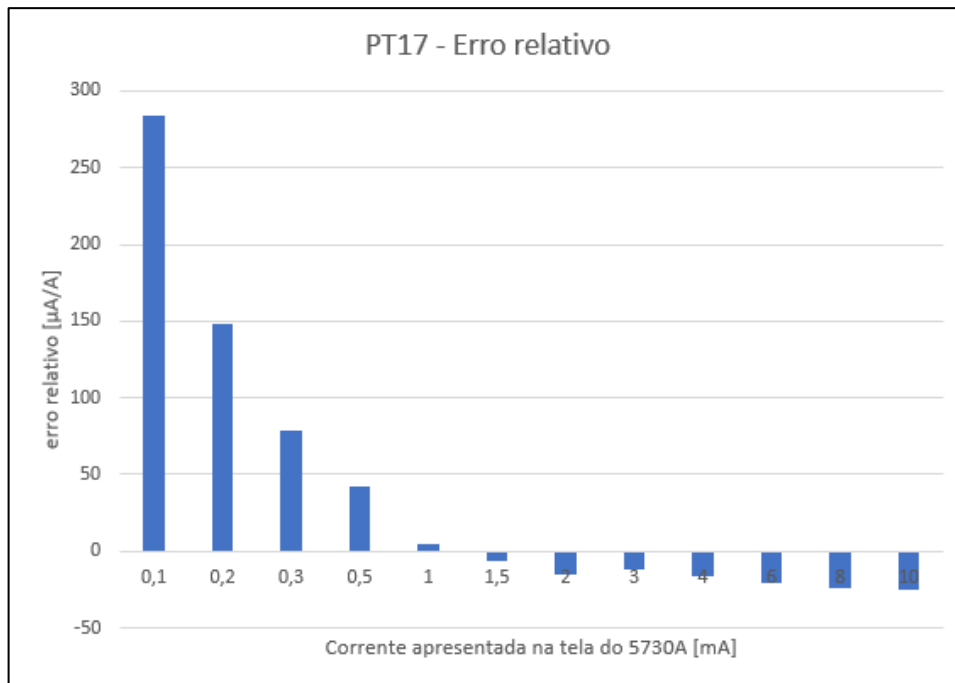
O Gráfico 6 e Gráfico 7 apresentam o erro de medição para o DUT operando com o resistor padrão PT17.

Gráfico 6 – Erro de medição do DUT com o resistor PT17.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 7 – Erro de relativo do DUT operando com o resistor PT17.

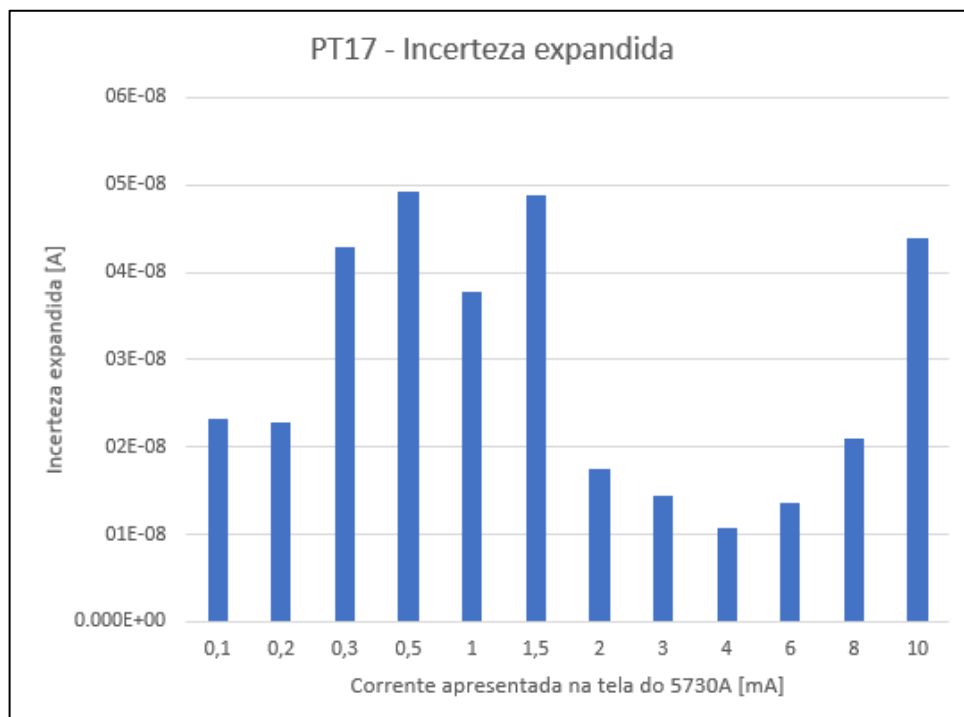


Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 6 podemos observar que o erro de medição apresenta ordem de grandeza em décimo de microampere (10^{-7} A) para o DUT com fornecimento de corrente em décimo do miliampere (10^{-4} A), ou seja, três casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. Observa-se também que, em módulo, erro aumenta com o aumento da corrente fornecida

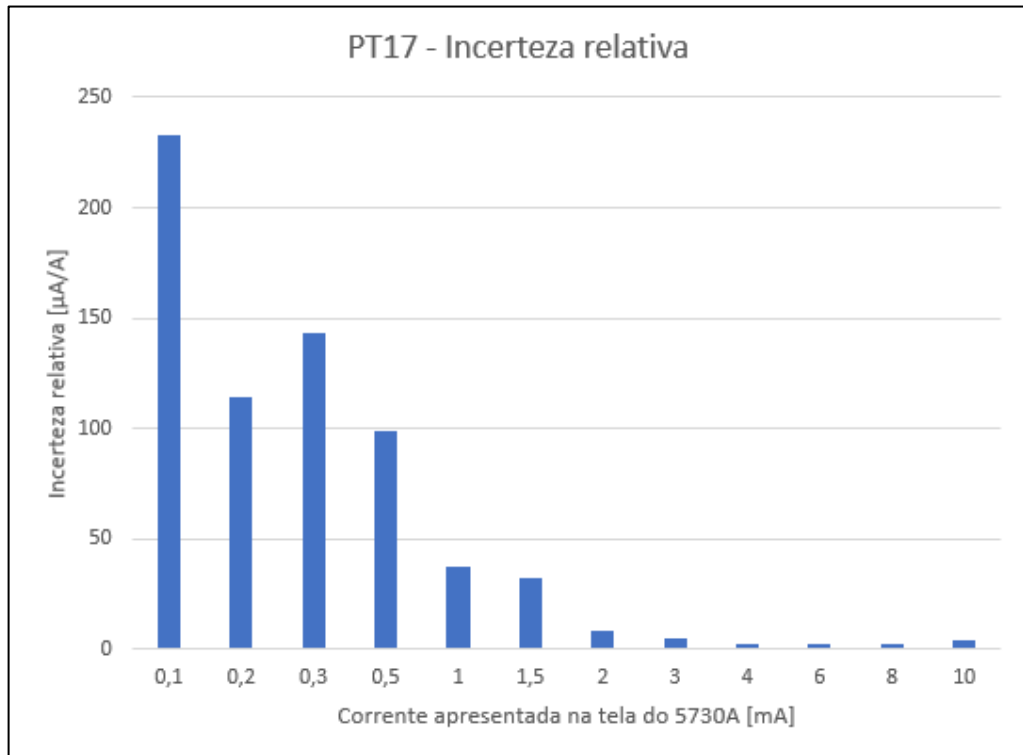
pelo DUT e também apresenta valor positivo para correntes do DUT menor que 1,5 mA e valor negativo para corrente do DUT a partir de 1,5 mA, ou seja, para as correntes abaixo de 1,5 mA obteve-se mensurando com valores abaixo do valor de referência (apresentado na tela do DUT) e para correntes a partir de 1,5 mA obteve-se mensurando com valores acima do valor de referência. Adicionalmente, embora seja observado no Gráfico 6 que o erro é maior conforme é aumentada a corrente fornecida pelo DUT, em termos relativos este erro, em módulo, diminui para valores de corrente de até 1 mA e depois de 1 mA varia entre zero e $50 \mu\text{A/A}$ negativo. Ao observar ambos os gráficos, verifica-se que o aumento do erro relativo para valores menores que 1 mA ocorre devido a diminuição do denominador da razão utilizada para calcular a incerteza relativa. O Gráfico 8, Gráfico 9 e Gráfico 10 apresentam as incertezas de medição obtidas com o resistor padrão PT17.

Gráfico 8 – Incerteza expandida do DUT operando com o resistor PT17.



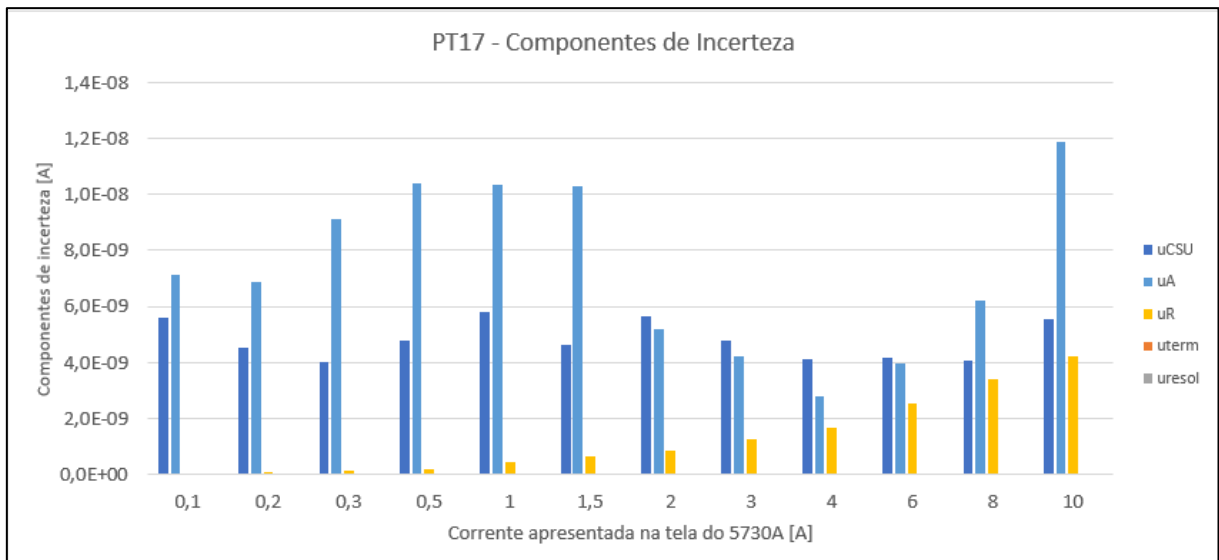
Fonte: elaboração própria.

Gráfico 9 – Incerteza relativa do DUT operando com o resistor PT17.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 10 – Componentes de incerteza relativa do DUT operando com o resistor PT17.

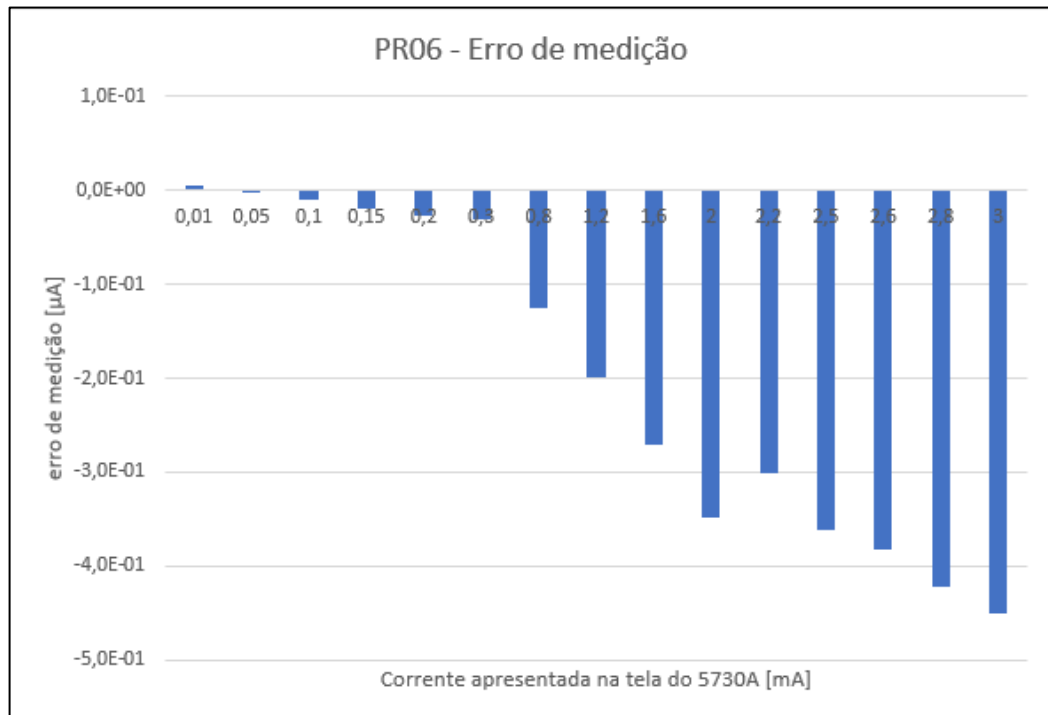


Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 8 observa-se que a incerteza expandida (para um intervalo de confiança de 95 %) apresenta ordem de grandeza em centésimo de microampere (10^{-8} A) para o DUT com fornecimento de corrente em décimo do miliampere (10^{-4} A), ou seja, quatro casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. No Gráfico 8 observa-se ainda que a incerteza aumenta até 0,5 mA, mantém-se alta até 1,5 mA depois reduz até 4 mA e volta a subir

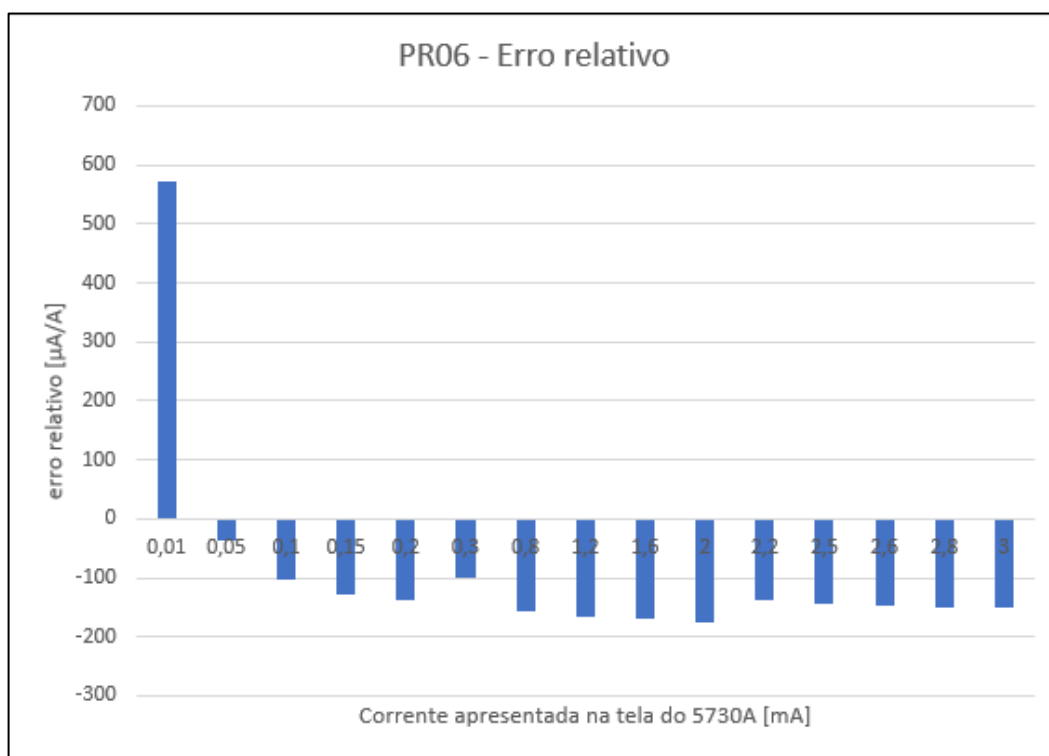
novamente e este comportamento pode ser explicado ao observar o comportamento das curvas incertezas u_A e u_R , apresentados no Gráfico 10. A partir do Gráfico 9 é possível verificar que a incerteza relativa diminui com o aumento da corrente fornecida pelo DUT e essa informação combinada com o comportamento observado no Gráfico 3 permite concluir que a diminuição deste valor ocorre devido ao aumento da corrente fornecida pelo DUT que é o denominador da razão utilizada para calcular a incerteza relativa. A partir do Gráfico 10 observa-se que as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza combinada do DUT com o PT16 são a do tipo A (u_A) e a oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}) e, para valores de corrente do DUT a partir de 1,5 mA, a incerteza oriunda do resistor padrão (u_R). O Gráfico 11 e Gráfico 12 apresentam o erro de medição para o DUT operando com o resistor padrão PR06.

Gráfico 11 – Erro de medição do DUT com o resistor PR06.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 12 – Erro de relativo do DUT operando com o resistor PR06.

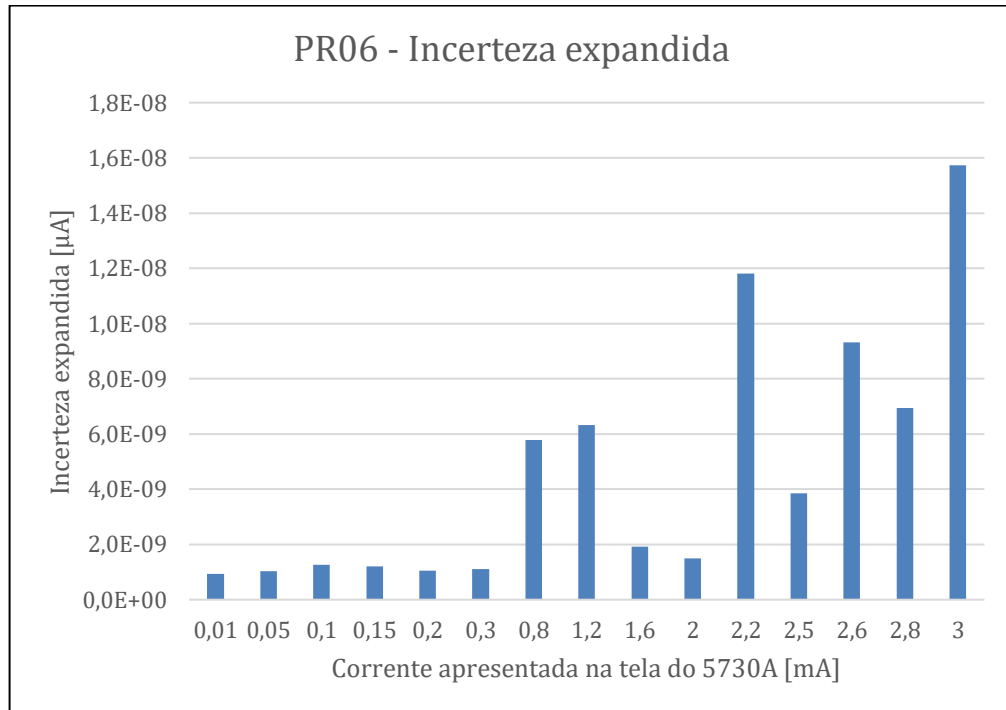


Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 11 podemos observar que em módulo o erro de medição aumenta com o aumento de corrente fornecida pelo DUT e apresenta ordem de grandeza em décimo de microampere (10^{-7} A) para o DUT com fornecimento de corrente em centésimo miliampere (10^{-5} A), ou seja, duas casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. O Gráfico 12 mostra que para correntes a partir de 0,1 mA, para cada ampere fornecido pelo DUT, o erro oscila dentro de um intervalo entre aproximadamente 100 $\mu\text{A}/\text{A}$ e 200 $\mu\text{A}/\text{A}$ negativos. A partir destes dois gráficos observa-se que o erro apresenta valor positivo para corrente do DUT de 0,01 mA e valor negativo para corrente do DUT a partir de 0,05 mA, ou seja, para as correntes abaixo de 0,01 mA obteve-se mensurando com valores abaixo do valor de referência (apresentado na tela do DUT) e para correntes a partir de 0,05 mA obteve-se mensurando com valores acima do valor de referência. Por fim, ambos os gráficos indicam que, para o valor de 0,01 mA, o erro de medição é baixo em termos absolutos mas significativamente elevado em termos relativos e isso ocorre porque o denominador da equação do erro relativo é significativamente baixo para esta corrente.

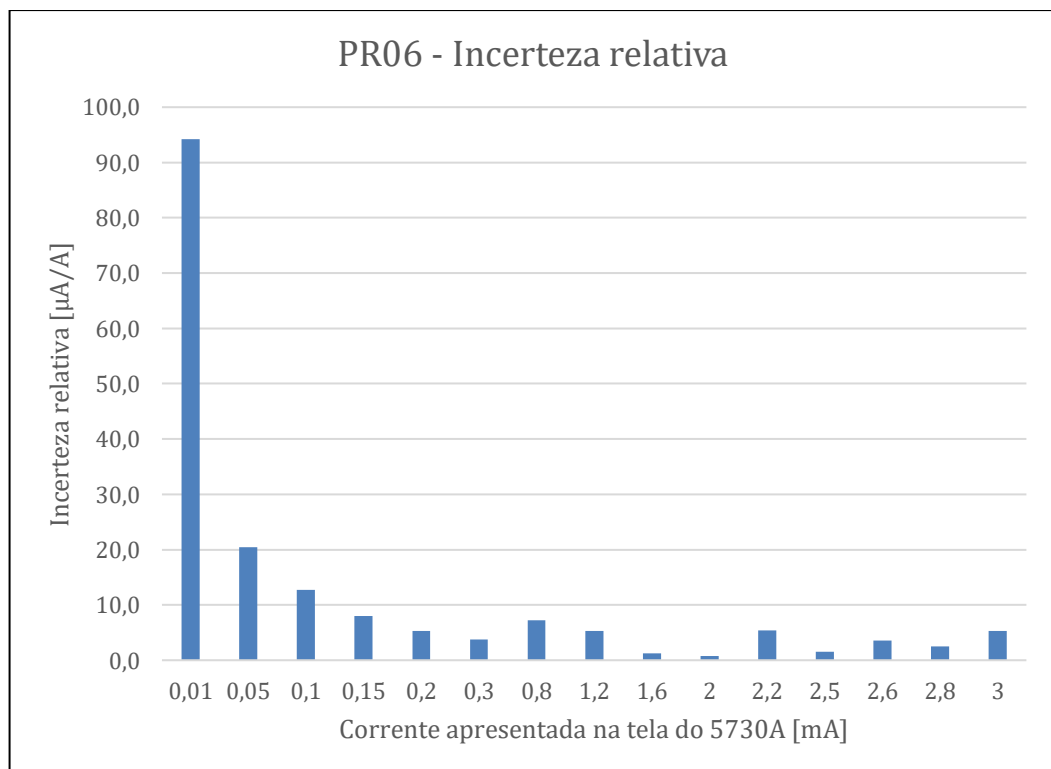
O Gráfico 13, Gráfico 14 e Gráfico 15 apresentam as incertezas de medição obtidas com o resistor padrão PR06.

Gráfico 13 – Incerteza expandida do DUT operando com o resistor PR06.



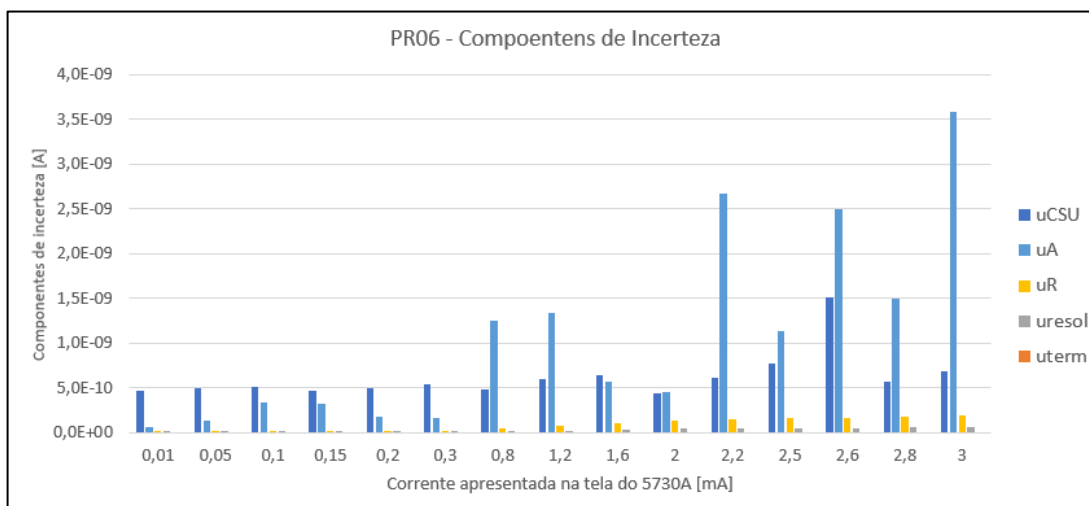
Fonte: elaboração própria.

Gráfico 14 – Incerteza relativa do DUT operando com o resistor PR06.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 15 – Componentes de incerteza relativa do DUT operando com o resistor PR06.

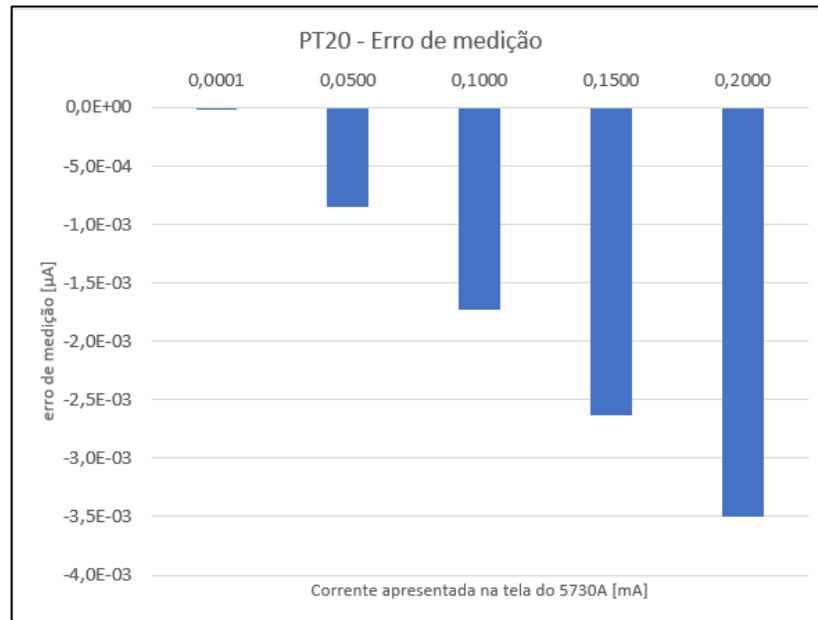


Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 13 observa-se que a incerteza expandida (para um intervalo de confiança de 95 %) apresenta ordem de grandeza em centésimo de microampere (10^{-8} A) para o DUT com fornecimento de corrente em centésimo do miliampere (10^{-5} A), ou seja, três casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. No Gráfico 13 observa-se ainda que a incerteza possui valores menores até 0,3 mA mas a partir de 0,8 mA oscila significativamente. A partir do Gráfico 14 é possível verificar que a incerteza relativa diminui com o aumento da corrente fornecida pelo DUT e essa informação combinada com o comportamento observado no Gráfico 13 permite concluir que a diminuição deste valor ocorre devido ao aumento da corrente fornecida pelo DUT que é o denominador da razão utilizada para calcular a incerteza relativa. A partir do Gráfico 15 observa-se que as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza combinada do DUT com o PR06 são a do tipo A (u_A) e a oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}) e, para valores de corrente do DUT a partir de 0,8 mA, a incerteza oriunda do resistor padrão (u_R).

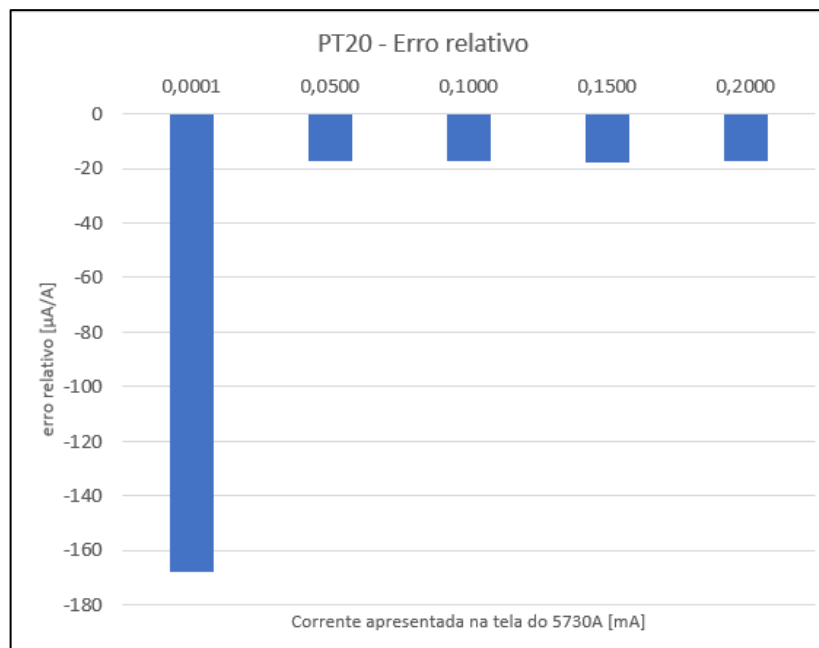
O Gráfico 16 e Gráfico 17 apresentam o erro de medição para o DUT operando com o resistor padrão PT20.

Gráfico 16 – Erro de medição do DUT com o resistor PT20.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 17 – Erro de relativo do DUT operando com o resistor PT20.



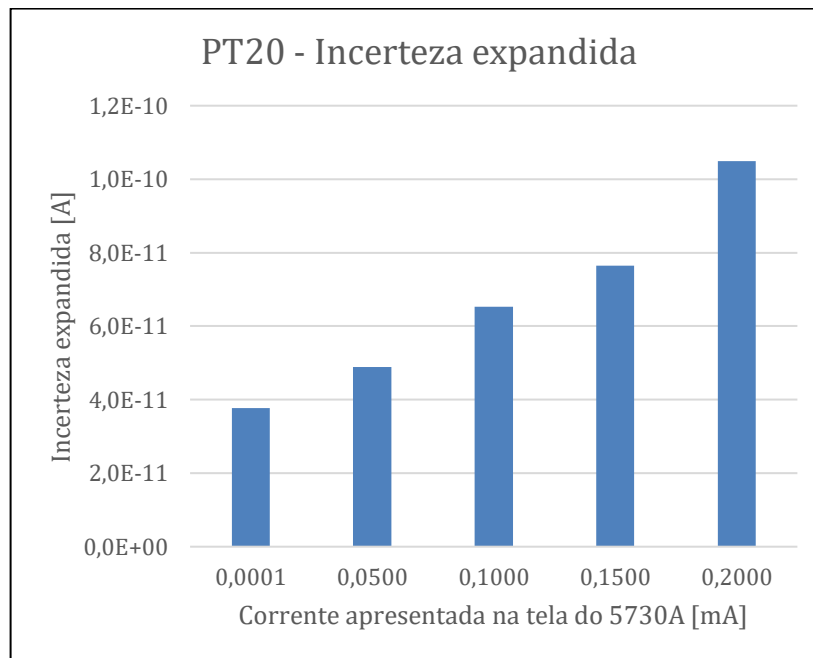
Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 16 podemos observar que o erro de medição apresenta ordem de grandeza em milésimo de microampere (10^{-9} A) para o DUT com fornecimento de corrente a partir do décimo do microampere (10^{-7} A) até o décimo do miliampere (10^{-4} A), ou seja, respectivamente, duas e cinco casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. Adicionalmente, embora seja observado no Gráfico 16 que o erro em módulo é maior conforme

é aumenta-se a corrente fornecida pelo DUT, em termos relativos este erro diminui a partir de 0,05 mA e depois mantém-se constante, ou seja, para cada ampere fornecido pelo DUT o erro em módulo primeiro diminui e depois se mantém, conforme pode ser observado no Gráfico 17.

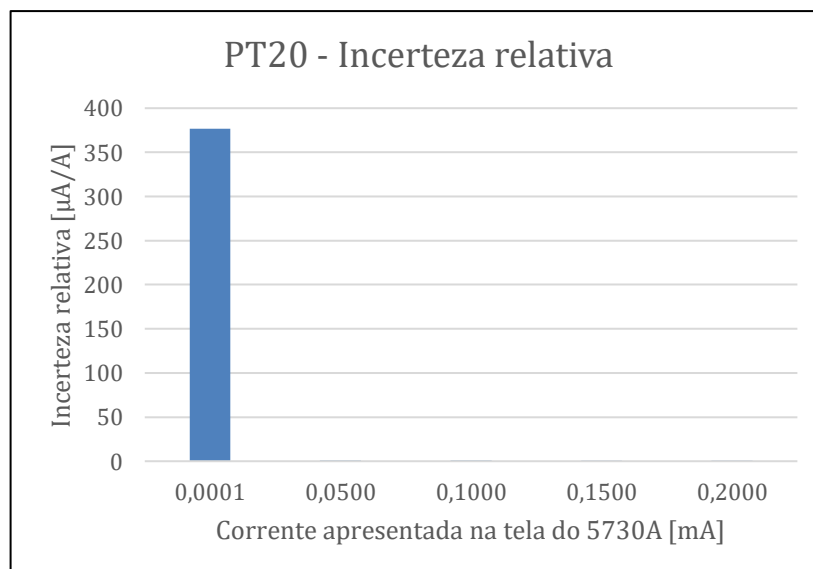
O Gráfico 18, Gráfico 19 e Gráfico 20 apresentam as incertezas de medição obtidas com o resistor padrão PT20.

Gráfico 18 – Incerteza expandida do DUT operando com o resistor PT20.



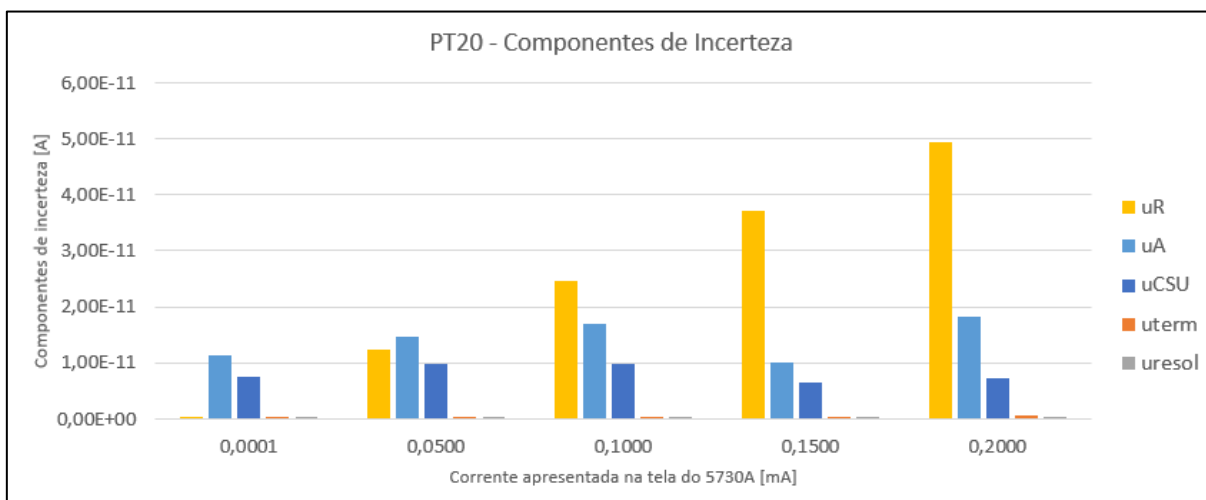
Fonte: elaboração própria.

Gráfico 19 – Incerteza relativa do DUT operando com o resistor PT20.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 20 – Componentes de incerteza relativa do DUT operando com o resistor PT20.



Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 18 observa-se que a incerteza expandida (para um intervalo de confiança de 95 %) apresenta ordem de grandeza de 10^{-10} A para o DUT com fornecimento de corrente a partir do décimo do microampere (10^{-7} A) até o décimo do miliampere (10^{-4} A), ou seja, respectivamente, três e seis casas decimais abaixo da corrente fornecida pelo DUT. No Gráfico 18 observa-se ainda que a incerteza aumenta com o aumento da corrente fornecida pelo DUT e este comportamento pode ser explicado ao observar o comportamento da curva da incerteza u_R , apresentados no Gráfico 20. A partir do Gráfico 19 é possível verificar que a incerteza relativa diminui tão significativamente com o aumento da corrente fornecida pelo DUT que não aparece na escala utilizada no Gráfico 19 a partir da corrente de 0,05 mA e essa informação combinada com o comportamento observado no Gráfico 18 permite concluir que a diminuição deste valor ocorre devido ao aumento da corrente fornecida pelo DUT que é o denominador da razão utilizada para calcular a incerteza relativa. A partir do Gráfico 20 observa-se que as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza combinada do DUT com o PT20 são a oriunda do resistor padrão (u_R), a do tipo A (u_A) e a oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}) e. Adicionalmente, observa-se que a incerteza oriunda do resistor padrão aumenta significativamente com o aumento da corrente fornecida pelo DUT.

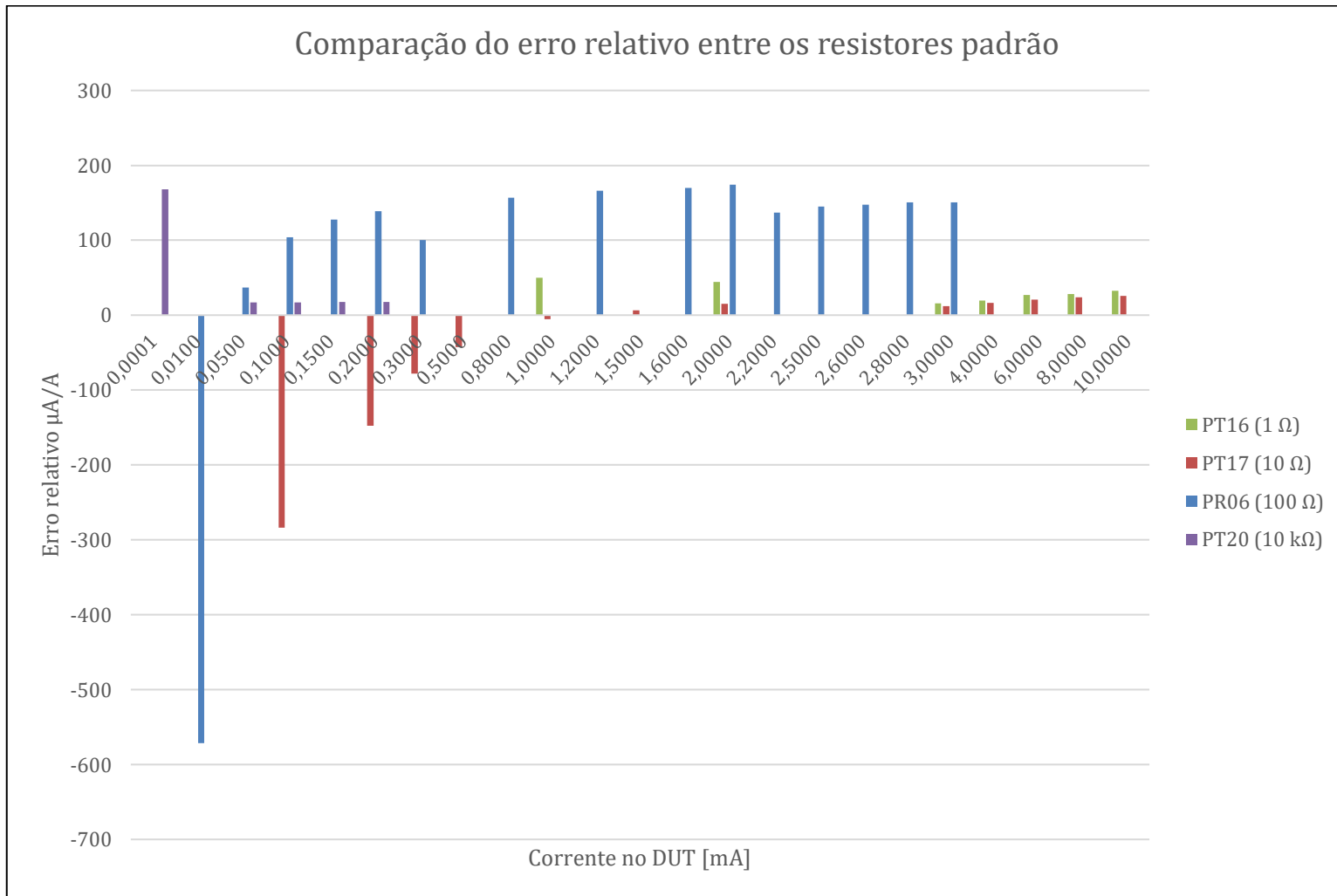
4.8.3.1 Comparação dos erros e incertezas relativos entre os resistores padrão utilizados

Neste capítulo serão apresentados os erros e incertezas relativos obtidos com os quatro resistores padrão desta pesquisa com o propósito de compará-los para que, na medida do

possível, seja feita uma classificação entre o melhor resistor a ser utilizado para a calibração do DUT.

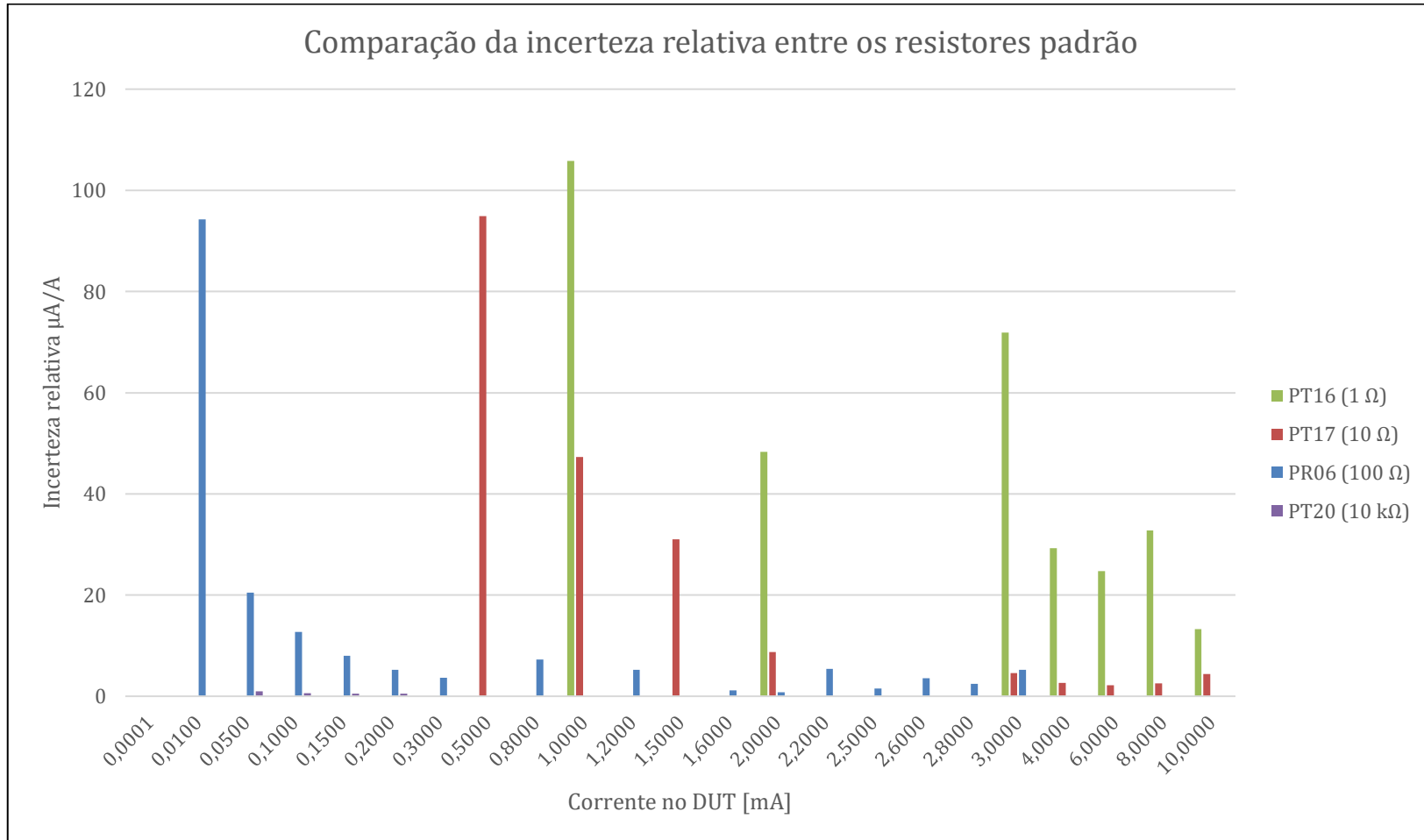
O Gráfico 21 e Gráfico 22 apresentam o erro e incerteza relativos para os resistores padrão utilizados nesta pesquisa. Vale ressaltar que no Gráfico 22 removeu-se as seguintes incertezas relativas maiores que $120 \mu\text{A/A}$ para permitir uma melhor visualização das demais incertezas relativas menores: para o resistor PT17 removeu-se as incertezas relativas de $338,6 \mu\text{A/A}$, $161,9 \mu\text{A/A}$ e $136,4 \mu\text{A/A}$ observadas para as correntes do DUT de $0,1 \text{ mA}$, $0,2 \text{ mA}$ e $0,3 \text{ mA}$ respectivamente; para o resistor PT 20 removeu-se a incerteza relativa de $376,7 \mu\text{A/A}$ para a corrente do DUT de $0,0001 \text{ mA}$.

Gráfico 21 – Erro relativo dos quatro resistores padrão.



Fonte: elaboração própria.

Gráfico 22 – Incerteza relativa dos quatro resistores padrão.



Fonte: elaboração própria.

Estes gráficos permitem observar que o resistor PR06 cobre grande parte do intervalo de corrente desta pesquisa. Seu erro e incerteza relativo para a corrente de 0,01 mA são elevados e isso pode inviabilizar seu uso para calibração desta corrente. Para os demais valores abrangidos pelo PR06 o erro relativo é superior ao dos demais resistores e a incerteza relativa é a menor entre os demais resistores.

O resistor PT17, embora tenha sido utilizado para calibração em grande intervalo para o DUT, a incerteza relativa para até 0,3 mA (removidos do gráfico) é elevada isso pode inviabilizar seu uso para calibração das correntes abaixo deste valor. Sua incerteza relativa melhora significativamente a partir de 1 mA e melhora muito com o aumento da corrente. Seu erro relativo é o melhor entre os resistores pesquisados para este intervalo de corrente.

O resistor PT16 cobriu o intervalo de 1 mA a 10 mA de corrente do DUT e apresentou a pior incerteza relativa em relação aos demais que cobrem o mesmo intervalo. Entretanto, seu erro relativo é melhor que o do PR06.

O resistor PT20 cobriu os menores valores do intervalo desta pesquisa e apresentou a maior incerteza relativa encontrada nesta pesquisa, com valor de $376,7 \mu\text{A/A}$ para uma corrente do DUT de 0,0001 mA. Entretanto, no intervalo entre 0,05 mA e 0,2 mA apresentou a menor incerteza relativa e erro relativo quando comparado com os demais.

O Gráfico 22 permite ainda observar que, para uma mesma corrente, quanto maior o valor ôhmico do resistor, menor será a incerteza relativa deste resistor. Nesta condição, sobre o resistor de maior valor ôhmico há uma tensão maior sendo medida pelo sistema PJVS e a incerteza oriunda o sistema PJVS que possui relevante contribuição na incerteza expandida conforme pode ser observado nos gráficos que mostram a contribuição de cada componente de incerteza (Gráfico 5, Gráfico 10, Gráfico 15 e Gráfico 20). Dessa forma, é preferível escolher, sempre que possível, o resistor de maior valor para utilizar o sistema proposto para calibração do DUT. Vale ressaltar que existe um limite máximo de resistência ôhmica previsto para o DUT, em função da faixa, que pode ser utilizado para receber corrente do DUT, conforme colocado no capítulo 4.2.

É apresentado na Tabela 2 o resistor com menor incerteza relativa para cada faixa do DUT e maior e menor erro relativo. Para este resistor é apresentado ainda a maior e menor incerteza relativa bem como maior e maior erro relativo.

Tabela 2 – Menores e maiores incertezas e erros relativos por faixa.

Faixa do DUT	Resistor	Menor incerteza relativa [$\mu\text{A}/\text{A}$]	Maior incerteza relativa [$\mu\text{A}/\text{A}$]	Menor erro relativo [$\mu\text{A}/\text{A}$]	Maior erro relativo [$\mu\text{A}/\text{A}$]
220 μA (0,0001 mA a 0,05 mA)	PT20 (10 k Ω)	376,7	376,7	168	168
220 μA (a partir de 0,05 mA)	PT20 (10 k Ω)	0,5	1,0	17	18
2,2 mA	PR06 (100 Ω)	0,7	7,2	100	174
22 mA (até 3 mA)	PR06 (100 Ω)	1,5	5,4	137	151
22 mA (de 3 mA a 10 mA)	PT17 (10 Ω)	2,2	4,6	12	25

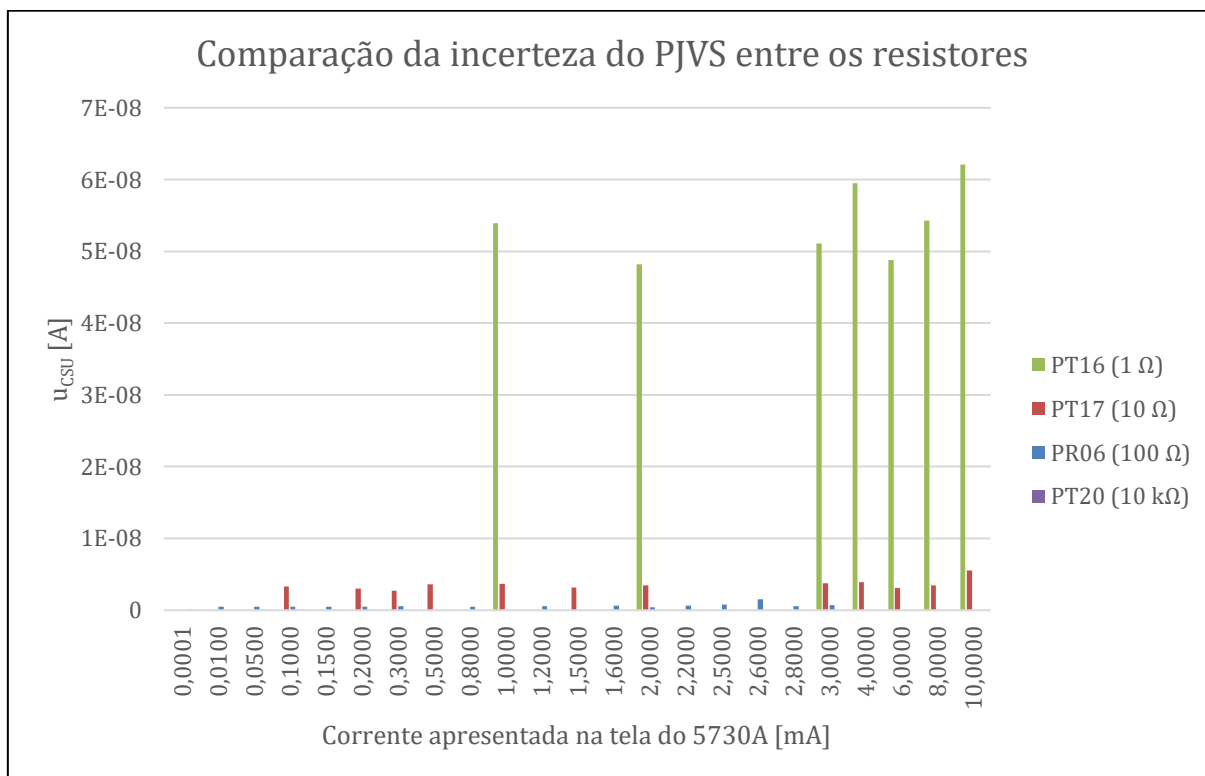
Fonte: Elaboração própria

Dessa forma, dentre os resistores pesquisados, os que estão apresentados na Tabela 2 são os indicados para calibrar o DUT nas respectivas faixas. Ressalta-se que o primeiro intervalo considerado (0,0001 mA até 0,05 mA) para a faixa de 220 μA possui os maiores erros e incertezas relativas no estudo e por este motivo as comparações do sistema proposto que serão realizadas nos próximos capítulos vão excluir este intervalo de corrente, iniciando as comparações a partir de 0,05 mA de corrente fornecida pelo DUT.

4.8.3.2 Análise das fontes de incerteza entre os resistores

Ao observar os gráficos que mostram as componentes de incerteza para cada resistor padrão, é possível observar que as fontes de incerteza que mais contribuem para a incerteza expandida do padrão primário proposto são a incerteza do tipo A (u_A), a incerteza da medição do sistema PJVS (u_{CSU}) e a incerteza do resistor padrão (u_R). Os gráficos abaixo relacionam cada uma destas fontes de incerteza com os quatro resistores padrão utilizados nesta pesquisa.

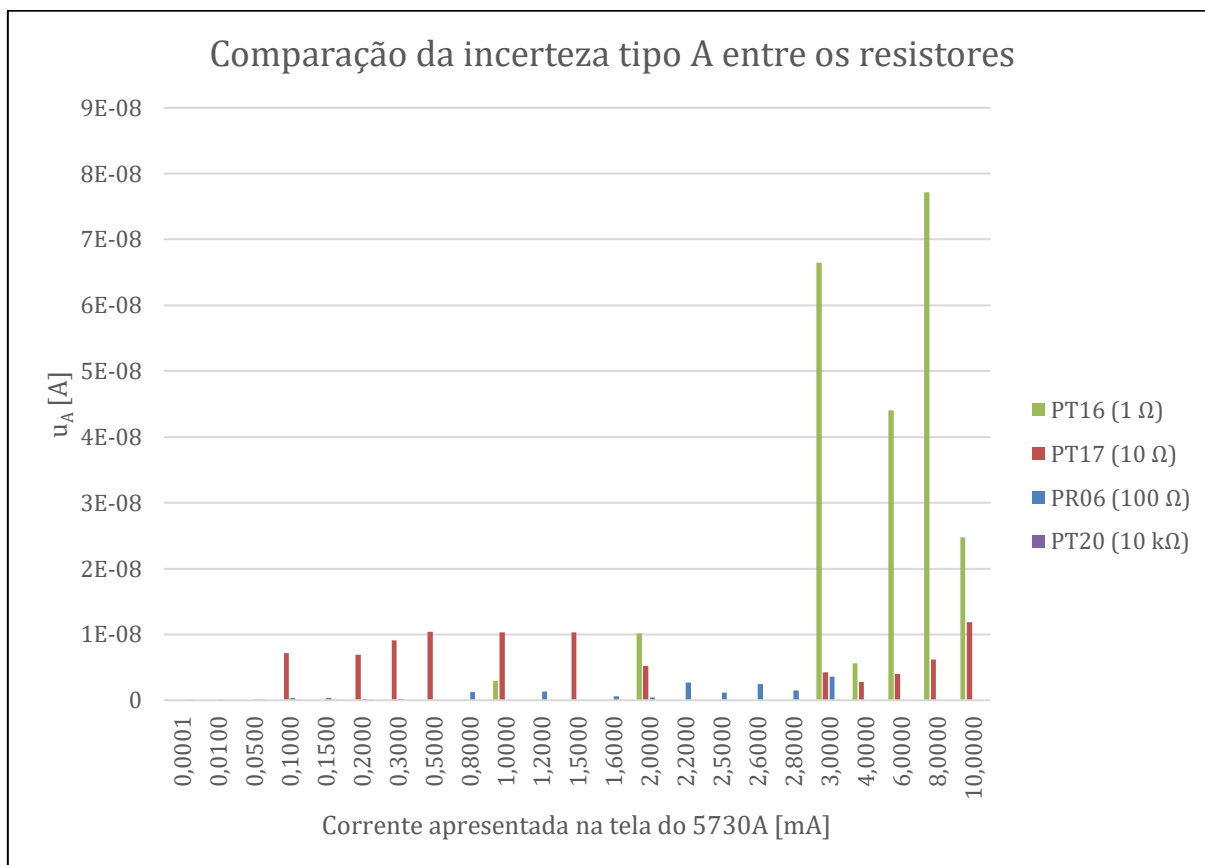
Gráfico 23 – Comparação entre os resistores, devido às incertezas de medição do sistema PJVS.



Fonte: elaboração própria.

A partir do Gráfico 23 é possível observar que quanto maior a resistência do resistor padrão menor será a componente de incerteza devido o sistema PJVS e vale ressaltar que a incerteza do resistor PT20 de 10 kΩ com valor máximo de 10^{-12} A não aparece na escala utilizada. Esta incerteza indica a oscilação das tensões medidas pelo sistema PJVS sobre o resistor padrão. Dessa forma, a partir deste gráfico é possível observar que quanto maior a resistência ôhmica do padrão de tensão, menor a variação da tensão sobre o resistor padrão. O Gráfico 24 apresenta as incertezas do tipo A para os quatro resistores padrão utilizados nesta pesquisa.

Gráfico 24 – Comparação entre os resistores, devido às incertezas de medição do tipo A.



Fonte: elaboração própria.

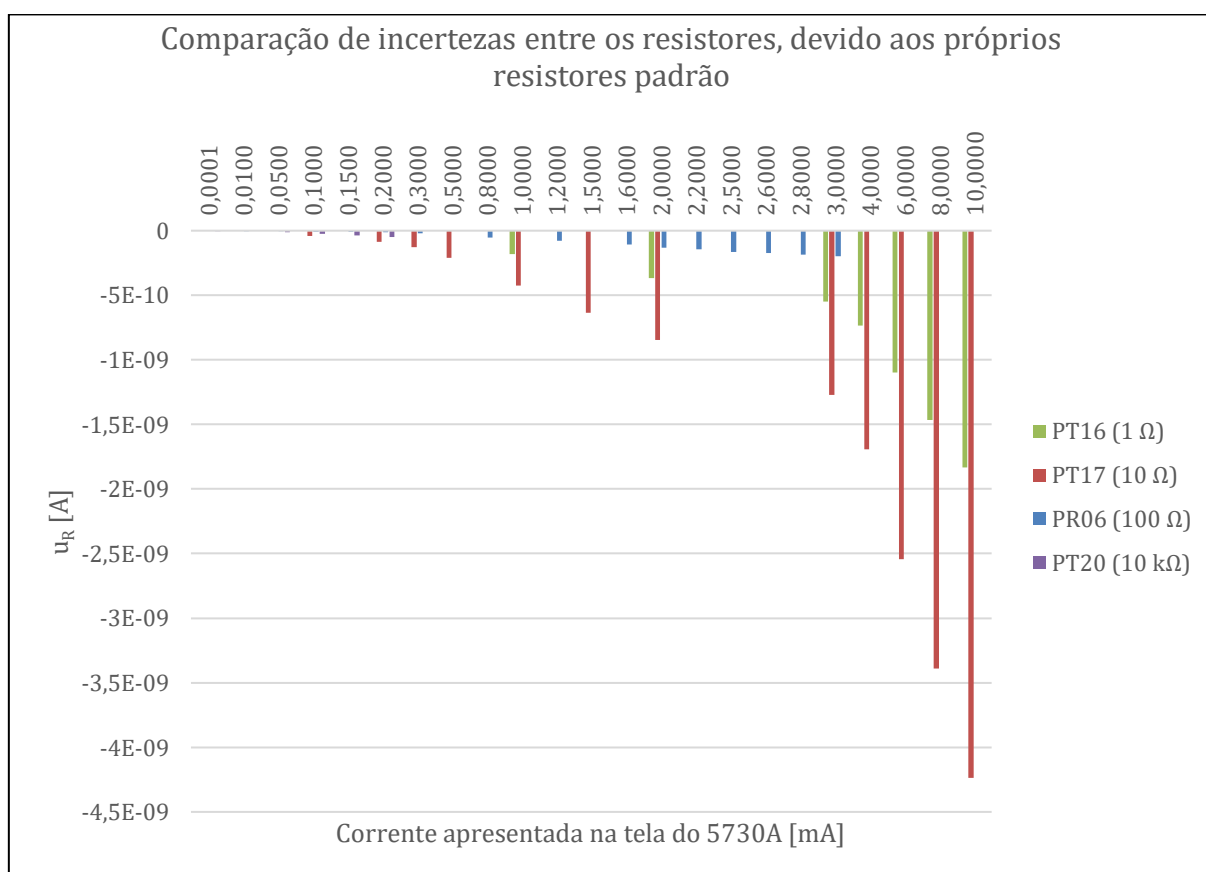
O Gráfico 24 indica que quanto maior a resistência do resistor padrão menor as oscilações da corrente calculada a partir da equação (4.4). Esta característica corrobora com o observado no Gráfico 23 uma vez que o intervalo de medições de tensão para resistores de baixa resistência é maior (u_{CSU} é maior), logo as correntes que forem calculadas a partir desta série também estarão dentro de um intervalo maior de correntes, observados quando são realizadas n observação destas correntes (correntes calculadas).

Vale ressaltar que os resistores PT16 e PT17, que durante o levantamento experimental foram medidos obedecendo o sentido vertical da Tabela 1, apresentaram maiores incerteza do tipo A (u_A) e incerteza do sistema PJVS (u_{CSU}) que a dos outros dois resistores padrão. De fato os resistores PR06 e PT20 que tiveram a segunda e terceira medição da mesma corrente sem alterar o valor desta corrente (horizontal da Tabela 1) encontraram-se mais estabilizados do que os resistores PT16 e PT17 que tiveram suas correntes alteradas antes de realizarem a segunda e terceira medição (vertical da Tabela 1). Para comprovar se esta mudança da sequência de medição contribuiu para este aumento da incerteza do tipo A é necessário experimentalmente realizar medições pelos

dois métodos para o mesmo resistor padrão e esta é uma proposta de continuidade desta pesquisa. Em relação a incerteza oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}) não é necessário experimento para verificar que a mudança de procedimento não altera esta incerteza porque para os resistores que tiveram suas medições realizadas na horizontal da Tabela 1 (condição mais estável) não foi observado a redução de incerteza u_{CSU} na terceira medição em relação (condição mais estabilizada) em relação a primeira medição. Ressalta-se ainda que a proposta do modelo para n medições considera a maior incerteza entre as u_{CSU} obtidas de modo que, caso a última u_{CSU} fosse a menor, esta seria descartada para o cálculo da incerteza expandida.

O Gráfico 25 apresenta as incertezas devido aos resistores padrão.

Gráfico 25 – Comparação de incertezas entre os resistores, devido aos próprios resistores padrão.



Fonte: elaboração própria.

O Gráfico 25 indica que quanto maior a corrente sobre o resistor padrão, maior será a componente de incerteza devido o resistor padrão, corroborando com o previsto no coeficiente de sensibilidade da resistência, apresentado na equação (4.10) (obs: k_2 é

V_{PJVS}). Adicionalmente observa-se que quanto maior a resistência do resistor padrão menor esta componente de incerteza e o motivo pode ser observado a partir do coeficiente de sensibilidade da corrente em relação ao resistor padrão que possui o valor do resistor padrão no denominador, conforme pode ser observado na equação (4.10). A exceção a esta observação está entre os resistores PT17 e PT16 cujo motivo pode ser observado ao verificar que a componente de incerteza é proporcional à incerteza padrão, conforme pode ser observado no Quadro 5, e esta por sua vez possui ordem de grandeza dez vezes menor no PT16, conforme pode ser observado no Quadro 1.

4.8.3.3 Intervalos de corrente do levantamento experimental

Ao observar o Gráfico 21 ou Gráfico 22 observa-se que há valores de corrente que poderiam ser cobertos por determinados resistores, mas não foram. Ocorre que estes valores de corrente partiram da distribuição em intervalos iguais de 5 pontos para cada faixa do DUT, feito automaticamente pelo programa Iprim. Durante o levantamento experimental verificou-se que os valores igualmente distribuídos não poderiam ser medidos pelo sistema PJVS. Dessa forma, para cada resistor padrão, imediatamente antes de realizar o levantamento experimental dele, adequou-se os valores igualmente distribuídos em 5 pontos de cada faixa para um valor que gerasse uma tensão capaz de ser medida pelo sistema PJVS. Apenas ao final das medições com os resistores padrão, verificou-se que havia correntes do DUT que poderiam ter sido coincidadas para resistores diferentes e assim possibilitar uma melhor comparação. Ou seja, poderia, por exemplo, ter sido circuladas as correntes de 1,5 mA e 1,6 mA no resistor PT16 porque observou-se essa possibilidade somente após o levantamento experimental.

4.8.3.4 Discussão sobre as contribuições das componentes de incerteza

A partir do Gráfico 5, do Gráfico 10, do Gráfico 15 e do Gráfico 20, observa-se que as principais componentes de incerteza para todos os resistores padrão são: a do tipo A (u_A), a oriunda do sistema PJVS (u_{CSU}) e a oriunda do resistor padrão (u_R). Dessa forma é possível diminuir a incerteza expandida para o sistema proposto reduzindo estas componentes de incerteza.

A incerteza do tipo A pode ser melhorada aumentando-se o número de medições (nesta pesquisa utilizou-se $n=3$, conforme colocado no capítulo 4.7). Entretanto, as outras duas fontes de incerteza são intrínsecas aos seus equipamentos, ou seja, ao sistema PJVS e ao resistor padrão e dessa forma, sua redução requer estudo mais elaborado.

Entretanto, ao substituir a abordagem do cálculo da incerteza do tipo B proposto nesta pesquisa, é possível que essas componentes de incerteza sejam melhoradas. Conforme colocado no capítulo 4.7, no modelo para n medições, a incerteza do tipo B de cada componente de incerteza (u_{CSU} , u_R , u_{resol} e u_{tem}) corresponde à maior entre as três incertezas observadas em três medições do mensurando (detalhes no capítulo 4.7). Assim, é possível melhorar estas componentes de incerteza do tipo B substituindo esta abordagem de escolher o maior valor entre as três incertezas por uma abordagem que considere que a incerteza do tipo B de cada medição compõe uma série de medições e a esta série atribuir uma distribuição de probabilidade a ser pesquisada. Para tanto é necessário aumentar o número de três medições adotado nesta pesquisa para um valor que precisa ser pesquisado.

4.8.3.5 Validação da planilha para n medições

A validação dos resultados no modelo para n medições tem o propósito de verificar se o cálculo realizado pela planilha desenvolvida para este fim estava de acordo com as equações previstas para o modelo. Para tanto, utilizou-se uma calculadora Casio modelo fx-82MS para calcular manualmente a corrente fornecida pelo DUT, incerteza associada e demais considerações apresentadas nos capítulos 4.5, 4.6 e 4.7.

Assim, escolheu-se arbitrariamente os resultados obtidos com o resistor PR06 submetido à corrente de 0,3 mA. Ou seja, para esta condição específica, calculou-se manualmente com a calculadora Casio modelo fx-82MS a corrente e incerteza associada fornecida pelo DUT. Posteriormente calculou-se o erro absoluto da corrente e incerteza associada entre o valor calculado manualmente e o valor obtido através da planilha para n medições. Os valores obtidos com a calculadora Casio modelo fx-82MS e passo a passo do cálculo realizado constam no Apêndice G.

O erro absoluto para a corrente apresentou valor de $1,40 \times 10^{-12}$ A para esta grandeza que é declarada em ordem de grandeza de 10^{-4} A (décimo do miliampere). A incerteza associada apresentou erro absoluto de $8,48 \times 10^{-13}$ A para este parâmetro que é declarado em ordem de grandeza de 10^{-9} A. E dessa forma, como os erros absolutos apresentaram valores muito baixos, validou-se a planilha que implementa o modelo para n medições.

4.8.3.6 Resultados obtidos com o programa Iprim

Apesar do programa Iprim não possuir a capacidade de realizar o cálculo de mensurando e incerteza para n medições e sim para uma medição, seu uso durante o levantamento experimental foi imprescindível uma vez que foi o sistema utilizado para integrar todo o sistema, ou seja, sistema PJVS, resistor padrão, DUT e usuário. Vale ressaltar que o requisito de realizar o cálculo do mensurando a partir de n medições foi estabelecido durante o levantamento experimental dos resultados, o que inviabilizou o desenvolvimento de novos módulos destinados para este fim.

Durante o levantamento experimental dos resultados observou-se que o programa Iprim não conseguia realizar a leitura da planilha em Excel gerada automaticamente pelo sistema PJVS. Esta dificuldade foi contornada utilizando-se de uma outra planilha, utilizada no desenvolvimento do programa Iprim e oriunda do mesmo sistema PJVS, para o usuário inserir manualmente as informações de V_{PJVS} e u_{CSU} . Esta dificuldade não gerou atraso no levantamento de resultados.

Ressalta-se os resultados obtidos com o programa Iprim, apresentados no Apêndice F, embora não tenham sido discutidos nesta pesquisa porque são referentes à apenas uma medição, implementam o modelo e cálculo de incerteza para esta condição (uma medição) que foi imprescindível para o desenvolvimento do modelo para n medições.

Por fim vale esclarecer que atualizar o programa atualmente desenvolvido de uma para n medições é uma tarefa muito menor do que desenvolver um novo programa para este fim. Adicionalmente, a posse e o conhecimento do código fonte vão possibilitar que o programa Iprim seja desenvolvido para a tarefa que for pretendida dentro deste contexto de calibração de corrente a partir de resistores padrão e medição de tensão.

4.8.3.7 Validação do programa Iprim

A validação dos resultados obtidos com o programa Iprim tem o propósito de verificar se o referido programa realiza corretamente o cálculo da corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada, conforme equações apresentadas no capítulo 4.5 e 4.6. Para tanto, elaborou-se uma planilha que calcula a corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada a partir das mesmas informações fornecidas para o programa Iprim, ou seja, parâmetros do resistor padrão, parâmetros do termômetro, medição da tensão realizada pelo PJVS e medição da temperatura. Escolheu-se utilizar uma planilha para realizar os

cálculos porque com ela é possível, de forma visual e objetiva, conferir o passo a passo e valores utilizados nas equações do modelo de medição e incerteza associada.

Posteriormente, comparou-se o valor da corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada, obtido através da planilha, com estes mesmos valores calculados pelo programa Iprim. Para tanto utilizou-se o erro conforme apresentado nas equações (4.24) e (4.25). Vale ressaltar que, embora para cada ponto de corrente do DUT existam três valores de corrente calculada e incertezas associadas (conforme colocado no passo 7 do capítulo 4.8.2), na validação comparou-se apenas a primeira destas três medições. Assim a Tabela 3 apresenta o erro absoluto entre a primeira medição de corrente e incerteza associada calculadas com o programa Iprim e estes mesmos valores calculados por meio da planilha.

Tabela 3 – Comparação da corrente e incerteza associada calculada pelo programa Iprim com os resultados obtidos através de planilha.

DUT (5730)		PR06 (100 Ω)		PT17 (10 Ω)		PT16 (1 Ω)		PT20 (10 k Ω)	
Faixa	Corrente [mA]	e_{Ipy}	e_{Upy}	e_{Ipy}	e_{Upy}	e_{Ipy}	e_{Upy}	e_{Ipy}	e_{Upy}
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,0001							$3,9 \times 10^{-19}$	$1,32 \times 10^{-19}$
	0,01		$1,27 \times 10^{-22}$					$1,9 \times 10^{-16}$	$1,80 \times 10^{-14}$
	0,05	$-6,8 \times 10^{-20}$	$1,43 \times 10^{-22}$					$3,9 \times 10^{-16}$	$3,83 \times 10^{-14}$
	0,1	$-1,5 \times 10^{-19}$	$1,33 \times 10^{-22}$	$1,9 \times 10^{-12}$	$4,74 \times 10^{-16}$			$5,8 \times 10^{-16}$	$5,87 \times 10^{-14}$
	0,15	0,0	$1,32 \times 10^{-22}$					$7,8 \times 10^{-16}$	$7,86 \times 10^{-14}$
	0,2	$-4,9 \times 10^{-19}$	$1,38 \times 10^{-22}$	$3,8 \times 10^{-12}$	$1,86 \times 10^{-15}$			$3,9 \times 10^{-19}$	$1,32 \times 10^{-19}$
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,3	$-4,9 \times 10^{-19}$	$1,27 \times 10^{-22}$	$5,4 \times 10^{-12}$	$4,62 \times 10^{-15}$				
	0,5			$9,4 \times 10^{-12}$	$9,50 \times 10^{-15}$				
	0,8	0,0	$1,36 \times 10^{-22}$						
	1			$1,9 \times 10^{-11}$	$4,17 \times 10^{-14}$	$5,3 \times 10^{-12}$	$8,42 \times 10^{-16}$		
	1,2	$-4,3 \times 10^{-18}$	$1,48 \times 10^{-22}$						
	1,5			$2,8 \times 10^{-11}$	$1,22 \times 10^{-13}$				
	1,6	$5,9 \times 10^{-11}$	$1,62 \times 10^{-22}$						
2	0,0	$1,08 \times 10^{-22}$	$3,8 \times 10^{-11}$	$1,53 \times 10^{-13}$	$1,1 \times 10^{-11}$	$4,72 \times 10^{-15}$			
22 mA (resolução 10 nA =	2,2	$-6,1 \times 10^{-18}$	$1,25 \times 10^{-22}$						
	2,5	$-9,5 \times 10^{-18}$	$1,84 \times 10^{-22}$						
	2,6	$-9,7 \times 10^{-11}$	$4,26 \times 10^{-22}$						

0,00001 mA)	2,8	$-6,1 \times 10^{-18}$	$1,71 \times 10^{-22}$					
	3	$-6,9 \times 10^{-18}$	$1,57 \times 10^{-22}$	$5,7 \times 10^{-11}$	$3,63 \times 10^{-13}$	$1,6 \times 10^{-11}$	$1,28 \times 10^{-14}$	
	4			$7,6 \times 10^{-11}$	$5,16 \times 10^{-13}$	$2,1 \times 10^{-11}$	$2,16 \times 10^{-14}$	
	6			$1,1 \times 10^{-10}$	$1,23 \times 10^{-12}$	$3,2 \times 10^{-11}$	$3,84 \times 10^{-14}$	
	8			$1,5 \times 10^{-10}$	$1,91 \times 10^{-12}$	$4,3 \times 10^{-11}$	$7,30 \times 10^{-14}$	
	10			$1,9 \times 10^{-10}$	$2,34 \times 10^{-12}$	$5,3 \times 10^{-11}$	$1,07 \times 10^{-13}$	

Fonte: elaboração própria.

Dessa forma, os erros absolutos mostram que os valores de corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada obtidos pelo programa Iprim estão extremamente próximos destes mesmos valores calculados pela planilha. Para o cálculo da corrente, o pior caso apresenta o erro absoluto com ordem de grandeza de 10^{-10} A na corrente de 10 mA (10×10^{-3} A) do PT17, ou seja, variação na sétima casa decimal do miliampere. Para o cálculo da incerteza expandida, o pior caso apresenta erro absoluto com ordem de grandeza de 10^{-12} A e também é para a corrente de 10 mA para o PT16 (erro da corrente do PT16 para 10 mA) enquanto que o valor calculado da incerteza expandida da ordem de 10^{-8} A, ou seja, a diferença entre os valores está apenas na quarta casa decimal. Dessa forma verificou-se que os cálculos realizados pelo programa Iprim correspondem às equações apresentadas nos capítulos 4.5 e 4.6.

4.9 COMPARAÇÃO COM RESULTADOS DE OUTRO SISTEMA ATUALMENTE DISPONÍVEL NO INMETRO

Conforme estabelecido na norma ABNT NBR ISO/IEC 17025:2017 o laboratório deve validar métodos desenvolvido por ele fora de seu escopo utilizando, dentre outras técnicas, a comparação com resultados obtidos por outros métodos validados. O Lacel possui seu sistema validado em comparação chave realizada no período de março de 2017 a setembro de 2021 com identificação SIM.EM-S13.

Assim, foi solicitado ao Lacel que realizasse uma calibração para o mesmo DUT utilizado nesta pesquisa (5730A) contemplando os mesmos valores de medição de corrente. A descrição do método de medição do Lacel bem como resultados obtidos constam no Apêndice H. A partir dos resultados obtidos pelo Lacel calculou-se o erro normalizado em cada ponto do DUT utilizando-se a equação (4.26) e o critério para equivalência dos sistemas estabelecido no capítulo 4.6.9. Dessa forma a Tabela 4 apresenta o erro normalizado para cada ponto de corrente do DUT a corrente calculada e sua incerteza associada.

Tabela 4 – Erro normalizado, corrente e incerteza associada entre o padrão primário proposto e a calibração realizada pelo Lancel. Em verde, os pontos em que o sistema proposto foi validado.

DUT (5730)		PR06 (100 Ω)			PT17 (10 Ω)			PT16 (1 Ω)			PT20 (10 k Ω)			LANCEL	
Faixa	Corrente [mA]	e_n	I [A]	U_{exp} [A]	e_n	I [A]	U_{exp} [A]	e_n	I [A]	U_{exp} [A]	e_n	I [A]	U_{exp} [A]	i_{LANCEL} [A]	U_{LANCEL} [A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,0001														
	0,01	6,0	$1,0 \times 10^{-5}$	$9,4 \times 10^{-10}$								$1,0 \times 10^{-7}$	$3,8 \times 10^{-11}$	$1,0 \times 10^{-5}$	$1,5 \times 10^{-10}$
	0,05	1,9	$5,0 \times 10^{-5}$	$1,0 \times 10^{-9}$							2,7	$5,0 \times 10^{-5}$	$4,9 \times 10^{-11}$	$5,0 \times 10^{-5}$	$4,0 \times 10^{-10}$
	0,1	7,4	$1,0 \times 10^{-4}$	$1,3 \times 10^{-9}$	0,8	$1,0 \times 10^{-4}$	$3,4 \times 10^{-8}$				3,1	$1,0 \times 10^{-4}$	$6,5 \times 10^{-11}$	$1,0 \times 10^{-4}$	$7,8 \times 10^{-10}$
	0,15	12,0	$1,5 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-9}$							3,2	$1,5 \times 10^{-4}$	$7,6 \times 10^{-11}$	$1,5 \times 10^{-4}$	$1,2 \times 10^{-9}$
	0,2	15,4	$2,0 \times 10^{-4}$	$1,1 \times 10^{-9}$	0,9	$2,0 \times 10^{-4}$	$3,2 \times 10^{-8}$				3,2	$2,0 \times 10^{-4}$	$1,0 \times 10^{-10}$	$2,0 \times 10^{-4}$	$1,6 \times 10^{-9}$
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,3	9,6	$3,0 \times 10^{-4}$	$1,1 \times 10^{-9}$	0,6	$3,0 \times 10^{-4}$	$4,1 \times 10^{-8}$							$3,0 \times 10^{-4}$	$2,7 \times 10^{-9}$
	0,5				0,5	$5,0 \times 10^{-4}$	$4,7 \times 10^{-8}$							$5,0 \times 10^{-4}$	$4,0 \times 10^{-9}$
	0,8	14,5	$8,0 \times 10^{-4}$	$5,8 \times 10^{-9}$										$8,0 \times 10^{-4}$	$6,3 \times 10^{-9}$
	1				0,1	$1,0 \times 10^{-3}$	$4,7 \times 10^{-8}$	0,5	$1,0 \times 10^{-3}$	$1,1 \times 10^{-7}$				$1,0 \times 10^{-3}$	$7,8 \times 10^{-9}$
	1,2	17,7	$1,2 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-9}$										$1,2 \times 10^{-3}$	$9,3 \times 10^{-9}$
	1,5				0,2	$1,5 \times 10^{-3}$	$4,7 \times 10^{-8}$							$1,5 \times 10^{-3}$	$1,2 \times 10^{-8}$
	1,6	22,4	$1,6 \times 10^{-3}$	$1,9 \times 10^{-9}$										$1,6 \times 10^{-3}$	$1,2 \times 10^{-8}$
	2	23,3	$2,0 \times 10^{-3}$	$1,5 \times 10^{-9}$	1,4	$2,0 \times 10^{-3}$	$1,8 \times 10^{-8}$	0,9	$2,0 \times 10^{-3}$	$9,7 \times 10^{-8}$				$2,0 \times 10^{-3}$	$1,5 \times 10^{-8}$
22 mA (resolução 10 nA =	2,2	12,4	$2,2 \times 10^{-3}$	$1,2 \times 10^{-8}$										$2,2 \times 10^{-3}$	$2,1 \times 10^{-8}$
	2,5	15,6	$2,5 \times 10^{-3}$	$3,9 \times 10^{-9}$										$2,5 \times 10^{-3}$	$2,3 \times 10^{-8}$
	2,6	15,0	$2,6 \times 10^{-3}$	$9,3 \times 10^{-9}$										$2,6 \times 10^{-3}$	$2,4 \times 10^{-8}$

0,00001 mA)	2,8	15,8	$2,8 \times 10^{-3}$	$6,9 \times 10^{-9}$									$2,8 \times 10^{-3}$	$2,6 \times 10^{-8}$
	3	14,5	$3,0 \times 10^{-3}$	$1,6 \times 10^{-8}$	1,2	$3,0 \times 10^{-3}$	$1,4 \times 10^{-8}$	0,2	$3,0 \times 10^{-3}$	$2,2 \times 10^{-7}$			$3,0 \times 10^{-3}$	$2,7 \times 10^{-8}$
	4				1,8	$4,0 \times 10^{-3}$	$1,1 \times 10^{-8}$	0,6	$4,0 \times 10^{-3}$	$1,2 \times 10^{-7}$			$4,0 \times 10^{-3}$	$3,5 \times 10^{-8}$
	6				2,5	$6,0 \times 10^{-3}$	$1,3 \times 10^{-8}$	1,0	$6,0 \times 10^{-3}$	$1,5 \times 10^{-7}$			$6,0 \times 10^{-3}$	$4,8 \times 10^{-8}$
	8				2,9	$8,0 \times 10^{-3}$	$2,0 \times 10^{-8}$	0,8	$8,0 \times 10^{-3}$	$2,6 \times 10^{-7}$			$8,0 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-8}$
	10				2,9	$1,0 \times 10^{-2}$	$4,4 \times 10^{-8}$	2,1	$1,0 \times 10^{-2}$	$1,3 \times 10^{-7}$			$1,0 \times 10^{-2}$	$7,8 \times 10^{-8}$

Fonte: elaboração própria.

A partir da Tabela 4 observa-se que para a faixa de 220 μA do DUT o padrão primário proposto para esta pesquisa está validado apenas para o resistor PT17 com erros normalizados de 0,8 e 0,9 para as correntes do DUT de 0,1 mA e 0,2 mA respectivamente.

Para a faixa de 2,2 mA o sistema proposto está validado para operar com o PT17 para as correntes do DUT de 0,3 mA, 0,5 mA, 1,0 mA e 1,5 mA onde o módulo do erro normalizado ficou abaixo de 1 entretanto, para a corrente de 2 mA do DUT o resistor PT17 apresentou erro normalizado com módulo maior que 1 o que mostra que para esta corrente seu uso não está validado. Nesta mesma faixa de 2,2 mA do DUT, o PT16 foi validado nos dois pontos em que foi utilizado, ou seja, para correntes do DUT de 1 mA e 2 mA.

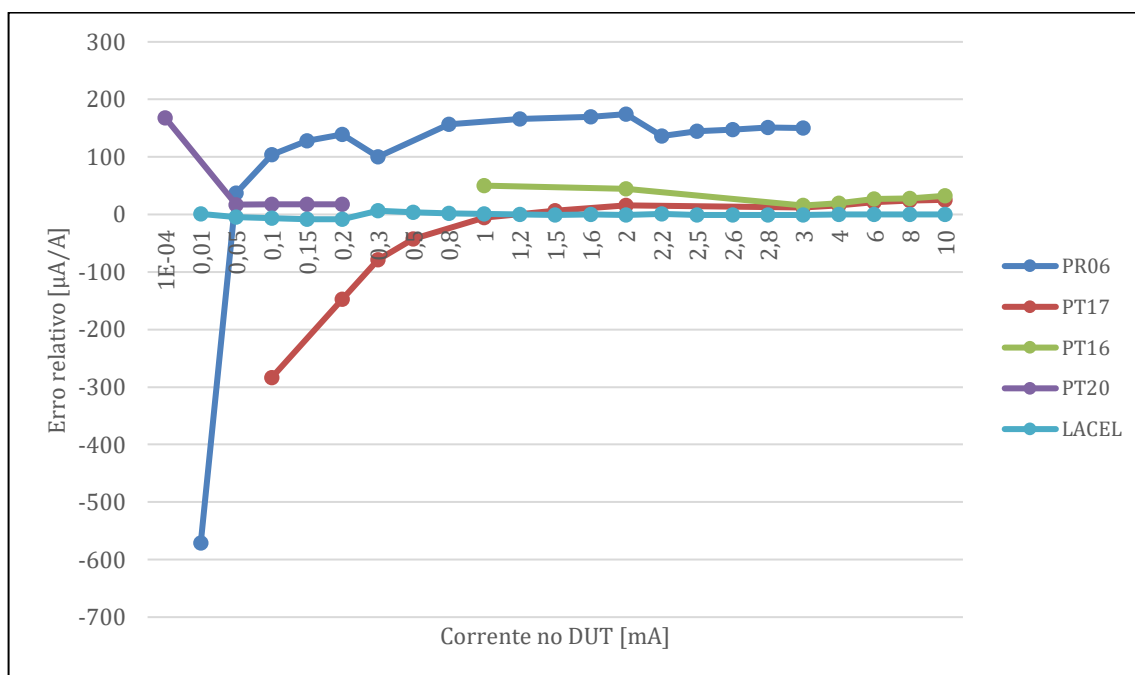
Para a faixa de 22 mA apenas o resistor PT16 está validado para operar com correntes do DUT entre 3 mA e 8 mA.

As correntes para o sistema proposto com erro normalizado maior que um não foram validadas. Ou seja, a diferença entre o valor de corrente calculada pelo sistema proposto e o valor obtido com a calibração do Lacel é maior do que a soma da raiz quadrada das incertezas do sistema proposto e do Lacel.

A quantidade de pontos não validados pelo sistema proposto indica que pode haver algo relevante não considerado na modelagem do sistema proposto, seja no cálculo da corrente ou da sua incerteza associada. A investigação para a melhoria na modelagem é uma proposta de continuidade desta pesquisa.

O Gráfico 26 apresenta o comportamento das curvas dos erros relativos do sistema proposto e o obtido pelo Lacel. A análise destas curvas contribui na busca pelos motivos que validaram ou invalidaram os resistores padrão para o sistema proposto nesta pesquisa. Vale ressaltar que o cálculo do erro relativo foi apresentado no capítulo 4.6.8 e os valores aplicados à equação são os mesmos apresentados na Tabela 4.

Gráfico 26 – Erros relativos obtidos com o sistema proposto e pelo Lancel.



Fonte: elaboração própria.

O Gráfico 26 mostra que o resistor PT20 a partir de 0,05 mA, apresentou comportamento de erro relativo equivalente ao observado pelo Lancel e dessa forma é possível afirmar que seu uso não foi validado porque a incerteza de medição associada para o intervalo de corrente entre 0,05 mA e 2 mA foi muito abaixo da necessária para possibilitar sua validação.

O sistema proposto, com a utilização do resistor PR06 apresentou curva e valores de erro relativo muito diferentes aos observados pelo Lancel e pelo próprio sistema proposto usando outros resistores-padrão. Isto mostra que este resistor-padrão não está adequado para a validação do sistema proposto e para isto seria necessário que incerteza calculada do sistema proposto, com este resistor-padrão, fosse significativamente maior que a obtida nesta pesquisa. Ao buscar região de maior estabilidade para o resistor PR06 verifica-se que esta ocorre a partir de 0,1 mA entretanto com erro relativo ainda elevado e apresentando variação muito superior à observada nos demais resistores padrão. O resistor PR06 é o único desta pesquisa que utilizou termômetro e banho em ar próprio (conforme colocado no 4.8.1) e as temperaturas indicadas pelo termômetro do resistor PR06 durante as medições indicam estabilidade de temperatura em torno de 25,75 °C, conforme observado na Tabela 9 do Apêndice F. Dessa forma diante do elevado erro relativo observado pelo sistema proposto, ao usar o resistor PR06 e ainda da considerável variação deste erro é muito provável que o sistema de controle e medição de temperatura do resistor PR06 não esteja em condição plena de funcionando ou ainda que seus

parâmetros construtivos estejam significativamente alterados. A pesquisa quanto ao adequado funcionamento do resistor PR06 é uma proposta de continuidade desta pesquisa.

O resistor PT17, embora tenha sido validado no intervalo entre 0,1 mA e 1,5 mA, a curva para seu erro relativo é consideravelmente diferente da curva obtida pelo Lacel para valores abaixo de 0,5 mA e isso permite concluir que a validação foi possível porque essa diferença é contemplada pela incerteza de medição associada à estas medições (denominador do erro relativo). A partir de 1,5 mA, observa-se que embora o comportamento da curva do erro relativo seja muito próxima da observada pelo Lacel, este resistor não foi validado porque a incerteza de medição associada esta medição de corrente está menor que a necessária para possibilitar a validação.

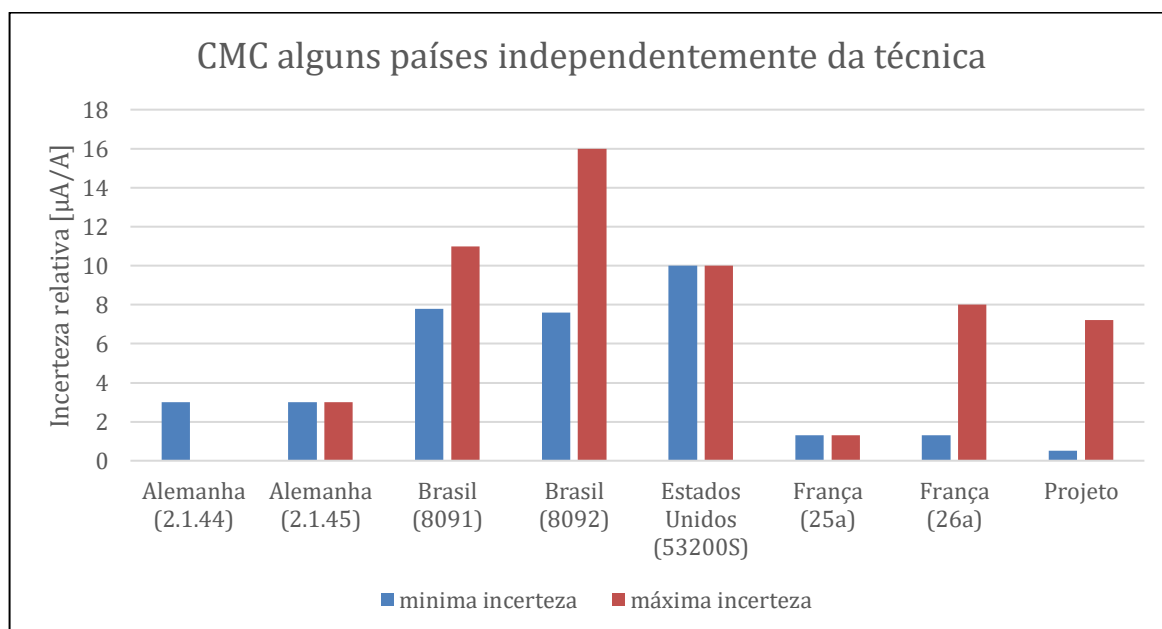
O resistor PT16 apresenta curva de erro relativo muito próxima à curva obtida pelo Lacel evidenciando a validação do seu uso para os valores de corrente do DUT entre 1 mA e 8 mA. Ao observar esta curva é possível concluir ainda que para 10 mA seu uso não foi validado apenas porque a incerteza calculada para esta medição foi baixa, uma vez que o valor do erro relativo não está consideravelmente distante do obtido pelo Lacel.

4.10 COMPARAÇÃO DAS INCERTEZAS RELATIVAS COM AS INCERTEZAS DE OUTROS INSTITUTOS DE METROLOGIA.

A partir da pesquisa descrita no capítulo 2.7, comparou-se as incertezas relativas obtidas nesta pesquisa com a de outros INM.

O Gráfico 27 apresenta as incertezas relativas obtidas por esta pesquisa e a dos países Estados Unidos, Alemanha, Brasil e França para calibração de corrente contínua entre o micro e o miliampere independentemente da técnica utilizada. Estas informações foram extraídas do quadro 1 do apêndice A desta pesquisa.

Gráfico 27 – CMC de corrente contínua de alguns países independentemente da técnica.

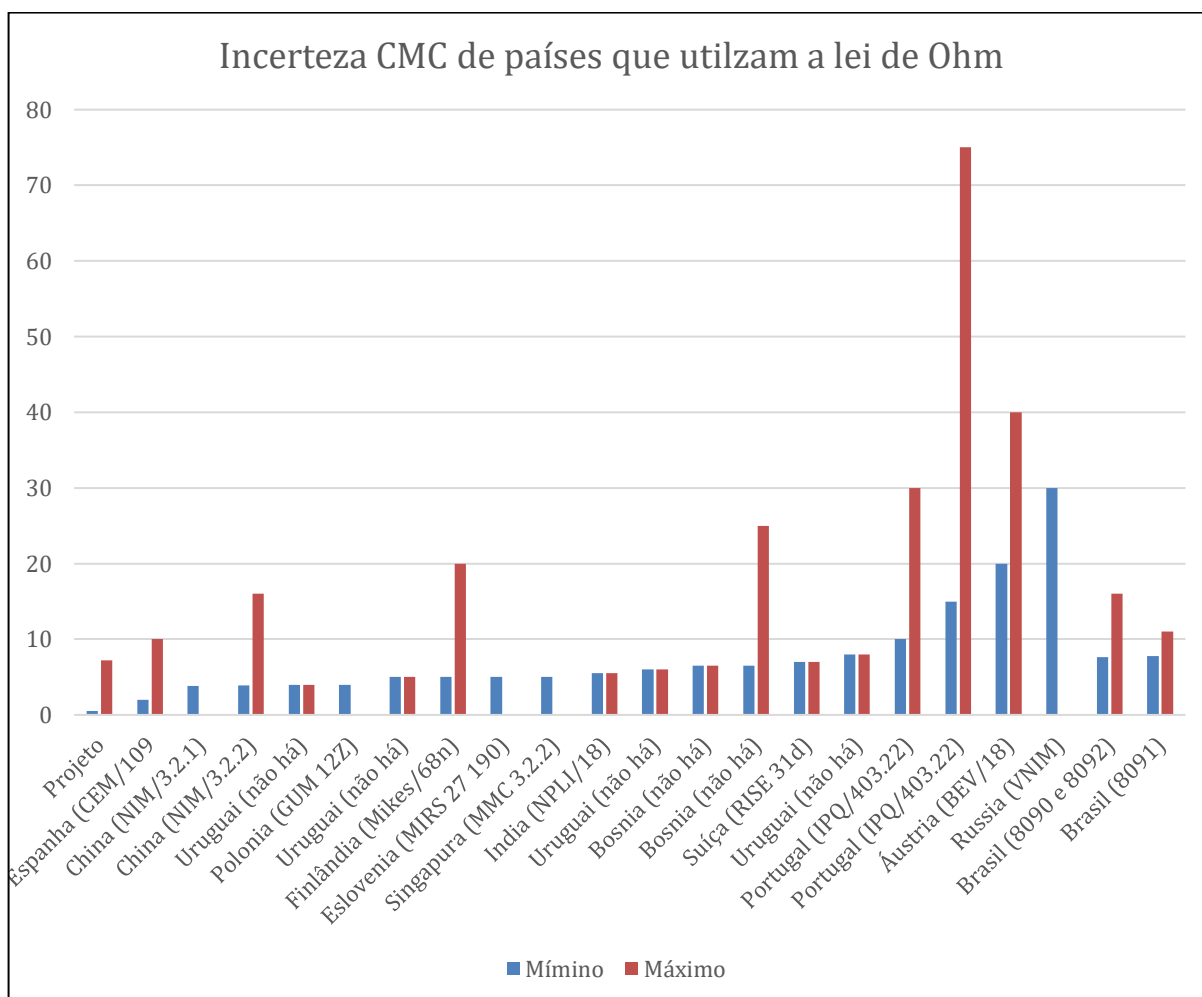


Fonte: elaboração própria.

No Gráfico 27 a identificação do serviço do IMM com CMC declarada está entre parêntesis. Neste gráfico retirou-se a incerteza relativa máxima do CMC da Alemanha (2.1.44) porque seu valor de $60 \mu\text{A}/\text{A}$ dificultava a visualização das incertezas relativas menores apresentadas no gráfico. A partir do Gráfico 27 verifica-se que a incerteza relativa obtida com esta pesquisa apresentou a menor entre as menores incertezas relativas e, em relação a maior incerteza relativa, apresentou resultado maior apenas do que a Alemanha (2.1.45) e França (25a).

O Gráfico 28 apresenta as incertezas relativas obtidas por esta pesquisa e a de todos os países com CMC declarados na página do BIPM para calibração de corrente contínua entre o microampere e o miliampere que utilizam a técnica da lei de Ohm. Estas informações foram extraídas do Quadro 2 do Apêndice A desta pesquisa.

Gráfico 28 – CMC de corrente contínua dos países que utilizam lei de Ohm.



Fonte: elaboração própria.

No Gráfico 28 a identificação do serviço do INM com CMC declarada está entre parêntesis. Neste gráfico foram removidas as incertezas relativas a partir de 20 $\mu\text{A/A}$ para facilitar a visualização das incertezas relativas menores (a informação completa encontra-se no Quadro 2 do Apêndice A). A partir do Gráfico 28 verifica-se que a menor incerteza relativa obtida nesta pesquisa é melhor do que todas as incertezas que utilizam a lei de Ohm. Em relação à máxima incerteza relativa, observa-se que esta pesquisa apresentou incerteza acima de 7 dos 18 INM pesquisadas sendo sete delas apresentadas no gráfico e as demais removidas por serem maior ou igual a 20 $\mu\text{A/A}$.

Vale ressaltar que tanto para os resultados apresentados no Gráfico 27 quanto no Gráfico 28 esta comparação não levou em consideração detalhes das faixas de cobertura de todas os serviços pesquisados e sim apenas se a CMC para cada INM possuía em seu intervalo de cobertura valores entre o microampere e o miliampere.

5 CONCLUSÃO

Os equipamentos atualmente disponíveis no Inmetro, como o calibrador multifunção 5730A, padrões primários de resistência elétrica com rastreabilidade a amostras por efeito Hall Quântico e padrão primário de tensão elétrica por efeito Josephson, possibilitaram o desenvolvimento de um padrão primário de corrente contínua a partir da lei de Ohm. Este desenvolvimento foi possível graças à 26ª Conferência Geral de Pesos e Medidas (CGPM), realizada em 2018, que estabeleceu que uma unidade pode ser realizada por meio da medição de grandezas que não envolvam a referida unidade e a aplicação das leis da física que relaciona a grandeza que se pretende medir com as constantes definidoras (Inmetro, 2021).

As características operativas dos equipamentos utilizados possibilitaram obter, para o padrão primário de corrente proposto, correntes entre 0,0001 mA e 10 mA entretanto, para correntes menores que 0,05 mA as incertezas e erros relativos obtidos foram muito elevados com valores de até 376,7 $\mu\text{A/A}$ e 571 $\mu\text{A/A}$ respectivamente. A partir de 0,05 mA, ao escolher os resistores com menor incerteza relativa para a faixa pretendida, obteve-se para a faixa de 220 μA incerteza relativa mínima de 0,5 $\mu\text{A/A}$ e máxima de 1,0 $\mu\text{A/A}$, para a faixa de 2,2 mA incerteza relativa mínima de 0,7 $\mu\text{A/A}$ e máxima de 7,2 $\mu\text{A/A}$ e para a faixa de 22 mA, incerteza relativa mínima de 1,5 $\mu\text{A/A}$ e máxima de 5,4 $\mu\text{A/A}$.

O sistema proposto está validado para operar com o resistor PT17 de 10 Ω com correntes entre 0,1 mA e 1,5 mA que cobrem as faixas do DUT de 220 μA e 2,2 mA e apresenta incerteza relativa mínima de 32,5 $\mu\text{A/A}$ e máxima de 232,8 $\mu\text{A/A}$. O resistor PT16 de 1 Ω está validado para operar entre 1 mA e 8 mA que cobre as faixas do DUT de 2,2 mA e 22 mA e apresenta incerteza relativa mínima de 24,8 $\mu\text{A/A}$ e máxima de 105,8 $\mu\text{A/A}$. Os demais resistores não foram validados.

Verificou-se ainda que resistores de maior valor ôhmico possuem incerteza relativa menor quando comparados com resistores de menor valor ôhmico submetidos à mesma corrente. Isso ocorre porque as três componentes de incerteza com maior contribuição para a incerteza combinada (u_{CSU} , u_{A} e u_{R}) são menores para resistores com maior resistência. Assim, ao observar a u_{CSU} conclui-se que a estabilidade da tensão medida pelo sistema PJVS é maior para a medição de tensões maiores e, para mesma circulação de corrente, obtém-se tensão maior em resistor de maior valor ôhmico. A menor oscilação de tensão medida pelo sistema PJVS também explica a redução na incerteza do tipo A (u_{A}) para a corrente calculada uma vez, a partir do modelo, verifica-se que a corrente calculada é diretamente proporcional à tensão medida

pelo sistema PJVS assim, se a série de tensões medidas encontra-se dentro de um intervalo menor (maior estabilidade) logo as correntes calculadas a partir desta série também estarão compreendidas em um intervalo menor. E a redução de u_R para um valor maior de resistência ôhmica é observada ao verificar que, no cálculo da incerteza, o coeficiente de sensibilidade da corrente em relação à resistência diminui com o aumento do valor do resistor utilizado, entretanto, observou-se também a influência da incerteza padrão, diretamente proporcional à essa componente de incerteza, ao verificar que para os resistores PT16 e PT17 u_R não foi menor para o resistor com maior valor ôhmico.

Os erros relativos máximos obtidos foram de 18 $\mu\text{A/A}$, 174 $\mu\text{A/A}$ e 151 $\mu\text{A/A}$ para as faixas de 220 μA , 2,2 mA e 22 mA respectivamente e vale ressaltar que, diferentemente da incerteza relativa, o erro relativo pode ser corrigido.

O limite inferior de 0,0001 mA foi determinado pelo valor mínimo de tensão que pode ser medido pelo sistema PJVS e o limite superior de corrente foi determinado pela corrente máxima que pode circular pelo resistor padrão e que embora tenha sido verificado no *datasheet* dos resistores padrão que alguns deles poderiam ter sido submetidos a correntes maiores, optou-se por utilizar as correntes que comumente são utilizadas pelos especialistas do Inmetro que utilizam estes resistores.

A validação do sistema proposto através de uma comparação com outro método já validado pelo Lancel mostrou que, apenas com o modelo de medição e incerteza associada propostos nesta pesquisa, somente os resistores PT17 e PT16 estão validados para os intervalos de corrente de 0,1 mA a 1,5 mA para o resistor PT17 e 1 mA a 8 mA para o resistor PT16. Os erros de medição obtidos pelo Lancel apresentaram valores geralmente menores que os erros obtidos pelo sistema proposto nesta pesquisa e isso indica que pode haver algo relevante não considerado na modelagem, seja no cálculo da corrente ou da sua incerteza associada. A validação mostrou ainda que existe a possibilidade do controle de temperatura intrínseco do resistor padrão PR06 não estar em condição de pleno funcionamento ou ainda a possibilidade dos parâmetros metrológicos deste resistor (como R_0 , α e β) necessitarem de ajuste.

Ao comparar as melhores incertezas relativas desta pesquisa com as incertezas relativas da Alemanha, França, Estados Unidos e Brasil para a faixa entre o microampere e o miliampere independentemente da técnica utilizada, verifica-se que, para a menor incerteza relativa, os resultados obtidos por esta pesquisa são os melhores entre estes países e para a maior incerteza relativa os resultados desta pesquisa foram maiores apenas do que os INM da Alemanha

(2.1.45) e França (25a). Ao comparar as incertezas relativas desta pesquisa com os resultados de outros institutos que utilizam a lei de Ohm, verificou-se que a menor incerteza relativa obtida nesta pesquisa é melhor que as obtidas pelos 18 INM pesquisados e a maior incerteza desta pesquisa é maior do que a maior incerteza relativa de 7 destes 18 institutos de metrologia pesquisados.

A alteração do modelo de medição de uma para n medições inutilizou a funcionalidade do programa Iprim em calcular o mensurando e a incerteza expandida para esta condição. Entretanto, todas as outras funcionalidades foram utilizadas durante o levantamento experimental. Dentre estas funcionalidades ressalta-se a comunicação realizada entre o DUT e o usuário que impediu que, inadvertidamente fosse fornecido ao resistor padrão uma corrente superior a pré-configurada no cadastramento deste resistor padrão. E embora os resultados para uma medição não tenham sido discutidos, o programa Iprim já está validado para realizar estes cálculos e dessa forma, incrementar estes módulos do programa para a condição de n medições será uma tarefa facilitada graças ao desenvolvimento realizado por esta pesquisa.

Tanto a alteração do modelo para n medições quanto a falha do programa Iprim para realizar a leitura da planilha do sistema PJVS, identificadas durante o levantamento experimental, mostrou que o desenvolvimento de programas para a área de medição é um processo que exige frequente interação e testes com os sistemas envolvidos durante o desenvolvimento do programa.

5.1 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Sugere-se que seja continuado o desenvolvimento do programa Iprim para que ele possa realizar o cálculo da corrente fornecida pelo DUT e incerteza associada para o modelo com n medições de maneira independente ou com o auxílio de uma planilha do tipo Excel. Sugere-se também que, no programa Iprim, seja incluída interface gráfica e as funcionalidades de gerar gráficos e exportar resultados calculados para o Excel para que ele execute os cálculos auxiliares de análise estatística e estimativa das incertezas de medição. Ainda para o programa Iprim sugere-se que seja acrescentado comunicação com o programa que controla o sistema PJVS, denominado iPJVS.

Esta pesquisa mostrou que as incertezas do tipo B que variam em função das variáveis de entrada. Sugere-se que seja realizado um estudo da variabilidade das incertezas do tipo B.

O processo de validação mostrou que os erros relativos obtidos pelo Lacel são por vezes menores que os obtidos pelo sistema proposto nesta pesquisa e por isso levanta-se a hipótese de que pode haver alguma variável não modelada no sistema proposto que esteja fazendo com que o erro relativo tenha sido, em algumas vezes, consideravelmente superior ao obtido pelo Lacel. Assim, sugere-se que seja investigado porque os resistores PR06 e PT20 não foram validados. Adicionalmente, sugere-se que modelo seja atualizado considerando estas possíveis variáveis não modeladas.

A validação mostrou também que existe a possibilidade do resistor PR06 não estar em plenas condições de funcionamento, seja no controle de temperatura ou em suas características construtivas. Assim, sugere-se que seja pesquisado os motivos que levaram a este resistor padrão apresentar erro relativo elevado e com significativa variação.

Observou-se também que os resistores PT16 e PT17, apresentaram incerteza do tipo A maiores que os resistores PR06 e PT20. A sequência das três medições de tensão dos resistores PT16 e PT17 submeteu estes resistores a maior variação de corrente (vertical da Tabela 1) enquanto que a sequência de medição de tensão dos resistores PR06 e PT20 submeteu estes resistores a menor variação de corrente (horizontal da Tabela 1). Assim, sugere-se que, para um mesmo resistor, seja pesquisado se há um aumento da incerteza do tipo A devido à ordem da sequência de medição escolhida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALI, R. S. M. *Development of Electrical Quantities Primary Standards. Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Vol 44, p. 539-561. 2022.

BENS, S. P.; HAMILTON, C. A. *Application of the Josephson Effect to Voltage Metrology. Proceedings of the IEEE*, v 92, n 10, 2004.

BIPM. *BIPM Calibration and measurement capabilities (CMC)*, 2020. Disponível em: <https://www.bipm.org/kcdb/cmc/> . Acessado em 17/09/2022

BIPM. *Mise en pratique for the definition of the ampere and other electric units in the SI*. SI Brochure-Appendix 2, n. May, p. 3–8, 2019. Disponível em: <https://www.bipm.org/utis/en/pdf/si-mep/SI-App2-ampere.pdf>.

BIPM. *The international System of Units (SI)*. 9. Ed.[S.I.: s.n.], 2019. 5-2016 p. ISBN 9789282222720.

BIPM. *JCGM 100: Evaluation of Measurement Data - Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*. [S.I.], 2008.

BALBINOT, ALEXANDRE; BRUSAMARELLO, VALNER JOÃO. *Instrumentação e Fundamentos de Medidas*. 2 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010.

BOYLESTAD, ROBERT L; LOUIS NASHESKY. *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*. 8. ed. São Paulo. Pearson Education do Brasil, 2010.

CLARKE, J; BRAGINSKY, A I. *The SQUID Handbook Vol. 1*. Wiley-VCH Verlag GmbH & Co KGaA. 2004. ISBN 3-527-40229-2.

CIPM. *Calibration and measurement capabilities in the context of the CIPM MRA - Guidelines for their review, acceptance and maintenance*. Version 1.2, 2022.

DIETMAR DRUNG; MARTIN GÖTZ; ECKART PESEL; AND HANSJÖRG. SCHERER *Improving the Traceable Measurement and Generation of Small Direct Currents. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 64 n° 11. 2015.

DZIUBA, RONALD F. *Resistors*. National Institute of Standards and Technology, Maryland, USA. 1996.

ERKAN, O.; GULMEZ, Y.; HAYIRLI, C.; GULMEZ, G.; TURHAN, E.; GALIC, N. *Reference Ultra Low DC Current Source (ULCS) between 1 fA and 100pA at T_{UB}:TAK UME*. In: CPEM 2018 - Conference on Precision Electromagnetic Measurements. [S.I.: s.n.], 2018.

Fluke Corporation 5730A Multifunction Calibration Operators Manual, Rev 1. 2013.

HANSJÖRG SCHERER; DIETMAR DRUNG; CHRISTIAN KRAUSE. *Improved Calibration of Instruments for Small Direct Currents*. Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB). 2016.

HALLIDAY, D; RESNICK, R. Capítulos 30 e 31. *Física - Eletricidade, Magnetismo, Ótica, Parte II*. Rio de Janeiro: AO Livro Técnico, 1968.

HALLIDAY, D; RESNICK, *Elementos de Física Eletromagnetismo*. 10 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2016.

IDOETA, IVAN VALEIJE; CAPUANO, FRANCISCO G. *Elementos de Eletrônica Digital*. São Paulo: Érica. 2007.

INMETRO. *Sistema Internacional de Unidades (SI)*. 9. ed. Brasília: [s.n.], 2021. 130 p. ISBN9788586920288.

INMETRO. *Avaliação de dados de medição - Guia para a expressão de incerteza de medição – GUM 2008*. 1. ed. Rio de Janeiro, 2012. 141 p. ISBN 9788586920134.

INMETRO. *Vocabulário Internacional de Unidades (VIM)*. 1. ed. Brasília: [s.n.], 2012. 94 p. ISBN 978-85-86920-09-7.

KANEKO, N.-H. *Review of quantum electrical standards and benefits and effects of the implementation of the 'revised SI'*. *IEEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 12, p. 627-637, 2017.

Keysight 34420A NanoVolt/Micro-Ohm Meter Data Sheet.

KLITZING, K. Von. *25 Years of Quantum Hall Effect (QHE). A Personal View on the Discovery, Physics and Applications of this Quantum Effect*. *Séminaire Poincaré* 2. 2004.

LARSON, RON; FARBER, BETSY. *Estatística Aplicada*. São Paulo. Pearson Education do Brasil. 2015. ISBN 978-85-4301-811-9.

MINISTÉRIO DA SAÚDE. *Diretrizes Metodológicas elaboração de revisão sistemática e metanálise de ensaios clínicos randomizados*. 1. ed. Brasília: [s.n.], 2012. 92 p. ISBN 978-85-334-1951-3.

NISTVolt-P General Description. 2011.

PJVS-core User Manual: Introduction. 2012.

PJVS-core User Manual: Operating Procedures. 2012.

POIRIER, W.; SCHOPFER, F. *Resistance metrology based on the quantum Hall effect*. *European Physical Journal: Special Topics*, vol. 172, p. 207-245. 2009.

QUEVEDO, CARLOS PERES. *Eletromagnetismo*. São Paulo. McGraw-Hill do Brasil. 1940.

SILVA, J.R.; BRITO, J. P.; BRIONES, R. E. *Condicionamento para operação de um sistema Hall Quântico*. IX SEMETRO. 2011.

STEWART, JAMES. *Cálculo, Volume II*. São Paulo: Cengage Learning, 2013. ISBN-13: 978-0-538-49887-6.

VANDENBROM, H. E.; DELACOURT, P.; RIETVELD, G. *Accurate Subpicoampere Current Source Based on a Differentiating Capacitor With Software-Controlled Nonlinearity Compensation*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, v. 54, n. 2, p. 554–558, apr 2005. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tim.2004.843127>.

WILLENBERG, G.-D.; TAUSCHER, H. N.; WARNECKE, P. *A traceable precision current source for currents between 100 aA and 10 pA*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, v. 52, n. 2, p. 436–439, apr 2003. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tim.2003.810051>.

WILLENBERG, G.-D.; TAUSCHER, H. N. *Novel Digital Voltage Ramp Generator for Use in Precision Current Sources in the Picoampere Range*. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, v. 58, n. 4, p. 756–760, apr 2009. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/tim.2008.2010675>.

ZULMARA V. de CARVALHO.; HELIO S.; JANICE B. F. *Implantação da Padronização Primária de Resistência Elétrica DC Baseada no efeito Hall Quântico*. VIII SEMETRO. 2009.

APÊNDICE A - QUADROS COM CMC PARA MEDIÇÃO E CALIBRAÇÃO DE CORRENTE

Quadro 1 – CMC da Alemanha, Brasil, Estados Unidos e França, para medição de corrente contínua

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Alemanha	PTB	DC current meters: low values	Multimeter, nanoammeter, picoammeter	Calibrator and shunt, voltage drop across shunt	1,0E-9	1,0E-4	A	60	3	µA/A	2,0	Relativa	2013-08-06	2.1.44
Alemanha	PTB	DC current meters: intermediate values	Multimeter	Voltage drop across shunt, precision DC current transformer	1,0E-4	10,0	A	3	3	µA/A	2,0	Relativa	2013-08-06	2.1.45
Brasil	INMETRO	DC current meters: low values	Multimeter	Voltage drop across shunt	10,0	100,0	µA	7,8	11	µA/A	2,0	Relativa	2020-07-28	INMETRO/8091
Brasil	INMETRO	DC current meters: low and intermediate values	Multimeter	Voltage drop across shunt	1,0E-4	20,0	A	7,6	16	µA/A	2,0	Relativa	2020-07-28	INMETRO/8092

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Estados Unidos	NIST	DC current: meters	Multimeter	Comparison with characterized calibrator	10,0	10,0	mA	10	10	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2007-03-29	NIST/53200S
França	LNE	DC current meters: low values	Ammeter, multimeter	Current comparator	1,0	100,0	μA	1,3	1,3	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2015-01-06	LNE/25a
França	LNE	DC current meters: intermediate values	Ammeter, multimeter	Current comparator	1,0E-4	20,0	A	1,3	8	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2015-01-06	LNE/26a

Fonte: Elaboração própria

Quadro 2 – CMC para medição de corrente contínua no mundo, entre o nanoampere e miliampere, que utiliza a da lei de Ohm

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Espanha	CEM	DC current meters: intermediate values	Ammeter	Source characterised using voltage and standard resistor / current comparator	1,0E-4	10,0	A	2	10	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2013-08-06	CEM/109
China	NIM	DC current meters: low values	Pico-ammeter, nano-ammeter, multimeter, multifunction transfer standard	Comparison with resistance standards and DC voltmeter	1,0E-12	1,0E-4	A	3,8	5000	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2014-11-10	NIM/3.2.1
China	NIM	DC current meters: intermediate values	Current comparator	Comparison with resistance standards and DC voltmeter, standards current and current ratio	0,001	10,0	A	3,9	16	$\mu\text{A}/\text{A}$	3,0	Relativa	2014-11-10	NIM/3.2.2

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Polonia	GUM	DC current meters: intermediate values	Multimeter, ammeters	Drop voltage across the standard resistor or Direct comparison	1,0E-4	20,0	A	4	14000	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2021-01-14	GUM/12z
Uruguai	UTE	DC current	Meter	Standard resistor, reference voltmeter	10,0	30,0	mA	4	4	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2008-09-03	Não informado
Eslovenia	MIRS/SIQ/Metrology	DC current meters: intermediate values	Multimeter, multifunction transfer standard	U / R ratio	1,0E-4	20,0	A	5	100	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2019-02-07	27 (190)
Finlândia	MIKES	DC current meters: intermediate values	Multimeter	Voltage across resistance standard, comparison with multifunction calibrator	1,0E-4	20,0	A	5	20	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2013-08-06	MIKES/68n

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Singapura	NMC, A*STAR	DC current meters intermediate values	Multimeter, ammeter	Measurement by voltage drop across resistance standard, current source	1,0E-4	20,0	A	5	751	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2023-01-04	3.2.2
Uruguai	UTE	DC current	Meter	Standard resistor, reference voltmeter	1,0	10,0	mA	5	5	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2008-09-03	Não informado
India	NPLI	DC current meters: low values	Multifunction transfer standard, multimeter	Voltage drop across reference resistor	1,0	100,0	μA	5,5	5,5	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2014-11-10	NPLI/18
Uruguai	UTE	DC current	Meter	Standard resistor, reference voltmeter	0,1	0,1	mA	6	6	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2008-09-03	Não informado

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
Bosnia	IMBIH	DC current meters: low values	DC current meter, multimeter	Drop voltage across the standard resistor	1,0	100,0	μA	6,5	25	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2017-05-11	Não informado
Bosnia	IMBIH	DC current meters: intermediate values	DC current meter, multimeter	Drop voltage across the standard resistor	0,1	200,0	mA	6,5	6,5	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2017-05-11	Não informado
Suíça	RISE	DC current meters: intermediate values	Nano-ammeter, multimeter	Voltage drop across resistor	0,2	200,0	mA	7	7	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2013-08-06	31d
Uruguai	UTE	DC current	Meter	Standard resistor, reference voltmeter	30,0	100,0	mA	8	8	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2008-09-03	Não informado
Portugal	IPQ	DC current meters: low values	Ammeter, multimeter	Source characterised using voltage	1,0E-8	1,0E-4	A	15	75	$\mu\text{A}/\text{A}$	2,0	Relativa	2022-03-31	IPQ/403.22

País	Instituto	Medição	Instrumento sob estudo	Tipo de Instrumento ou método Aplicado	Valor mínimo do mensurando	Valor máximo do mensurando	Unidade	Mínima incerteza expandida	Máxima incerteza expandida	Unidade	Fator de abrangência (k)	Tipo da Incerteza	Data da aprovação	Identificação INM
				and standard resistor										
Áustria	BEV	DC current meters: intermediate values	DC ammeter, multimeter	Voltage drop across resistor	1,0E-4	20,0	A	20	40	μA/A	2,0	Relativa	2013-08-06	BEV/18
Russia	VNIIM	DC current meters: low values	Current multimeters	Direct measurement, Comparison by means of voltage standard and resistance standard	Não informado	Não informado	A	30	50000	μA/A	2,0	Relativa	2020-03-28	33.1

Fonte: Elaboração própria

APÊNDICE B – CALIBRAÇÃO POR ARTEFATO PARA O CALIBRADOR

MULTIFUNÇÃO MODELO 5730A.

A calibração por artefato no calibrador 5730A é um procedimento que consiste em fornecer a este calibrador padrões de referência com artefatos de 10 V, 1 Ω e 10 k Ω . Com isso o calibrador 5730A é capaz de ajustar suas constantes internas e assim possibilitar que, após a calibração por artefato, as grandezas fornecidas por ele sejam mais próximas do valor verdadeiro.

Para realizar este procedimento foi seguido previsto no tópico *Calibration Procedure* do capítulo 7 do *Operators Manual* onde a sequência de passos estabelece que inicialmente deverá ser fornecido ao 5730A a referência externa em tensão (até o passo nº 9) e posteriormente, no mesmo procedimento, deverá ser fornecido ao 5730A referências externas em resistência.

Neste anexo registrou-se as informações específicas sobre os procedimentos adotados para a calibração por artefato realizada para esta pesquisa, ou seja, não há uma transcrição de cada passo previsto para a calibração por artefato, mas sim procedimentos específicos adotados para esta pesquisa (não previstos no manual do calibrador 5730A) e o registro dos resultados obtidos.

Preparação dos conectores:

Antes de conectar os fios condutores aos padrões e ao calibrador 5730A as pontas destes fios eram limpas utilizando, em sequência os seguintes produtos: abrasivo não condutor, borracha e álcool isopropílico. Adicionalmente, os bornes do 5730A e dos padrões eram higienizados com álcool isopropílico aplicado com um cotonete.

Medição do aterramento:

Toda a calibração por artefato foi realizada com o calibrador 5730A conectado ao aterramento do rack onde encontra-se o sistema PJVS. Este rack, por sua vez, foi conectado ao aterramento do Lameq. Para avaliar o aterramento do calibrador 5730A realizou-se as medições apresentadas no Quadro 1 utilizando o multímetro Fluke 298 cod EA 041 SN 96650011 na função miliohmímetro.

Quadro 1 – Medições do aterramento.

Local da medição	Resistência medida pelo Fluke 298 [Ω]	Resistência das ponteiros do Fluke 298 [Ω]	Resistência real do local da medição [Ω]
Pino “Ground” do 5730 e chassis do 5730.	0,06	0,05	0,01
Pino “Ground” do 5730 e barra de aterramento do Lameq	1,60	0,05	1,55
Pino terra do rack do PJVS e barra de aterramento	0,85	0,05	0,80

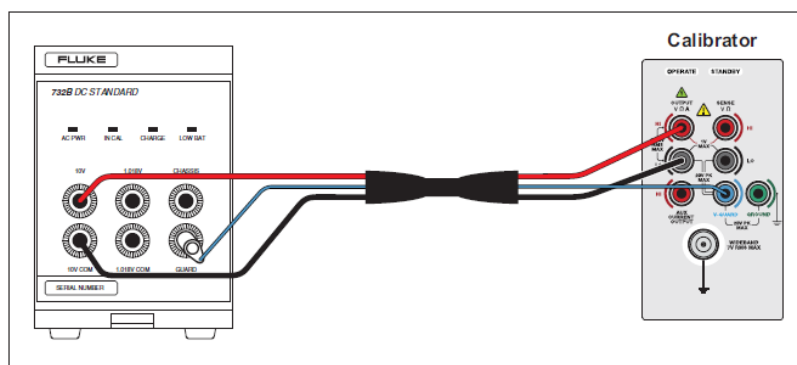
Fonte: elaboração própria.

Vale ressaltar que após a medição da resistência de cada local, media-se a resistência das ponteiros do multímetro curto circuitando as imediatamente após a medição. Assim, a coluna denominada “Resistência real do local da medição”, apresentada no Quadro 1 é obtida a partir da subtração do valor medido pelo multímetro e o valor da resistência intrínseca de suas ponteiros.

Procedimentos específicos e resultados da calibração por artefato:

A conexão da referência de tensão ao calibrador 5730A foi realizada conforme apresentado na Figura 1.

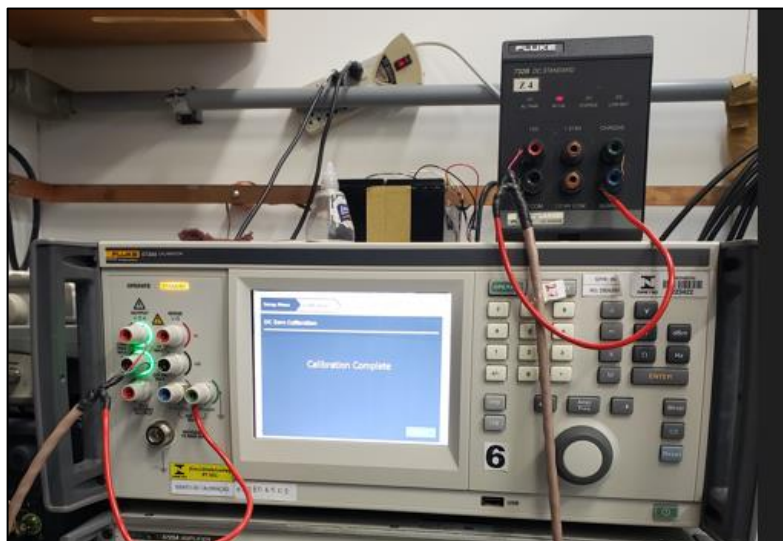
Figura 1 - Conexões do padrão de tensão ao calibrador 5730A.



Fonte: operators manual do calibrador 5730A.

Na Figura 2 é apresentada a disposição dos equipamentos no Lameq.

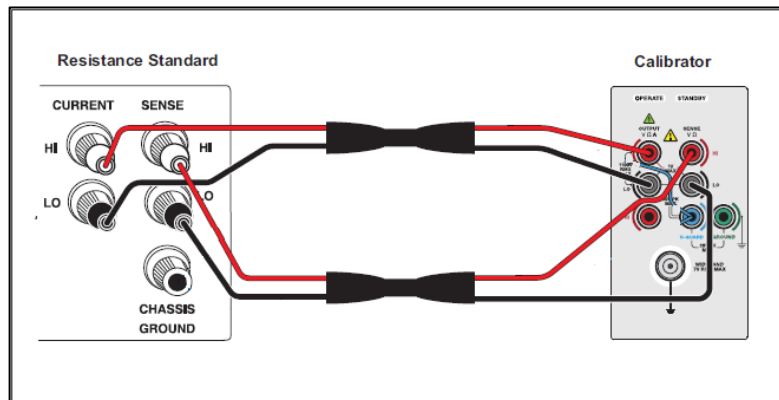
Figura 2 – Disposição dos equipamentos para referência em tensão.



Fonte: elaboração própria.

A conexão da referência em resistência para o calibrador 5730A foi realizada conforme apresentado na Figura 3.

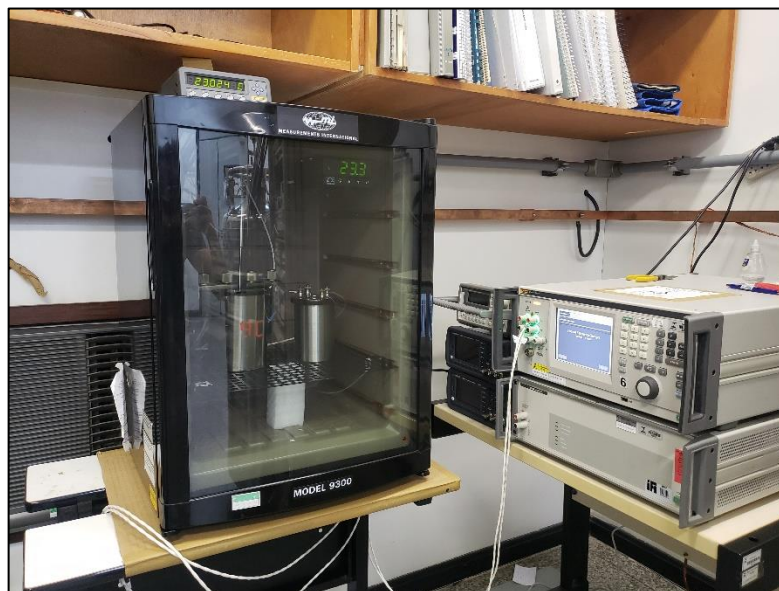
Figura 3 – Conexões utilizadas entre o resistor padrão e o calibrador 5730A.



Fonte Adaptado de *Operators Manual* do calibrador 5730A .

Vale ressaltar que para a conexão dos padrões de resistência (passo nº 11 do *calibration procedure*) optou-se por não utilizar o pino *guard*, tendo em vista que para calibração dos resistores padrão não é utilizado este pino e assim, os parâmetros destes resistores padrão correspondem a este equipamento sem o uso deste pino. As conexões do padrão de tensão e dos padrões de resistência são apresentadas na Figura 4.

Figura 4 – Conexões utilizadas entre o resistor padrão e o calibrador 5730A.



Fonte: elaboração própria.

As informações e características dos padrões de tensão e resistência utilizados na calibração por artefato são apresentados no Quadro 2:

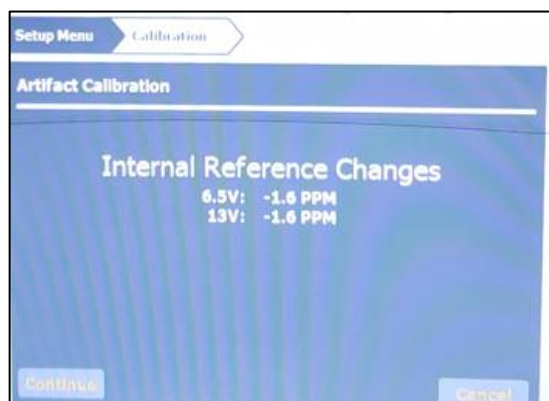
Quadro 2 – Características dos padrões de tensão e resistência.

Identificação do padrão	Valor nominal	Valor de calibração	Data da calibração	Incerteza padrão
Zenner 732B	10 V	9,999930143 V	De 6 a 10/11/2023	0,250 μ V
PT16	1 Ω	1,00000184 Ω	09/11/2023	0,4 $\mu\Omega$
PT20	10 Ω	10000,2539	13/11/2023	7300 $\mu\Omega$

Fonte: elaboração própria.

Após o procedimento de calibração por artefato utilizando o padrão de tensão (após o passo nº 9) o calibrador multifunção apresentou em sua tela os valores de ajuste, em ppm, conforme Figura 5 tanto para tensão direta quanto para tensão reversa.

Figura 5 – Informação fornecida pelo 5730A dos ajustes internos nos parâmetros de tensão.



Fonte: Elaboração própria

Por fim, após o procedimento de calibração por artefato dos resistores padrão (após o passo nº 14) o calibrador multifunção apresentou em sua tela os valores de ajuste, em ppm, conforme Figura 6:

Figura 6 – Informação fornecida pelo 5730A dos ajustes internos nos parâmetros de resistência.



Fonte: Elaboração própria

APÊNDICE C - TERMOS UTILIZADOS PELOS FABRICANTES DE RESISTORES.

Neste apêndice são analisados os termos utilizados pelos fabricantes dos resistores.

Tolerância

A empresa *Tinsley Precision Instruments* não fornece nenhuma informação sobre o significado do termo *tolerance* empregado na tabela *Standard reference resistor*, model 5685. Já a empresa *Measurements International (MMI)*, no rodapé da tabela *Specifications* do datasheet do resistor 9331R, define tolerância como uma variância potencial da resistência nominal decorrente da fabricação.

A variância, apresentada na equação (c1) é um termo definido na estatística que informa o quanto as variáveis aleatórias de uma série de dados se afastaram da média desta série.

$$\sigma^2 = \frac{\sum(x - \mu)^2}{N} \quad (c1)$$

Onde:

σ^2 é a variância da série;

μ é a média da série;

x é a variável aleatória;

N número de variáveis aleatórias.

Pela equação (c1), observa-se que a variância informa a média da soma do quadrado da distância de cada variável aleatória em relação à média. Este detalhe do quadrado é extremamente importante quando empregamos este conceito em medição uma vez que a unidade de medida da variância será o quadrado da unidade de medida da medição.

Dessa forma, uma maneira melhor de representar o afastamento de uma série de medições em torno da média é utilizando o desvio padrão, uma vez que ele é obtido extraindo-se a raiz da variância (LARSON, 2015).

$$\sigma = \sqrt{\sigma^2} = \sqrt{\frac{\sum(x - \mu)^2}{N}} \quad (c2)$$

Onde:

σ é o desvio padrão;

σ^2 é a variância;

μ é a média ;

x é a variável aleatória;

N número de variáveis aleatórias.

Entretanto, nos *datasheet* dos resistores de ambas as empresas o parâmetro *tolerance* é dado em partes por milhão (ppm) que é adimensional e portanto não possibilita identificar se este termo estaria ligado à variância ou ao desvio padrão.

De acordo com Dziuba (1996) *tolerance* é uma exatidão inicial e indica o afastamento de um valor de resistência em relação ao valor nominal.

Os especialistas do Inmetro que utilizam estes resistores entendem que *tolerance* trata-se do intervalo possível onde encontra-se o valor inicial da resistência. Ou seja, ao realizar a primeira medição em um resistor recentemente adquirido, esta medição estará compreendida dentro do intervalo definido por *tolerance*. Com o passar o tempo este valor de resistência sofrerá alteração natural.

Coefficiente de Temperatura (TC)

A resistividade ρ e o coeficiente de temperatura α são características do material utilizado na construção do resistor. A partir da resistividade é possível construir um resistor de resistência R dada pela equação (c3).

$$R = \rho \times \frac{L}{A} \quad (c3)$$

Onde:

R é a resistência;

ρ é a resistividade em $\Omega \frac{m}{m^2}$;

L é o comprimento do material utilizado para construir o resistor em m ;

A é a área da seção transversal do resistor de comprimento L em m^2 .

A resistividade ρ depende da temperatura T do material do resistor conforme a equação ((c4) (HALLIDAY, RESNICK, WALKER, 2016):

$$\rho - \rho_0 = \rho_0 \times \alpha \times (T - T_0) \quad (c4)$$

Onde:

ρ é a resistividade na temperatura em $\Omega \frac{m}{m^2}$ na temperatura T ;

ρ_0 é a resistividade na temperatura em $\Omega \frac{m}{m^2}$ na temperatura T_0 ;

α é o coeficiente de temperatura;

T é a temperatura de operação em °C ou K;

T_0 é a temperatura para ρ_0 em °C ou K.

Associando as equações ((c4) e ((c3) e isolando-se R é obtida na equação (c5) a expressão do valor da resistência em função do coeficiente de temperatura α :

$$R = R_0 + R_0 \times \alpha \times (T - T_0) \quad (c5)$$

Onde:

R_0 é a resistência na temperatura T_0 ;

R é a resistência na temperatura T ;

α é o coeficiente de temperatura;

T é a temperatura de operação em °C ou K;

T_0 é a temperatura para ρ_0 em °C ou K;

Pela equação ((c5) observa-se que além do parâmetro α os parâmetros R_0 e seu respectivo T_0 são imprescindíveis para o cálculo da resistência em função da temperatura. No Quadro 1 do corpo principal da dissertação, o parâmetro α é o coeficiente de temperatura (TC), T_0 é localizado imediatamente antes e R_0 é o valor nominal da resistência.

Entretanto, o comportamento de resistores padrão em função da temperatura é melhor representado de forma quadrática, conforme equação (c6) (DZIUBA, 1996).

$$R = R_0 \times (1 + \alpha \times (T - T_0) + \beta \times (T - T_0)^2). \quad (c6)$$

Onde:

R é a resistência na temperatura T ;

R_0 é a resistência na temperatura T_0 ;

α é o coeficiente da inclinação da temperatura em T_0 ;

T é a temperatura de operação em °C ou K;

T_0 é a temperatura para ρ_0 em °C ou K;

β é o coeficiente quadrático para toda faixa de operação.

Gradiente

Em uma função com mais de uma variável, como por exemplo uma superfície, representada por $z = f(x, y)$, o gradiente dessa função é um vetor no plano x, y que indica a direção de maior variação de z . Matematicamente o vetor gradiente é representado pela equação (c7).

$$\vec{\nabla}f(x, y) = \left(\frac{\partial f(x, y)}{\partial x}, \frac{\partial f(x, y)}{\partial y} \right) \quad (c7)$$

Onde:

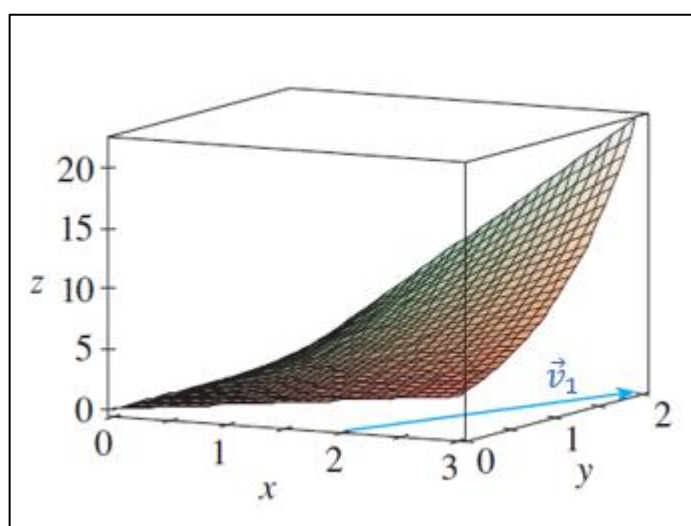
$\vec{\nabla}f(x, y)$ é o vetor gradiente da função $f(x, y)$;

$\frac{\partial f(x, y)}{\partial x}$ é a derivada parcial de $f(x, y)$ em relação à variável x ;

$\frac{\partial f(x, y)}{\partial y}$ é a derivada parcial de $f(x, y)$ em relação à variável y .

A Figura 1 representa o vetor gradiente $\vec{v}_1 = 1\vec{i} + 2\vec{j}$ no ponto $(2,1)$, ou seja, indica que neste plano a maior variação de z (neste caso o maior crescimento) está na direção de \vec{v}_1 .

Figura 1 – Representação gráfica do vetor gradiente.



Fonte: adaptado de (STEWART, 2013).

Adicionalmente, a derivada parcial de $f(x, y)$ em relação a x ($\frac{\partial f(x, y)}{\partial x}$) indica a taxa de variação (crescimento ou decréscimo) de $f(x, y)$ especificamente na direção do eixo x (STEWART, 2013).

Esta compreensão contribui para o entendimento de que o termo *gradient* utilizado pela empresa MMI, representa a taxa de crescimento, constante, da resistência do padrão em função de uma variável não explicitamente informada pelo fabricante. Esta variável trata-se da tensão de operação do resistor padrão e só foi possível ser identificada graças a observação da unidade do termo *gradient* $\left(\frac{\mu\Omega}{\Omega V}\right)$. Ou seja, possuir um *gradient* de $5\left(\frac{\mu\Omega}{\Omega V}\right)$ significa que para cada volt aplicado ao resistor padrão, o valor informado pelo fabricante é aumentado em $5\mu\Omega$ para cada Ω .

Vale ressaltar que através do contato realizado com especialistas do Lameq, o termo e parâmetro *gradient* não são comumente utilizados, ou seja, esta variação de resistência em função da tensão em que o resistor está sendo submetido, não é abordada com o uso deste parâmetro.

APÊNDICE D – QUADRO COM OS CRITÉRIOS PARA OPERAÇÃO DO PADRÃO PROPOSTO.

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250µV e 10V?)
PT16	1 Ω	Corrente utilizada na calibração de 10 mA	10 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	0,1	10	mV	não	não	sim
PT16	1 Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	100 mA	220 mA	0,1 µA	20 Ω	10	100	mV	não	não	sim
PT16	1 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 µA	0,1 nA	220 µA	0,1 nA	20 kΩ	1E-17	0,1	nV	não	não	não
PT16	1 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 µA	220 µA	220 µA	0,1 nA	20 kΩ	0,0000484	220	µV	não	não	não
PT16	1 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 kΩ	1E-15	1	nV	não	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT16	1 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	0,00484	2,2	mV	não	não	sim
PT16	1 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-13	10	nV	não	não	não
PT16	1 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	0,484	22	mV	não	não	sim
PT16	1 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-11	100	nV	não	não	não
PT16	1 Ω	Metade da máxima potencia do resistor	50 mA	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	2,5	50	mV	não	não	sim
PT17	10 Ω	Corrente utilizada na calibração de 10 mA	10 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	1	100	mV	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250µV e 10V?)
PT17	10 Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	30 mA	220 mA	0,1 µA	20 Ω	9	300	mV	não	não	sim
PT17	10 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 µA	0,1 nA	220 µA	0,1 nA	20 kΩ	1E-16	1	nV	não	não	não
PT17	10 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 µA	220 µA	220 µA	0,1 nA	20 kΩ	0,000484	2,2	mV	não	não	sim
PT17	10 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 kΩ	1E-14	10	nV	não	não	não
PT17	10 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 kΩ	0,0484	22	mV	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT17	10 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-12	0,1	μ V	não	não	não
PT17	10 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	4,84	220	mV	não	não	sim
PT17	10 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-10	1	μ V	não	não	não
PT17	10 Ω	Metade da máxima potencia do resistor	15 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	2,25	150	mV	não	não	sim
PT18	1 k Ω	Corrente utilizada na calibração de 0,3 mA	0,3 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	0,09	300	mV	não	não	sim
PT18	1 k Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	3 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	4,84	2,2	V	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT18	1 k Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	0,1 nA	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	1E-14	100	nV	não	não	não
PT18	1 k Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	220 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,0484	220	mV	não	não	sim
PT18	1 k Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	1E-12	1	μ V	não	não	não
PT18	1 k Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	4,84	2,2	V	não	não	sim
PT18	1 k Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-10	10	μ V	sim	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT18	1 k Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	484	22	V	sim	sim	não
PT18	1 k Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-08	100	μ V	sim	não	não
PT18	1 k Ω	Metade da máxima potencia do resistor	1,5 mA	2,2 mA	10 nA	2 k Ω	2,25	1,5	V	não	não	sim
PT19	10 K Ω	Corrente utilizada na calibração de 0,03 mA	30 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,009	300	mV	não	não	sim
PT19	10 K Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	1 mA	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,484	2,2	V	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT19	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	0,1 nA	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	1E-13	1	μ V	não	não	não
PT19	10 K Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	220 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,484	2,2	V	não	não	sim
PT19	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	1E-11	10	μ V	sim	não	não
PT19	10 K Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	48,4	22	V	sim	sim	não
PT19	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-09	100	μ V	sim	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250µV e 10V?)
PT19	10 KΩ	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	4840	220	V	sim	sim	não
PT19	10 KΩ	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 µA	220 mA	0,1 µA	20 Ω	0,0000001	1	mV	sim	não	sim
PT19	10 KΩ	Metade da máxima potencia do resistor	500 µA	2,2 mA	10 nA	2 kΩ	0	0	V	sim	não	não
PR06	100 Ω	Corrente utilizada na calibração de 3 mA	3 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	0,9	300	mV	não	não	sim
PR06	100 Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	10 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	10	1	V	não	não	sim
PR06	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 µA	0,1 nA	220 µA	0,1 nA	20 kΩ	1E-15	10	nV	não	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PR06	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	220 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,00484	22	mV	não	não	sim
PR06	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	1E-13	0,1	μ V	não	não	não
PR06	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	0,484	0,22	V	não	não	sim
PR06	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-11	1	μ V	não	não	não
PR06	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-09	10	μ V	não	não	não
PR06	100 Ω	Metade da máxima potencia do resistor	5 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	2,5	0,5	V	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250μV e 10V?)
PR15	100 Ω	Corrente utilizada na calibração de 3 mA	3 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	0,9	300	mV	não	não	sim
PR15	100 Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	10 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	10	1	V	não	não	sim
PR15	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 μA	0,1 nA	220 μA	0,1 nA	20 kΩ	1E-15	10	nV	não	não	não
PR15	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μA	220 μA	220 μA	0,1 nA	20 kΩ	0,00484	22	mV	não	não	sim
PR15	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 kΩ	1E-13	0,1	μV	não	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PR15	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	0,484	0,22	V	não	não	sim
PR15	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-11	1	μ V	não	não	não
PR15	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-09	10	μ V	sim	não	não
PR15	100 Ω	Metade da máxima potencia do resistor	5 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	2,5	0,5	V	não	não	sim
PR07	100 Ω	Corrente utilizada na calibração de 3 mA	3 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	0,9	300	mV	não	não	sim
PR07	100 Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 1 W	22 mA (e não 100 mA)	22 mA	10 nA	200 Ω	48,4	2,2	V	não	não	sim

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PR07	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	0,1 nA	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	1E-15	10	nV	não	não	não
PR07	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	220 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,00484	22	mV	não	não	sim
PR07	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	1E-13	0,1	μ V	não	não	não
PR07	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	0,484	0,22	V	não	não	sim
PR07	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-11	1	μ V	não	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PR07	100 Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	48,4	2,2	V	não	não	sim
PR07	100 Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	1E-09	10	μ V	sim	não	não
PR07	100 Ω	Metade da máxima potencia do resistor	10 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	10	1	V	não	não	sim
PT20	10 K Ω	Corrente utilizada na calibração de 0,03 mA	30 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,009	300	mV	não	não	sim
PT20	10 K Ω	Corrente para potencia máxima do resistor de 10 mW	220 μ A (e não 1mA)	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,484	2,2	V	não	não	sim
PT20	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	0,1 nA	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	1E-13	1000	nV	não	não	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT20	10 K Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 220 μ A	220 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,484	2,2	V	não	não	sim
PT20	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	1 nA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	1E-11	10	μ V	sim	não	não
PT20	10 K Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 2,2 mA	2,2 mA	2,2 mA	1 nA	2 k Ω	48,4	22	V	sim	sim	não
PT20	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	10 nA	22 mA	10 nA	200 Ω	1E-09	100	μ V	sim	não	não
PT20	10 K Ω	Último ponto possível do 5730 na escala de 22 mA	22 mA	22 mA	10 nA	200 Ω	4840	220	V	sim	sim	não

Identificação do Resistor	Valor nominal	Critério para a corrente fornecida	Corrente fornecida pelo 5730A	Escala do 5730A utilizada	Resolução do 5730A	Resistência máxima permitida pelo 5730A	Potência dissipada no resistor [mW]	Tensão necessária para 5730A		Maior que a carga máxima para o 5730A (resistência)?	Tensão para o 5730 maior que 10 V, 3 V ou 2,2 V? (<i>compliance</i>)	PJVS consegue medir? (está entre 250 μ V e 10V?)
PT20	10 K Ω	Primeiro ponto possível do 5730 na escala de 220 mA	0,1 μ A	220 mA	0,1 μ A	20 Ω	0,0000001	1	mV	sim	não	sim
PT20	10 K Ω	Metade da máxima potencia do resistor	110 μ A	220 μ A	0,1 nA	20 k Ω	0,1	1	V	não	não	sim

APÊNDICE E – MANUAL DO USUÁRIO PARA O PROGRAMA IPRIM

Este manual foi desenvolvido para possibilitar ao usuário operar o programa desenvolvido nesta pesquisa a partir do ambiente de desenvolvimento Pycharm.

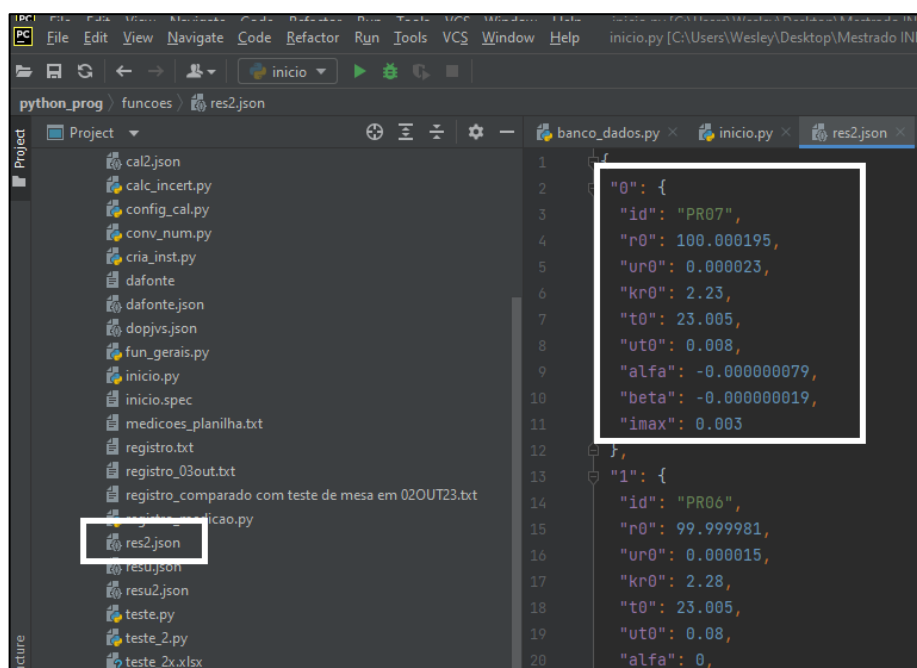
Capítulo 1 – Cadastrar ou editar informações de resistor padrão

Antes de iniciar a medição com o programa Iprim é imprescindível que o resistor padrão que será utilizado na medição já esteja cadastrado.

Os resistores padrão são cadastrados com as seguintes informações: identificação do resistor, armazenado na variável **id**; valor em ohm da resistência obtida na última calibração, armazenado na variável **r0**; incerteza expandida em ohm desta resistência, armazenado na variável **ur0**; fator de abrangência adimensional desta incerteza expandida, armazenado na variável **kr0**; temperatura em °C em que o resistor padrão foi calibrado, armazenado na variável **t0**; o alfa do resistor padrão em °C⁻¹, armazenado na variável **alfa**; o beta em °C⁻² armazenado na variável **beta**; e a corrente máxima em A que poderá circular pelo resistor, armazenada na variável “**imax**”.

Para alterar as características de um resistor já previamente cadastrado é necessário acessar o módulo denominado “**res2.json**” e alterar a(s) característica(s) do resistor padrão desejado, conforme apresentado na figura abaixo:

Figura 1 – Editar resistor previamente cadastrado.



Fonte: elaboração própria.

Para cadastrar um novo resistor padrão é necessário copiar e colar a estrutura completa de um resistor padrão já existente (linha 2 à 12 da Figura 1), editar o primeiro número inteiro que identifica a estrutura (colocando o número inteiro seguinte) e editar o “id” com uma identificação ainda não utilizada. A Figura 2 exemplifica a criação do resistor número “5” com id “teste”, copiado e colado do resistor padrão da estrutura “4”:

Figura 2 – Cadastro de novo resistor padrão.

```

45  },
46  "4": {
47      "id": "PT20",
48      "r0": 10000.2539,
49      "ur0": 0.0073,
50      "kr0": 13.97,
51      "t0": 23.005,
52      "ut0": 0.008,
53      "alfa": 0.000000028,
54      "beta": -0.000000012,
55      "imax": 0.000219
56  },
57  "5": {
58      "id": "teste",
59      "r0": 10000.2539,
60      "ur0": 0.0073,
61      "kr0": 13.97,
62      "t0": 23.005,
63      "ut0": 0.008,
64      "alfa": 0.000000028,
65      "beta": -0.000000012,
66      "imax": 0.000219
67  }

```

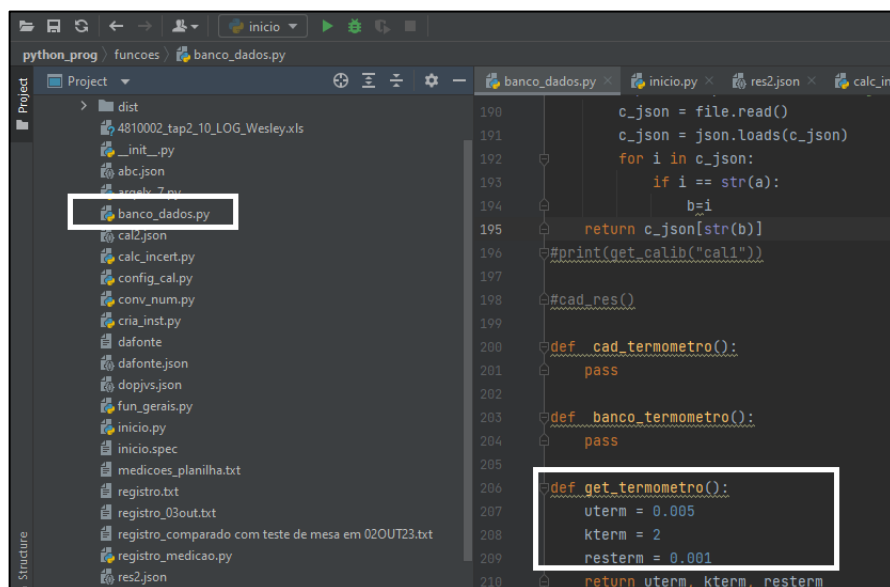
Fonte: elaboração própria.

Vale ressaltar que deverá ser respeitada a indentação do programa e ainda para o último resistor padrão dentro do módulo `res2.json` não deverá haver vírgula conforme indicado na última seta inferior (observe que após o colchete do resistor da estrutura 4 há uma vírgula).

Capítulo 2 – Editar informações do termômetro do modelo

No modelo do sistema de medição proposto utiliza-se um termômetro para a medição da temperatura ambiente. Os parâmetros de resolução, incerteza expandida e fator de abrangência do termômetro utilizado no sistema poderão ser alteradas no seguinte local: módulo nomeado `banco_dados.py` função nomeada `get_termometro()`, conforme destacado na figura abaixo:

Figura 3 – Alteração dos parâmetros do termômetro.



Fonte: elaboração própria.

Na Figura 3 os parâmetros resolução, incerteza expandida e fator de abrangência do termômetro encontram-se nas variáveis *resterm*, *uterm* e *kterm* respectivamente.

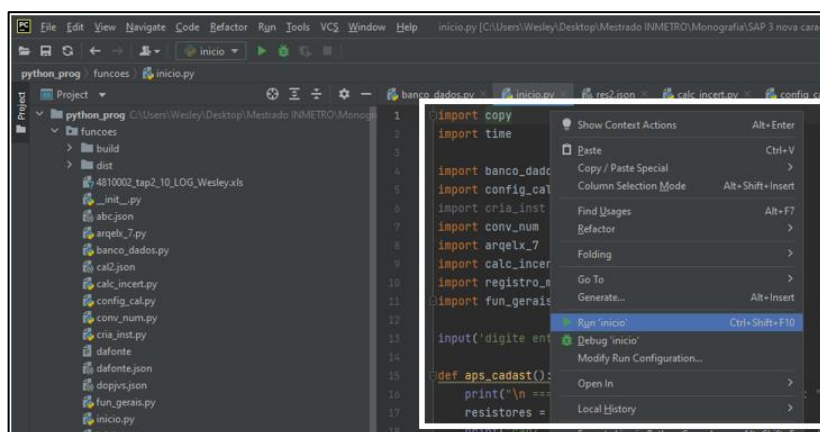
Capítulo 3 – Realizar medições

Aos seguir os passos descritos neste capítulo o usuário realizará a medição de corrente utilizando o padrão primário proposto nesta pesquisa.

1 – No módulo **inicio.py** clicar com o botão direito do mouse na área da direita e clicar em **Run inicio**, conforme a abaixo.

Figura 4 abaixo.

Figura 4 – Iniciar o programa.



Fonte: elaboração própria.

2 – Ao iniciar, o programa vai solicitar que o usuário digite *enter*. Posteriormente o programa vai informar os resistores cadastrados, e mostrar ao usuário que ao digitar 1 será iniciada a calibração. O usuário deverá digitar 1, conforme a Figura 5.

Figura 5 – Iniciar calibração.

```

Run: Inicio
"C:\Users\Wesley\Desktop\Mestrado INMETRO\Monografia\SAP 3 nova caracterização\python_prog\venv\Scripts\python.exe
INMETRO/Monografia/SAP 3 nova caracterização/python_prog/funcoes/inicio.py"
digite enter ←

=====
Resistores cadastrados: ←
cad/ id/      r0/      /vr0      /kr0      /t0      /ut0 /alfa /beta
0/  PR07/ 100.000195/ 2.3e-05/ 2.23/ 23.005/ 0.008/ -7.9e-08/ -1.9e-08/ 0.003/
1/  PR06/ 99.999981/ 1.5e-05/ 2.28/ 23.005/ 0.08/ 0/ -7.21e-08/ 0.003/
2/  PT16/ 1.00000175/ 6.1e-07/ 3.31/ 23.005/ 0.008/ -2.103e-07/ -1.61e-08/ 0.01/
3/  PT17/ 10.000007/ 1.9e-05/ 4.53/ 23.005/ 0.008/ 3.79e-07/ -2.46e-08/ 0.01/
4/  PT20/ 10000.2539/ 0.0073/ 13.97/ 23.005/ 0.008/ 2.8e-08/ -1.2e-08/ 0.000219/
5/  teste/ 10000.2539/ 0.0073/ 13.97/ 23.005/ 0.008/ 2.8e-08/ -1.2e-08/ 0.000219/
Digite um numero de acordo com a opção:
1 - Iniciar calibração ←
2 - Cadastrar resistor padrão
3 - cadastrar calibrador
4 - sair do sistema
1 ←
  
```

Fonte: elaboração própria.

3 – O programa vai solicitar ao usuário que digite o cad do instrumento que pretende calibrar. O usuário deverá digitar cal1 que corresponde ao cadastro do calibrador 5730A. Ao digitar cal1 o programa vai informar ao usuário quais as faixas do cal1 os resistores padrão cadastrados conseguem calibrar e solicitar ao usuário qual resistor padrão ele quer utilizar na calibração do cal 1, conforme a figura abaixo (neste manual escolheu-se aleatoriamente o resistor PT20):

Figura 6 – Escolhendo o resistor padrão.

```

Digite o cad do instrumento que pretende calibrar: cal1 ←
A fonte que será calibrada consegue alimentar os seguintes resistores cadastrados: [id , faixa]
['PR07', 0.00022]
['PR07', 0.0022]
['PR07', 0.022]
['PR06', 0.00022]
['PR06', 0.0022]
['PR06', 0.022]
['PT16', 0.00022]
['PT16', 0.0022]
['PT16', 0.022]
['PT16', 2.2]
['PT17', 0.00022]
['PT17', 0.0022]
['PT17', 0.022]
['PT17', 0.22]
['PT20', 0.00022]
['teste', 0.00022]
Digite a id do resistor que irá utilizar: PT20 ←
  
```

Fonte: elaboração própria.

4 – Após o usuário escolher o resistor padrão que irá utilizar o programa informará ao usuário as faixas que poderão ser calibradas, solicitará a corrente máxima que será utilizada na calibração advertindo a corrente máxima que poderá circular pelo resistor padrão, conforme a Figura 7:

Figura 7 – Definindo a corrente máxima durante a calibração.

```
0 resistor PT20 calibra as seguintes faixas do call [A]:
0.00022/
alfa = 2.8e-08, beta = -1.2e-08, r0= 10000.2539, ur0 = 0.0073, kr0 = 13.97, t0 = 23.005, ut0 = 0.008ut = 0.005, kt = 2, rest = 0.001
Digite a corrente máxima em amperes em que você vai submeter o resistor PT20
(ATENÇÃO, O MÁXIMO RECOMENDADOPELO FABRICANTE do PT20 É DE 0.000219 A: |
Ativar o W
Acesso Conf
```

Fonte: elaboração própria.

4.1 – Caso o usuário digite uma corrente acima do limite máximo cadastrado para o resistor padrão o programa o avverte e solicita nova corrente menor que o limite máximo do resistor padrão, conforme Figura 8.

Figura 8 – Advertência para corrente superior à permitida para o resistor padrão.

```
Digite a corrente máxima em amperes em que você vai submeter o resistor PT20
(ATENÇÃO, O MÁXIMO RECOMENDADOPELO FABRICANTE do PT20 É DE 0.000219 A: 0.000220
!!! NÃO DANIFIQUE O PT20, digite uma corrente de no máximo 0.000219 !!!
Digite a corrente máxima em amperes em que você vai submeter o resistor PT20
(ATENÇÃO, O MÁXIMO RECOMENDADOPELO FABRICANTE do PT20 É DE 0.000219 A:
```

Fonte: elaboração própria.

5 – Após selecionar a corrente máxima que será utilizada, o sistema automaticamente informa ao usuário a faixa que será utilizada e distribui o intervalo de correntes a serem calibradas em 5 pontos equidistantes sendo o último ponto a corrente máxima escolhida pelo usuário, conforme a Figura 9.

Figura 9 – Distribuição automática dos pontos equidistantes por faixa do DUT.

```
Digite a corrente máxima em amperes em que você vai submeter o resistor PT20
(ATENÇÃO, O MÁXIMO RECOMENDADOPELO FABRICANTE do PT20 É DE 0.000219 A: 0.000220 ←
Esta corrente máxima possibilitará que faixas [] seja(m) calibrada(s) totalmete e a
faixa 0.00022 seja calibrado até 0.0002 A ←
[0.0002]
faixas1 = [0.0002]
correntes2 = [[0.024999365266115896, 50.01874952394959, 100.01249968263305, 150.00624984131653, 200.0]]
correntes4 = [[2.5e-08, 5.00187e-05, 0.0001000125, 0.0001500062, 0.0002]]
correntes1 = [[2.5e-08, 5.00187e-05, 0.0001000125, 0.0001500062, 0.0002]]
Na faixa de 200.0 uA valores de corrente: 25.0 nA; 50.0187 uA; 100.0125 uA; 150.0062 uA; 200.0 uA;
```

Fonte: elaboração própria.

Observação: Vale ressaltar que o programa está desenvolvido para ser executado enquanto houver correntes igualmente distribuídas para serem geradas assim, no exemplo ilustrado na Figura 9, haverá 5 ciclos de medição onde o DUT em algum momento vai gerar as correntes de 25 nA, 50,0187 μ A, 100,0125 μ A, 150,0062 μ A e 200 μ A. Porém, durante a execução o usuário terá a opção de substituir uma destas correntes por alguma outra corrente que ele deseja que o DUT forneça.

6 – Posteriormente o sistema solicita ao usuário o período em segundos de cada ensaio, ou seja, o período em que será fornecida a corrente do call ao resistor padrão. Adicionalmente solicita também o período de estabilização que consiste no tempo em que o sistema vai aguardar gerando corrente antes de iniciar os procedimentos de medição, conforme a Figura 10. Vale ressaltar que após estes períodos o sistema aguarda um retorno do usuário antes de encerrar o fornecimento da corrente, assim o usuário poderá neste momento informar um período curto e controlar estes tempos após o sistema iniciar o fornecimento de corrente.

Figura 10 – Configuração dos períodos mínimos de ensaio e estabilização.

```
Digite o período de cada ensaio [s]
Digite o tempo de estabilização [s]
```

Fonte: elaboração própria.

7 – O sistema então solicita ao usuário o endereço da pasta onde será salva a planilha gerada pelo sistema PJVS com as medições de tensão e incerteza associada. O usuário deverá informar o endereço conforme a Figura 11.

Figura 11 – Informar ao sistema o endereço da pasta onde será salva a planilha do sistema PJVS.

```
Prepare o PJVS para a leitura, digite o endereço da pasta e pressione enter: C:\Users\Wesley\Desktop\Nestrão IMETR00\Monografia\SAP 3 novo
construção\levantamento experimental 00V23\050E2_experimento\resultados_pjvs ←
[2.5e-08, 5.00187e-05, 0.0001000125, 0.0001500062, 0.0002]
resolução desta faixa de 0.00022 é de 1e-10 A (0.0001  $\mu$ A)
```

Fonte: elaboração própria.

8 – Neste momento o sistema iniciaria um módulo para ajuste fino no PJVS entretanto esta funcionalidade não foi necessária. Assim, o sistema solicita uma temperatura para ajuste fino do PJVS e neste momento o usuário poderá digitar **23 °C** conforme a Figura 12.

Figura 12 – Temperatura para ajuste fino do sistema PJVS (não aplicável).

```
Para o ajuste do TAP do PJVS, digite a temperatura do laboratório [°C]:23
Valor do resistor para 23 °C é de 10000.2538986 Ω
0.000250006347465 <class 'float'>
```

Fonte: elaboração própria.

9 - Posteriormente o programa vai solicitar ao usuário para digitar espaço e depois enter e ao executar estas ações o DUT **vai gerar a corrente igualmente distribuída** (por enquanto, sem controle para o usuário ajustar esta corrente), e informar ao usuário a tensão que está sendo gerada no resistor padrão conforme a Figura 13.

Figura 13 – Gerando corrente no resistor padrão.

```
Prepare o PJVS para o TAP de 0.000250006 V, pressione ESPAÇO e depois ENTER.(Após este enter o calibrador vai gerar a corrente de 2.5e-08) A
OUT 2.5e-08A
Gerando a corrente 2.5e-08 A por 2 s no resistor de 10000.2538986 Ω.
No resistor de 10000.2538986 Ω há a tensão de 0.000250006 V. Esta tensão permitiu "tap" para o PJVS (s/n)?
```

Fonte: elaboração própria.

10 – O programa pergunta ao usuário se a tensão permitiu tap para o PJVS. Este é o momento para o usuário decidir se pretende utilizar a corrente igualmente distribuída em 5 intervalos equidistantes (que já está sendo gerada pelo DUT) ou se pretende digitar manualmente uma corrente a ser calibrada.

10A – Para selecionar uma corrente a ser calibrada manualmente, o usuário deverá digitar n e assim o programa vai solicitar ao usuário a nova corrente **em μA** para permitir o TAP para o PJVS. Essa é a corrente que o usuário deseja informar manualmente conforme a Figura 14.

Figura 14 – Configurar o programa para o DUT fornecer corrente digitada pelo usuário.

```
No resistor de 10000.2538986 Ω há a tensão de 0.000250006 V. Esta tensão permitiu "tap" para o PJVS (s/n)? n
Intervalos em torno da corrente alvo calculada [A]:
10% - 2.25e-08 / 2.5e-08 / 2.75e-08
20% - 2e-08 / 2.5e-08 / 3e-08
30% - 1.7499999999999998e-08 / 2.5e-08 / 3.25e-08
Digite uma nova corrente em  $\mu\text{A}$  dentro dos intervalos acima. Respeite a resolução de 0.0001  $\mu\text{A}$ : 50
corrente de ajuste 50.0  $\mu\text{A}$  (4.9999999999999996e-05 A)
Para o TAP de 0.000250006 V será gerada corrente de 4.9999999999999996e-05 A e sobre o resistor padrão de 10000.2538986 Ω haverá nova tensão de 0.500012695 V
OUT 5e-05A
```

Fonte: elaboração própria.

Ao ser perguntado novamente se esta corrente permitiu tap para o PJVS, desta vez o usuário poderá digitar “s” para o programa seguir com a nova corrente selecionada, conforme Figura 15.

Figura 15 – Confirmar corrente do DUT digitada pelo usuário.

```
a tensão de 0.500012695 V permitiu "tap" para o PJVS (s/n)? s ←
estabilização finalizada
j = 0 / tipo do j = <class 'int'> / correajus = 4.9999999999999996e-05 / tipo correajus = <class 'float'>
```

Fonte: elaboração própria.

10B – Para utilizar a corrente igualmente distribuída em 5 pontos da faixa após o passo 9, o usuário deverá digitar s conforme

Figura 16 – Configurar o programa para o DUT fornecer corrente igualmente distribuída.

```
Prepare o PJVS para o TAP de 0.000250006 V, pressione ESPAÇO e depois ENTER. (Após este enter o calibrador vai gerar a corrente de 2.5e-08) A
OUT 2.5e-08A
Gerando a corrente 2.5e-08 A por 2 s no resistor de 10000.2538986 Ω.
No resistor de 10000.2538986 Ω há a tensão de 0.000250006 V. Esta tensão permitiu "tap" para o PJVS (s/n)? ← s
estabilização finalizada
```

Fonte: elaboração própria.

11 – O programa solicita ao usuário a temperatura e humidade inicial da medição e inicia o período da medição definida no passo 6. Ao final deste período solicita ao usuário a temperatura e humidade do final da medição. Vale ressaltar que enquanto o usuário não digitar a temperatura e humidade do final da medição, o DUT continua fornecendo corrente ao resistor padrão e dessa forma o usuário consegue neste momento aumentar o período da medição para um valor superior ao estabelecido no passo 6.

Figura 17 – Informando condições ambientais da medição.

```
a tensão de 0.500012695 V permitiu "tap" para o PJVS (s/n)? s ←
estabilização finalizada
j = 0 / tipo do j = <class 'int'> / correajus = 4.9999999999999996e-05 / tipo correajus = <class 'float'>
Digite a temperatura do laboratorio para o inicio da medição [°C] 23.023 ←
Digite a humidade do laboratorio para o inicio da medição [%] 45 ←
Gerada a corrente 4.9999999999999996e-05 para a medição 0
0 s restantes
1 s restantes
2 s restantes
Finalizado o periodo para medição
Digite a temperatura do laboratorio no final da medição [°C] 23.025 ←
Digite a humidade do laboratorio no final da medição [%] 45 ←
Pressione "ESPAÇO" depois "ENTER" após o PJVS gerar o excel
```

Fonte: elaboração própria.

12 – Após digitar a temperatura e humidade do final da medição o programa solicita ao usuário que digite espaço depois enter após o sistema PJVS gerar a planilha com a medição da tensão e incerteza associada (na pasta do endereço digitado no passo 7), conforme ultima linha da Figura 17. Neste momento, antes de digitar espaço depois enter, o usuário deverá abrir a

planilha que encontra-se na pasta do endereço digitado no passo 7, e digitar as informações de tensão e CSU fornecidos pelo sistema PJVS, conforme a figura abaixo.

Figura 18 – Informando tensão e incerteza associada medida pelo sistema PJVS.

9						
10						
11						
12	Humidity	Step	Vdut	Type A	CSU	D f
13	Rel %	Jumps	V	nV	nV	Dele
14						
15	0	0	10,00013813	16,4	20,7	POWER ON
16						
17						
18						
19						
20						

Fonte: elaboração própria.

13 – Após digitar os valores de V_{dut} e CSU na planilha e salvá-la, o usuário pode retornar ao programa Iprim e digitar “espaço” depois “enter”. Após estas ações o programa informa ao usuário as seguintes informações: nome da planilha onde consta V_{PJVS} e U_{CSU} ; temperatura inicial da medição em °C; temperatura final da medição em °C; incerteza combinada em A na variável incomb; graus de liberdade efetivos (adimensional) na variável gl; fator de abrangência (adimensional) na variável fatk; incerteza expandida em A na variável incexp e corrente calculada em A na variável icalc conforme Figura 19:

Figura 19 – Medições e cálculo da corrente e incerteza associada feito pelo programa.

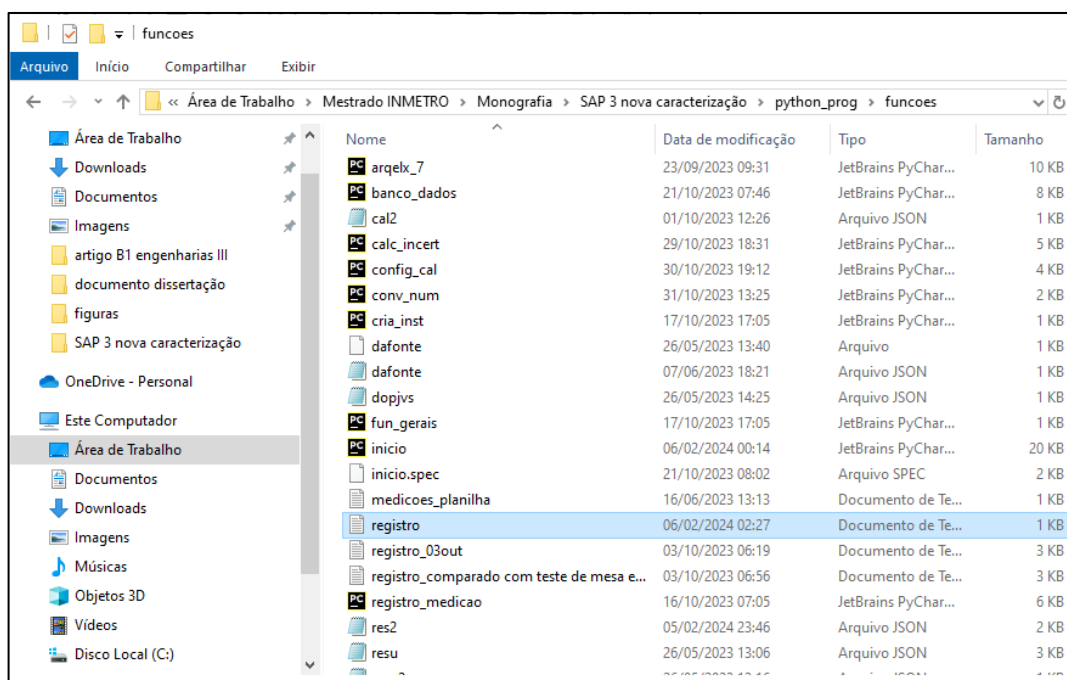
```
[('4810002_tap2_10_LOG_Wesley2.xls', datetime.datetime(2012, 3, 2, 0, 0), datetime.time(12, 17), 10.0001381253, 20.7, 23.023, '45', 23.025, '45',
alfa = 2.8e-08beta = -1.2e-08ro = 10000.2539ur0 = 0.0073kro = 13.97t0 = 23.005ut0 = 0.008
ut = 0.005kt = 2rest = 0.001
vpjvs = 10.0001381253csu = 2.07e-08tini = 23.023tfin = 23.025tmed = 23.024
k1 = 10000.012541731148, k2 = 10.0001381253, k3 = 0.9999758647859079, k4 = 10000.196832348089, k5 = -0.005241333074068, k6 = -0.0001200030468, k7 =
k8 = -0.0052458931898464
icalculada = 0.0010000125583411348
di_dpjvs = 9.999987458284582e-05di_dr0 = 9.999871686669222e-08di_dt = 1.076735508757691e-09di_dt0 = 1.076735508757691e-09
vvpjvs = 2.07e-08utcet = 0.0025utresol = 0.0002886751345948129ur0cert = 0.0005225483178239083ut0cert = 0.004618802153517006
comuvpjvs = 2.0699974038649085e-12comutcert = 2.6918387718942273e-12comutres = 3.108267679136408e-13comur0cert = 5.2254161283239306e-11comutcert
.9732282866182526e-12
incomb = 5.2600930310319965e-11 ←
gl = 10000 ←
fatk = 1.960201239890626 ←
incexp = 1.031084088136896e-10 ←
icalc = 0.0010000125583411348 ←
(1.031084088136896e-10, 0.0010000125583411348)
```

Fonte: elaboração própria.

14 – O sistema retorna ao passo 8 para que seja realizada uma nova medição. Os procedimentos para a nova medição a partir do passo 8 são idênticos.

15 – Ao final das medições o sistema gera um arquivo “registro.txt” na pasta onde encontra-se o módulo “inicio.py” com os resultados das medições, conforme Figura 20:

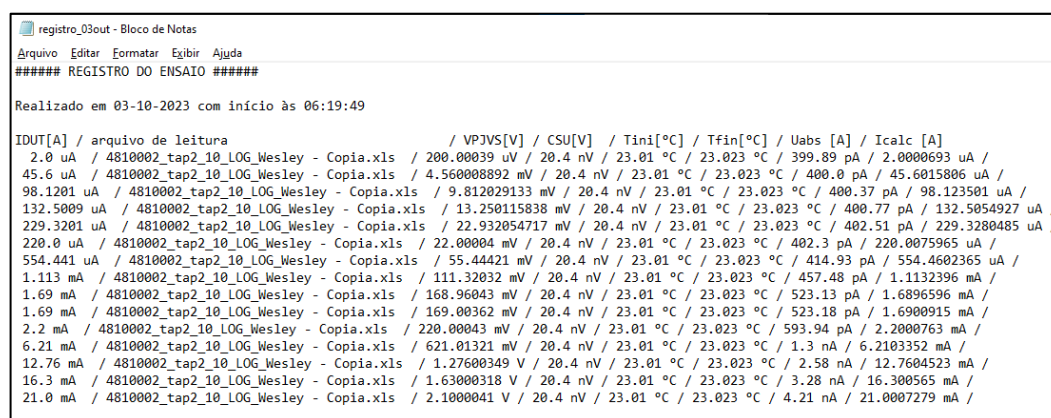
Figura 20 – Pasta com o arquivo de registro das medições.



Fonte: elaboração própria.

O arquivo com o registro das medições é apresentado na Figura 21

Figura 21 – Arquivo de registro das medições.



Fonte: elaboração própria.

APÊNDICE F – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Depois de realizar as atividades descritas nos capítulos 4.8.1 e 4.8.2 consolidou-se as seguintes informações, separadas por resistor, nas tabelas abaixo: dados de medição; resultados obtidos para uma medição a partir do programa Iprim; os resultados para n medições e componentes de incerteza do tipo B para n medições. Nas tabelas abaixo, as células que aparecem com a indicação “-” representa que não houve valores medidos.

Tabela 1 - Dados de medição do 5730A com o resistor PT16 de 1 Ω .

Informações da tela do 5730 e TAP do PJVS				Resultados experimentais											
Faixa do 5730	TAP no PJVS [V]	Tela 5730A	unidade da tela	V _{PJVS1} [V]	V _{PJVS2} [V]	V _{PJVS3} [V]	CSU ₁ [nV]	CSU ₂ [nV]	CSU ₃ [nV]	t ₁ [°C]	t ₂ [°C]	t ₃ [°C]	t ₄ [°C]	t ₅ [°C]	t ₆ [°C]
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,001	1,0000	mA	0,00100 0012	0,0010 00010	0,0010 00002	46,6	53,9	58,6	23,02 4	23,02 4	23,02 4	23,02 6	23,02 9	23,02 9
	0,002	2,0000	mA	0,00200 0023	0,0020 00002	0,0019 99988	42,2	48,2	54,5	23,02 4	23,02 5	23,02 5	23,02 5	23,02 9	23,02 9
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	0,003	3,0000 00	mA	0,00299 9822	0,0030 00047	0,0029 99892	36,3	51,1	59,7	23,02 5	23,02 6	23,02 6	23,02 6	23,03 0	23,03 0
	0,004	4,0000 00	mA	0,00399 9918	0,0039 99911	0,0039 99899	38,4	59,5	46,3	23,02 5	23,02 5	23,02 6	23,02 6	23,03 0	23,02 8
	0,006	6,0000 00	mA	0,00599 9954	0,0059 99820	0,0059 99950	48,8	48,4	51,1	23,02 5	23,02 7	23,02 7	23,02 7	23,02 9	23,02 9
	0,008	8,0000 00	mA	0,00799 9879	0,0080 00024	0,0079 99757	45,8	54,3	61,6	23,02 7	23,02 7	23,02 7	23,02 7	23,02 9	23,02 8
	0,01	10,000 000	mA	0,00999 9952	0,0099 99903	0,0099 99866	48,8	62,1	54	23,02 9	23,02 9	23,02 8	23,02 9	23,02 8	23,02 9

Fonte: elaboração própria.

Tabela 2 – Resultados para uma medição do 5730A com o resistor PT16 de 1Ω calculados a partir do programa Iprim.

Informações da tela do 5730			Resultados para uma medição calculados a partir do programa Iprim							
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_1 [A]	U_{exp1} [A]	I_2 [A]	U_{exp2} [A]	I_3 [A]	U_{exp3} [A]	$k_1 = k_2 = k_3$ [adimensional]	
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	1,0000	mA	0,0010	9,13E-	0,0010	1,06E-	0,0010	1,15E-	1,96020	
			001	08	0005	07	0004	07	1,96020	
	2,0000	mA	0,0020	8,27E-	0,0020	9,45E-	0,0020	1,07E-	1,96020	
			0011	08	0009	08	0007	07		
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	3,000000	mA	0,0029	7,12E-	0,0030	1,00E-	0,0030	1,17E-	1,96020	
	4,000000	mA	0,0040	7,53E-	0,0040	1,17E-	0,0040	9,08E-	1,96020	
		6,000000	mA	0,0060	9,57E-	0,0060	9,49E-	0,0060	1,00E-	1,96020
		8,000000	mA	0,0080	8,98E-	0,0080	1,06E-	0,0080	1,21E-	1,96020
		10,000000	mA	0,0100	9,57E-	0,0100	1,22E-	0,0100	1,06E-	1,96020
			0037	08	0032	07	0029	07		

Fonte: elaboração própria.

Tabela 3 – Corrente calculada, erro e incerteza para n medições do 5730A com o resistor PT16 de 1 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Erro		Incerteza					
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	e [μ A]	e_{rel} [μ A/A]	u_A [A]	u_{cn} [A]	v_{effn} [adimensional]	k_n [A]	U_n [A]	U_{rel} [μ A/A]
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	1,0000	mA	1,0E-03	-5,0E-02	-50	2,9871 5E-09	5,3985 3E-08	2,13354 7E+05	1,9599 75104	1,1E-07	106
	2,0000	mA	2,0E-03	-8,9E-02	-44	1,0152 6E-08	4,9261 E-08	1,10849 9E+03	1,9621 07325	9,7E-08	48
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	3,000000	mA	3,0E-03	-4,7E-02	-16	6,6466 7E-08	8,3842 4E-08	5,06371 2E+00	2,5705 81836	2,2E-07	72
	4,000000	mA	4,0E-03	-7,8E-02	-19	5,6231 4E-09	5,9772 1E-08	2,55333 9E+04	1,9600 56899	1,2E-07	29
	6,000000	mA	6,0E-03	-1,6E-01	-27	4,4001 1E-08	6,5718 7E-08	9,95250 6E+00	2,2621 57163	1,5E-07	25
	8,000000	mA	8,0E-03	-2,2E-01	-28	7,7162 6E-08	9,4366 E-08	4,47369 4E+00	2,7764 45105	2,6E-07	33
10,000000	mA	1,0E-02	-3,3E-01	-33	2,4727 0E-08	6,6869 4E-08	1,06968 0E+02	1,9825 97262	1,3E-07	13	

Fonte: elaboração própria.

Tabela 4 – Componentes de incerteza tipo B para n medições do 5730A com o resistor PT16 de 1 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Incerteza tipo B			
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	u_{CSU} [A]	u_{term} [A]	u_{res} [A]	u_R [A]
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000001 mA)	1,0000	mA	1,0E-03	4,660196E-08	4,231096E-12	4,885649E-13	-1,832472E-10
	2,0000	mA	2,0E-03	4,220177E-08	8,462268E-12	9,771385E-13	-3,664941E-10
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	3,000000	mA	3,0E-03	3,630153E-08	1,269274E-11	1,465632E-12	-5,497023E-10
	4,000000	mA	4,0E-03	3,840161E-08	1,692416E-11	1,954233E-12	-7,329649E-10
	6,000000	mA	6,0E-03	4,880205E-08	2,538704E-11	2,931443E-12	-1,099461E-09
	8,000000	mA	8,0E-03	4,580193E-08	3,384978E-11	3,908636E-12	-1,465938E-09
10,000000	mA	1,0E-02	4,880205E-08	4,231427E-11	4,886031E-12	-1,832441E-09	

Fonte: elaboração própria.

Tabela 5 – Dados de medição do 5730A com resistor PT17 de 10 Ω

Informações da tela do 5730 e TAP do PJVS				Resultados experimentais											
Faixa do 5730	TAP no PJVS [V]	Tela 5730 A	unidade da tela	V_{PJVS1} [V]	V_{PJVS2} [V]	V_{PJVS3} [V]	u_{CSU1} [nV]	u_{CSU2} [nV]	u_{CSU3} [nV]	T_1 [°C]	T_2 [°C]	T_3 [°C]	T_4 [°C]	T_5 [°C]	T_6 [°C]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,001	100, 0000	μ A	0,0009 99686	0,0009 99557	0,0009 99804	33,3	33,4	55,9	23,02 5	23,02 5	23,02 7	23,02 7	23,04 0	23,04 0
	0,002	200, 0000	μ A	0,0019 99590	0,0019 99548	0,0019 99772	30,33	28,6	45,3	23,02 4	23,02 3	23,02 6	23,02 6	23,04 0	23,04 1
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,003	0,30 0000	mA	0,0029 99537	0,0029 99612	0,0029 99840	27	27,2	40,4	23,02 4	23,02 4	23,02 4	23,02 4	23,03 9	23,03 9
	0,005	0,50 0000	mA	0,0049 99493	0,0049 99537	0,0049 99825	36,3	32	47,6	23,02 3	23,02 1	23,02 5	23,02 4	23,03 7	23,03 7
	0,01	1,00 0000	mA	0,0099 99524	0,0099 99487	0,0099 99814	32,7	36,5	57,8	23,02 1	23,02 2	23,02 2	23,02 4	23,03 6	23,03 6
	0,015	1,50 0000	mA	0,0149 99531	0,0149 99439	0,0149 99784	24,5	31,7	46,3	23,02 2	23,02 2	23,02 3	23,02 3	23,03 5	23,03 6
	0,02	2,00 0000	mA	0,0199 99565	0,0199 99590	0,0199 99731	34,9	24,6	56,4	23,02 4	23,02 3	23,02 3	23,02 3	23,03 8	23,03 8
22 mA (resolução 10 nA =	0,03	3,00 000	mA	0,0299 99265	0,0299 99333	0,0299 99410	31,6	37,7	47,7	23,02 3	23,02 6	23,02 3	23,02 3	23,03 8	23,04 0
	0,04	4,00 000	mA	0,0399 99299	0,0399 99241	0,0399 99335	39	21,9	41,2	23,02 7	23,02 8	23,02 3	23,02 5	23,03 9	23,04 0

0,00001 mA)	0,06	6,00 000	mA	0,0599 99162	0,0599 99214	0,0599 99297	30,9	23,3	41,5	23,02 7	23,02 7	23,02 4	23,02 4	23,04 0	23,04 0
	0,08	8,00 000	mA	0,0799 99151	0,0799 99143	0,0799 99330	30,9	34,4	40,6	23,02 7	23,02 8	23,02 5	23,02 6	23,04 0	23,04 1
	0,1	10,0 0000	mA	0,0999 99083	0,0999 98985	0,0999 99377	40,4	55,5	53,0	23,02 7	23,02 7	23,02 4	23,02 4	23,04 0	23,04 1

Fonte: elaboração própria.

Tabela 6 – Resultados para uma medição do 5730A com o resistor PT17 de 10 Ω calculado a partir do programa Iprim

Informações da tela do 5730			Resultados para uma medição calculados a partir do programa Iprim						
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I_1 [A]	U_{exp1} [A]	I_2 [A]	U_{exp2} [A]	I_3 [A]	U_{exp3} [A]	$k_1 = k_2 = k_3$ [adimensional]
									1,96020
									1,96020
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	100, 0000	μ A	9,9972 0E-05	6,53E- 09	9,9959 1E-05	6,55E- 09	9,9983 8E-05	1,10E- 08	1,96020
	200, 0000	μ A	1,9996 6E-04	5,95E- 09	1,9996 2E-04	5,61E- 09	1,9998 4E-04	8,88E- 09	1,96020
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,30 0000	mA	0,0002 9996	5,30E- 09	0,0002 9997	5,34E- 09	0,0002 9999	7,92E- 09	1,96020
	0,50 0000	mA	4,9996 6E-04	7,13E- 09	4,9997 1E-04	6,29E- 09	4,9999 9E-04	9,34E- 09	1,96020
	1,00 0000	mA	0,0009 9999	6,46E- 09	0,0009 99983	7,20E- 09	0,0010 00015	1,14E- 08	1,96020

	1,50 0000	mA	0,0015 0000	4,96E- 09	0,0014 9999	6,34E- 09	0,0015 0003	9,16E- 09	1,96020
	2,00 0000	mA	0,0020 0002	6,46E- 09	0,0020 00027	5,10E- 09	0,0020 00041	1,12E- 08	1,96020
	3,00 000	mA	0,0030 0003	6,67E- 09	0,0030 00035	7,79E- 09	0,0030 00043	9,67E- 09	1,96020
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	4,00 000	mA	0,0040 0007	8,32E- 09	0,0040 00273	5,41E- 09	0,0040 00069	8,72E- 09	1,96020
	6,00 000	mA	0,0060 0012	7,81E- 09	0,0060 00125	6,72E- 09	0,0060 00134	9,51E- 09	1,96020
	8,00 000	mA	0,0080 0019	8,94E- 09	0,0080 00186	9,42E- 09	0,0080 00205	1,03E- 08	1,96020
	10,0 0000	mA	0,0100 0025	1,14E- 08	0,0100 00238	1,36E- 08	0,0100 00278	1,33E- 08	1,96020

Fonte: elaboração própria.

Tabela 7 – Mensurando, erro e incerteza para n medições do 5730A com o resistor PT17 de 10 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Erro calculado pela planilha		Incerteza calculada pela planilha					
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I_n [A]	e [μ A]	e_{rel} [μ A/A]	u_A [A]	u_{cn} [A]	v_{effn} [adimensional]	k_n [A]	U_n [A]	U_{rel} [μ A/A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	100, 0000	μ A	1,0E- 04	2,8E- 02	284	7,1245 4E-09	7,86875 E-09	2,975949 E+00	4,30265 273	3,4E-08	339

	200,0000	μA	2,0E-04	3,0E-02	148	6,88620E-09	7,52507E-09	2,852024E+00	4,30265273	3,2E-08	162
	0,300000	mA	3,0E-04	2,4E-02	78	9,11311E-09	9,51124E-09	2,373086E+00	4,30265273	4,1E-08	136
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000001 mA)	0,500000	mA	5,0E-04	2,1E-02	42	1,04144E-08	1,1031E-08	2,517375E+00	4,30265273	4,7E-08	95
	1,000000	mA	1,0E-03	5,2E-03	5	1,03528E-08	1,09856E-08	2,535677E+00	4,30265273	4,7E-08	47
	1,500000	mA	1,5E-03	-9,4E-03	-6	1,03174E-08	1,08121E-08	2,412097E+00	4,30265273	4,7E-08	31
	2,000000	mA	2,0E-03	-3,1E-02	-15	5,18592E-09	6,30815E-09	4,378610E+00	2,776445105	1,8E-08	9
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	3,00000	mA	3,0E-03	-3,6E-02	-12	4,23265E-09	5,80904E-09	7,095728E+00	2,364624252	1,4E-08	5
	4,00000	mA	4,0E-03	-6,5E-02	-16	2,77122E-09	5,07574E-09	2,250829E+01	2,073873068	1,1E-08	3
	6,00000	mA	6,0E-03	-1,3E-01	-21	3,97026E-09	5,63692E-09	8,126794E+00	2,306004135	1,3E-08	2
	8,00000	mA	8,0E-03	-1,9E-01	-24	6,18682E-09	7,84864E-09	5,180106E+00	2,570581836	2,0E-08	3
	10,00000	mA	1,0E-02	-2,5E-01	-25	1,18657E-08	1,37678E-08	3,625077E+00	3,182446305	4,4E-08	4

Fonte: elaboração própria.

Tabela 8 – Componentes de incerteza tipo B para n medições do 5730A com o resistor PT17 de 10 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Incerteza tipo B			
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	u_{CSU} [A]	u_{term} [A]	u_{res} [A]	u_R [A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	100,0000	μ A	1,0E-04	3,3301 13E-09	4,7124 17E-13	5,44143 0E-14	-4,235568E-11
	200,0000	μ A	2,0E-04	3,0331 03E-09	9,4254 96E-13	1,08836 2E-13	-8,472062E-11
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,300000	mA	3,0E-04	2,7000 92E-09	1,4139 14E-12	1,63264 8E-13	-1,270874E-10
	0,500000	mA	5,0E-04	3,6301 23E-09	2,3565 26E-12	2,72108 2E-13	-2,118235E-10
	1,000000	mA	1,0E-03	3,2701 11E-09	4,7132 44E-12	5,44238 5E-13	-4,236698E-10
	1,500000	mA	1,5E-03	2,4500 83E-09	7,0700 73E-12	8,16381 7E-13	-6,355150E-10
22 mA (resolução 10 nA =	3,00000	mA	3,0E-03	3,1601 07E-09	1,4141 16E-11	1,63288 1E-12	-1,271039E-09
	4,00000	mA	4,0E-03	3,9001 32E-09	1,8856 49E-11	2,17736 0E-12	-1,694730E-09

0,00001 mA)	6,00000	mA	6,0E-03	3,0901 05E-09	2,8284 47E-11	3,26601 0E-12	-2,542104E-09
	8,00000	mA	8,0E-03	3,0901 05E-09	3,7713 25E-11	4,35475 1E-12	-3,389483E-09
	10,00000	mA	1,0E-02	4,0401 37E-09	4,7141 01E-11	5,44337 5E-12	-4,236860E-09

Fonte: elaboração própria.

Tabela 9– Dados de medição do 5730A com resistor PR06 de 100 Ω

Informações da tela do 5730 e TAP do PJVS				Resultados experimentais									
Faixa do 5730	TAP no PJVS [V]	Tela 5730 A	unidade da tela	V_{PJVS1} [V]	V_{PJVS2} [V]	V_{PJVS3} [V]	u_{CSU1} [nV]	u_{CSU2} [nV]	u_{CSU3} [nV]	T_1 [°C]	T_2 [°C]	T_3 [°C]	T_4 [°C]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,001	10,0 000	μ A	0,0009 99245	0,0009 99226	0,0009 99243	45	47,7	44,1	25,75	25,75	25,75	25,75
	0,005	50,0 000	μ A	0,0049 99248	0,0049 99231	0,0049 99202	50,3	48,3	49,7	25,76	25,76	25,75	25,74
	0,01	100, 0000	μ A	0,0099 99173	0,0099 99140	0,0099 99060	46,9	51,2	49	25,76	25,76	25,76	25,75
	0,015	150, 0000	μ A	0,0149 99108	0,0149 99022	0,0149 99000	46,4	38,8	43,3	25,75	25,75	25,74	25,74
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,02	200, 0000	μ A	0,0199 98910	0,0199 98966	0,0199 98963	48,7	50,2	46,9	25,74	25,75	25,74	25,74
	0,03	0,30 0000	mA	0,0299 97304	0,0299 97250	0,0299 97260	45	54,1	46,1	25,74	25,74	25,75	25,74
	0,08	0,80 0000	mA	0,0799 97476	0,0799 97091	0,0799 97108	47,7	48,5	45,2	25,73	25,75	25,74	25,74
	0,12	1,20 0000	mA	0,1199 97227	0,1199 96771	0,1199 96932	53,6	59,9	44,3	25,75	25,75	25,75	25,75

	0,16	1,60 0000	mA	0,1599 96641	0,1599 96529	0,1599 96432	57	54	63,7	25,75	25,74	25,75	25,76
	0,2	2,00 0000	mA	0,1999 96660	0,1999 96503	0,1999 96603	35,5	35,5	43,7	25,75	25,75	25,75	25,74
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	0,22	2,20 000	mA	0,2199 87427	0,2199 88272	0,2199 88195	41,4	62,1	51	25,75	25,75	25,74	25,75
	0,25	2,50 000	mA	0,2499 88552	0,2499 88163	0,2499 88422	63,9	77,1	49,8	25,75	25,75	25,75	25,75
	0,26	2,60 000	mA	0,2599 88020	0,2599 88622	0,2599 88856	151	48,9	51,7	25,74	25,75	25,75	25,74
	0,28	2,80 000	mA	0,2799 88928	0,2799 88431	0,2799 88544	57,7	45,1	45,1	25,74	25,74	25,74	25,75
	0,3	3,00 000	mA	0,2999 88390	0,2999 87159	0,2999 87644	54,0	66,4	69,3	25,75	25,75	25,75	25,74

Fonte: elaboração própria.

Tabela 10– Resultados para uma medição do 5730A com o resistor PR06 de 100 Ω calculado a partir do programa Iprim

Informações da tela do 5730			Resultados para uma medição calculados a partir do programa Iprim						
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I_1 [A]	U_{exp1} [A]	I_2 [A]	U_{exp2} [A]	I_3 [A]	U_{exp3} [A]	$k_1 = k_2 = k_3$ [adimensional]
	10,0 000	μ A	9,99E- 06	8,82E- 10	9,99E- 06	9,35E- 10	9,99E- 06	8,65E- 10	1,96020
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	50,0 000	μ A	5,00E- 05	9,87E- 10	5,00E- 05	9,47E- 10	5,00E- 05	9,75E- 10	1,96020
	100, 0000	μ A	0,0001 00009	9,22E- 10	0,0001 00009	1,01E- 09	0,0001 00008	9,63E- 10	1,96020
	150, 0000	μ A	0,0001 50017	9,15E- 10	0,0001 50016	7,67E- 10	0,0001 50016	8,55E- 10	1,96020

	200,0000	μA	0,000200023	9,64E-10	0,000200024	9,93E-10	0,000200024	9,29E-10	1,96020
	0,300000	mA	0,000300024	9,04E-10	0,000300024	1,08E-09	0,000300024	9,25E-10	1,96020
2,2 mA	0,800000	mA	0,000800112	1,07E-09	0,000800108	1,08E-09	0,000800108	1,03E-09	1,96020
(resolução 1 nA = 0,000001 mA)	1,200000	mA	0,001200178	1,31E-09	0,001200174	1,41E-09	0,001200175	1,17E-09	1,96020
	1,600000	mA	0,001600241	1,53E-09	0,00160024	1,48E-09	0,001600239	1,63E-09	1,96020
	2,000000	mA	0,00200031	1,48E-09	0,002000308	1,48E-09	0,002000309	1,56E-09	1,96020
	2,20000	mA	0,002200252	1,65E-09	0,00220026	1,88E-09	0,002200259	1,75E-09	1,96020
22 mA	2,50000	mA	0,002500315	2,05E-09	0,002500311	2,22E-09	0,002500313	1,90E-09	1,96020
(resolução 10 nA = 0,00001 mA)	2,60000	mA	0,002600326	3,41E-09	0,002600332	1,94E-09	0,002600335	1,97E-09	1,96020
	2,80000	mA	0,00280037	2,14E-09	0,002800365	2,02E-09	0,002800366	2,02E-09	1,96020
	3,00000	mA	0,003000399	2,22E-09	0,003000386	2,35E-09	0,003000391	2,38E-09	1,96020

Fonte: elaboração própria.

Tabela 11 – Mensurando, erro e incerteza para n medições do 5730A com o resistor PR06 de 100 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Erro		Incerteza					
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I_n [A]	e [μ A]	e_{rel} [μ A/A]	u_A [A]	u_{cn} [A]	v_{effn} [adimensional]	k_n [A]	U_n [A]	U_{rel} [μ A/A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	10,000	μ A	1,0E-05	5,7E-03	571	6,02887E-11	4,80886E-10	8,095719E+03	1,960257082	9,4E-10	94
	50,000	μ A	5,0E-05	-1,8E-03	-37	1,33828E-10	5,20603E-10	4,579986E+02	1,965168491	1,0E-09	20
	100,0000	μ A	1,0E-04	-1,0E-02	-104	3,34242E-10	6,11564E-10	2,241570E+01	2,073873068	1,3E-09	13
	150,0000	μ A	1,5E-04	-1,9E-02	-128	3,31853E-10	5,70625E-10	1,748439E+01	2,109815578	1,2E-09	8
	200,0000	μ A	2,0E-04	-2,8E-02	-139	1,79605E-10	5,33432E-10	1,556235E+02	1,975387131	1,1E-09	5
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,30000	mA	3,0E-04	-3,0E-02	-100	1,60530E-10	5,64796E-10	3,064553E+02	1,967746738	1,1E-09	4
	0,80000	mA	8,0E-04	-1,3E-01	-157	1,25177E-09	1,34362E-09	2,654820E+00	4,30265273	5,8E-09	7
	1,20000	mA	1,2E-03	-2,0E-01	-166	1,33730E-09	1,46772E-09	2,901945E+00	4,30265273	6,3E-09	5
	1,60000	mA	1,6E-03	-2,7E-01	-170	5,71170E-10	8,62799E-10	1,041372E+01	2,228138852	1,9E-09	1
	2,00000	mA	2,0E-03	-3,5E-01	-174	4,58200E-10	6,48188E-10	8,009677E+00	2,306004135	1,5E-09	1
22 mA (resolução 10 nA =	2,2000	mA	2,2E-03	-3,0E-01	-137	2,67078E-09	2,74628E-09	2,235911E+00	4,30265273	1,2E-08	5
	2,5000	mA	2,5E-03	-3,6E-01	-145	1,14381E-09	1,39029E-09	4,365488E+00	2,776445105	3,9E-09	2

0,00001 mA)	2,60 000	mA	2,6E- 03	-3,8E- 01	-147	2,5009 4E-09	2,92712 E-09	3,753023E +00	3,1824 46305	9,3E-09	4
	2,80 000	mA	2,8E- 03	-4,2E- 01	-151	1,4945 6E-09	1,61379 E-09	2,718711E +00	4,3026 5273	6,9E-09	2
	3,00 000	mA	3,0E- 03	-4,5E- 01	-151	3,5856 4E-09	3,65791 E-09	2,166199E +00	4,3026 5273	1,6E-08	5

Fonte: elaboração própria.

Tabela 12 – Componentes de incerteza tipo B para n medições do 5730A com o resistor PR6 de 100 Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Incerteza tipo B			
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	u_{CSU} [A]	u_{term} [A]	u_{res} [A]	u_R [A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	10,0000	μ A	1,0E- 05	4,5008 62E-10	0,0000 00E+0 0	2,14298 8E-13	-6,575237E- 13
	50,0000	μ A	5,0E- 05	5,0309 63E-10	0,0000 00E+0 0	1,07235 1E-12	-3,289609E- 12
	100,0000	μ A	1,0E- 04	4,6908 98E-10	0,0000 00E+0 0	2,14484 8E-12	-6,579664E- 12
	150,0000	μ A	1,5E- 04	4,6408 88E-10	0,0000 00E+0 0	3,21672 2E-12	-9,869725E- 12
	200,0000	μ A	2,0E- 04	4,8709 32E-10	0,0000 00E+0 0	4,28856 7E-12	-1,315970E- 11
2,2 mA (resolução1)	0,300000	mA	3,0E- 04	4,5008 61E-10	0,0000 00E+0 0	6,43199 8E-12	-1,973885E- 11

nA = 0,000 001 mA)	0,800000	mA	8,0E-04	4,7709 13E-10	0,0000 00E+0 0	1,71529 9E-11	-5,264000E-11
	1,200000	mA	1,2E-03	5,3610 26E-10	0,0000 00E+0 0	2,57347 1E-11	-7,896067E-11
	1,600000	mA	1,6E-03	5,7010 91E-10	0,0000 00E+0 0	3,43096 8E-11	-1,052811E-10
	2,000000	mA	2,0E-03	3,5506 80E-10	0,0000 00E+0 0	4,28914 6E-11	-1,316020E-10
22 mA (resolução 10 nA = 0,00001 mA)	2,20000	mA	2,2E-03	4,1407 93E-10	0,0000 00E+0 0	4,71786 9E-11	-1,447563E-10
	2,50000	mA	2,5E-03	6,3912 23E-10	0,0000 00E+0 0	5,36127 6E-11	-1,644977E-10
	2,60000	mA	2,6E-03	1,5102 89E-09	0,0000 00E+0 0	5,57518 4E-11	-1,710775E-10
	2,80000	mA	2,8E-03	5,7711 04E-10	0,0000 00E+0 0	6,00350 0E-11	-1,842385E-10
	3,00000	mA	3,0E-03	5,4010 34E-10	0,0000 00E+0 0	6,43357 7E-11	-1,973986E-10

Fonte: elaboração própria.

Tabela 13 – Dados de medição do 5730A com resistor PT20 de 10 k Ω

Informações da tela do 5730 e TAP do PJVS				Resultados experimentais									
Faixa do 5730	TAP no PJVS [V]	Tela 5730 A	unidade da tela	V_{PJVS1} [V]	V_{PJVS2} [V]	V_{PJVS3} [V]	u_{CSU1} [nA]	u_{CSU2} [nV]	u_{CSU3} [nV]	T_1 [°C]	T_2 [°C]	T_3 [°C]	T_4 [°C]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,001	0,10 00	μ A	0,0010 00197	0,0009 99957	0,0010 00346	74,4	69,9	46,9	23,025	23,025	23,025	23,024
	0,5	50,0 000	μ A	0,5000 07749	0,5000 07773	0,5000 08201	57,6	99,1	47,7	23,023	23,023	23,022	23,023
	1	100, 0000	μ A	1,0000 15656	1,0000 16208	1,0000 16114	66,6	98,1	64,9	23,023	23,024	23,023	23,024
	1,5	150, 0000	μ A	1,5000 24177	1,5000 24344	1,5000 24527	63,8	45,6	59	23,023	23,023	23,021	23,021
	2	200, 0000	μ A	2,0000 32063	2,0000 32657	2,0000 32551	72,7	65,5	71,6	23,020	23,019	23,018	23,018

Fonte: elaboração própria.

Tabela 14 – Resultados para uma medição do 5730A com o resistor PT20 de 10 k Ω calculado a partir do programa Iprim

Informações da tela do 5730			Resultados para uma medição calculados a partir do programa Iprim						
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I_1 [A]	U_{exp1} [A]	I_2 [A]	U_{exp2} [A]	I_3 [A]	U_{exp3} [A]	$k_1 = k_2 = k_3$ [adimensional]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,10 00	μ A	1,00E- 07	1,46E- 11	1,00E- 07	1,37E-11	1,00E- 07	9,19E- 12	1,96020
	50,0 000	μ A	5,00E- 05	1,24E- 11	5,00E- 05	2,01E-11	5,00E- 05	1,06E- 11	1,96020
	100, 0000	μ A	1,00E- 04	1,66E- 11	1,00E- 04	2,18E-11	0,0001 00001	1,64E- 11	1,96020
	150, 0000	μ A	1,50E- 04	1,99E- 11	1,50E- 04	1,79E-11	1,50E- 04	1,93E- 11	1,96020
	200, 0000	μ A	2,00E- 04	2,51E- 11	2,00E- 04	2,43E-11	2,00E- 04	2,49E- 11	1,96020

Fonte: elaboração própria.

Tabela 15 – Mensurando, erro e incerteza para n medições do 5730A com o resistor PT20 de 10 k Ω calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Erro		Incerteza					
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	e [μ A]	e_{rel} [μ A/A]	u_A [A]	u_{cn} [A]	v_{effn} [adimensional]	k_n [A]	U_n [A]	U_{rel} [μ A/A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,1000	μ A	1,0E-07	-1,679E-11	-168	1,1346 4E-11	1,3568 1E-11	4,08962 6E+00	2,7764 45105	3,8E-11	377
	50,0000	μ A	5,0E-05	-8,567E-10	-17	1,4680 7E-11	2,1586 3E-11	9,34875 5E+00	2,2621 57163	4,9E-11	0,98
	100,0000	μ A	1,0E-04	-1,731E-09	-17	1,7050 1E-11	3,1557 7E-11	2,34715 7E+01	2,0686 5761	6,5E-11	0,65
	150,0000	μ A	1,5E-04	-2,633E-09	-18	1,0016 1E-11	3,8873 7E-11	4,53786 3E+02	1,9652 14568	7,6E-11	0,51
	200,0000	μ A	2,0E-04	-3,505E-09	-18	1,8209 9E-11	5,3106 E-11	1,44668 4E+02	1,9765 75066	1,0E-10	0,52

Fonte: elaboração própria.

Tabela 16 – Componentes de incerteza tipo B para n medições do 5730A com o resistor PT20 de 10 kΩ calculado a partir da planilha em Excel

Informações da tela do 5730			Mensurando	Incerteza tipo B			
Faixa do 5730	Tela 5730A	unidade da tela	I_n [A]	u_{CSU} [A]	u_{term} [A]	u_{res} [A]	u_R [A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	0,1000	μ A	1,0E-07	7,4400 10E-12	2,6920 98E-16	3,10856 7E-17	-2,467984E-14
	50,0000	μ A	5,0E-05	5,7600 08E-12	1,3457 45E-13	1,55393 3E-14	-1,233769E-11
	100,0000	μ A	1,0E-04	6,6600 09E-12	2,6915 21E-13	3,10790 0E-14	-2,467538E-11
	150,0000	μ A	1,5E-04	6,3800 08E-12	4,0372 38E-13	4,66180 1E-14	-3,701308E-11
	200,0000	μ A	2,0E-04	7,2700 10E-12	5,3825 63E-13	6,21524 9E-14	-4,935078E-11

Fonte: elaboração própria.

APÊNDICE G – VALIDAÇÃO DA PLANILHA PARA N MEDIÇÕES

Para validar a planilha que implementou o sistema proposto nesta pesquisa, escolheu-se arbitrariamente os resultados obtidos com o resistor PR06 submetido à corrente de 0,3 mA onde, para esta condição específica, calculou-manualmente com a calculadora Casio modelo fx-82MS a corrente e incerteza associada fornecida pelo DUT.

Este apêndice apresenta os valores aplicados nas equações do modelo e incerteza associada e os resultados obtidos com a calculadora Casio modelo fx-82MS. Para facilitar o entendimento, as equações para o modelo, cálculo da incerteza e demais considerações apresentadas nas seções 4.5, 4.6 e 4.7 foram trazidas para este apêndice. Para estas equações utilizou-se os mesmos nomes das variáveis apresentadas neste apêndice com o propósito de esclarecer ao leitor os valores utilizados nestas equações.

Na identificação dos parâmetros e variáveis, serão utilizadas as denominações A, B e C para representar a primeira, segunda e terceira medições realizadas pelo sistema proposto.

G1 – Parâmetros constantes antes do início das medições

Na Tabela 1 são apresentados os valores das constantes do sistema proposto. Estes valores não mudam para cada medição e serão utilizados nas equações do modelo e cálculo da incerteza.

Tabela 1 - Constantes do sistema proposto para o resistor PR06

Identificação	Valor	Unidade	Fonte
R_0	99,999981	Ω	Resistor padrão
T_0	25,75	$^{\circ}\text{C}$	Resistor padrão
α	Zero	$1/^{\circ}\text{C}$	Resistor padrão
β	$-7,21 \times 10^{-8}$	$^{\circ}\text{C}^{-2}$	Resistor padrão
U_R	$1,5 \times 10^{-5}$	Ω	Resistor padrão
k_R	2,28	Adimensional	Resistor padrão
a_{term}	0,01	$^{\circ}\text{C}$	Termômetro do PR6
k_{CSU}	1	Adimensional	Sistema PJVS
n	3	Adimensional	Número de medições

Fonte: elaboração própria.

G2 – Variáveis de entrada do sistema proposto

Ao iniciar as medições, o sistema proposto passou a fornecer os resultados de medições para V_{PJVS} , U_{CSU} e T que foram utilizados nas equações do modelo de medição e incerteza associada. Para a corrente de 0,3 mA fornecida pelo DUT ao resistor PR06 os resultados destas medições constam na Tabela 2.

Tabela 2 – Medições realizadas sobre o resistor PR06 submetido a corrente de 0,3 mA.

Identificação	Valor	Unidade
V_{PJVSA}	0,029997304	V
V_{PJVSB}	0,029997250	V
V_{PJVSC}	0,029997260	V
U_{CSUA}	$45,0 \times 10^{-9}$	V
U_{CSUB}	$54,1 \times 10^{-9}$	V
U_{CSUC}	$46,1 \times 10^{-9}$	V
T_1	25,74	°C
T_2	25,74	°C
T_3	25,75	°C
T_4	25,74	°C
T_A	25,74	°C
T_B	25,745	°C
T_C	25,745	°C

Fonte: elaboração própria.

Na tabela 2 as temperaturas T_A , T_B e T_C são as médias das temperaturas inicial e final de cada medição, calculadas utilizando a calculadora Casio modelo fx-82MS. Para o resistor PR06, a temperatura inicial e final para a primeira medição (T_A) foi T_1 e T_2 , a temperatura inicial e final da segunda medição (T_B) foi T_2 e T_3 e as temperaturas inicial e final da terceira medição (T_C) foi T_3 e T_4 .

G2 – Coeficientes de sensibilidade

Para calcular os coeficientes de sensibilidade utilizou-se as constantes de K_1 a K_8 para auxiliar nos cálculos. Essas constantes utilizam os valores apresentados nas tabelas 1 e 2 deste apêndice conforme as equações abaixo.

$$K_1 = R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2 + R_0 \times \alpha \times T + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0 \times T + R_0 \times \beta \times T^2. \quad (G.1)$$

$$K_2 = V_{PJVS}. \quad (G.2)$$

$$K_3 = (1 + \alpha \times T_0 + \beta \times T_0^2 + \alpha \times T + 2 \times \beta \times T_0 \times T + \beta \times T^2) \quad (G.3)$$

$$K_4 = (R_0 + R_0 \times \alpha \times T_0 + R_0 \times \beta \times T_0^2) \quad (G.4)$$

$$K_5 = (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T_0) \quad (G.5)$$

$$K_6 = R_0 \times \beta \quad (G.6)$$

$$K_7 = R_0 + R_0 \times \alpha \times T + R_0 \times \beta \times T^2 \quad (G.7)$$

$$K_8 = (R_0 \times \alpha + 2 \times R_0 \times \beta \times T) \quad (G.8)$$

Onde:

K_i são as constantes definidas pelas equações G.1 a G.8;

R_0 valor do resistor padrão, em Ω ;

α é o coeficiente de temperatura de primeira ordem do resistor padrão, em $1/^\circ\text{C}$;

β é o coeficiente de temperatura de segunda ordem do resistor padrão, em $^\circ\text{C}^{-2}$;

V_{PJVS} é a tensão do sistema PJVS, em V;

T é a temperatura de medição, em $^\circ\text{C}$;

T_0 parâmetro de temperatura do resistor padrão, em $^\circ\text{C}$.

Assim, com a calculadora Casio modelo fx-82MS aplicou-se os valores apresentados nas tabelas 1 e 2 respeitando os resultados para cada medição (A, B e C). Com isso calculou-se as constantes de K_1 a K_8 obtendo os valores apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Resultados calculados para as constantes de K_1 a K_8 obtidos com a calculadora Casio modelo fx-82MS.

Identificação	Valor	Unidade
K_{1A}	99,980866	Ω
K_{1B}	99,980862	Ω
K_{1C}	99,980862	Ω
K_{2A}	0,029997304	V
K_{2B}	0,029997250	V
K_{2C}	0,029997260	V
K_{3A}	0,999808849	$^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$
K_{3B}	0,999808811	$^\circ\text{C}/^\circ\text{C}$

K_{3C}	0,999808811	$^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{C}$
K_{4A}	99,99520032	Ω
K_{4B}	99,99520032	Ω
K_{4C}	99,99520032	Ω
K_{5A}	-0,000371314	$\Omega/^{\circ}\text{C}$
K_{5B}	-0,000371314	$\Omega/^{\circ}\text{C}$
K_{5C}	-0,000371314	$\Omega/^{\circ}\text{C}$
K_{6A}	-0,000007209	$\Omega/^{\circ}\text{C}^2$
K_{6B}	-0,000007209	$\Omega/^{\circ}\text{C}^2$
K_{6C}	-0,000007209	$\Omega/^{\circ}\text{C}^2$
K_{7A}	99,99520403	Ω
K_{7B}	99,99520218	Ω
K_{7C}	9,99520218	Ω
K_{8A}	-0,000371170	$\Omega/^{\circ}\text{C}$
K_{8B}	-0,000371242	$\Omega/^{\circ}\text{C}$
K_{8C}	-0,000341242	$\Omega/^{\circ}\text{C}$

Fonte: elaboração própria.

Os coeficientes de sensibilidade são obtidos a partir destas constantes K_i e dos valores apresentados nas tabelas 1 e 2 cujas relações são apresentadas nas equações abaixo.

$$\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}} = \frac{1}{K_1} \quad (\text{G.9})$$

$$\frac{\partial I}{\partial R_0} = -\frac{K_2}{K_3 \times R_0^2} \quad (\text{G.10})$$

$$\frac{\partial I}{\partial T} = \frac{-K_2 \times K_5 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T}{(K_4 + K_5 \times T + K_6 \times T^2)^2} \quad (\text{G.11})$$

$$\frac{\partial I}{\partial T_0} = \frac{-K_2 \times K_8 - 2 \times K_2 \times K_6 \times T_0}{(K_7 + K_8 \times T_0 + K_6 \times T_0^2)^2} \quad (\text{G.12})$$

Onde:

$\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}}$ é a derivada parcial de I em relação a V_{PJVS} , em $1/\Omega$;

$\frac{\partial I}{\partial R_0}$ é a derivada parcial da corrente em relação ao resistor, em V/Ω^2 ;

$\frac{\partial I}{\partial T}$ é a derivada parcial da corrente em relação a temperatura de medição, em $\text{V}/(\Omega^{\circ}\text{C})$;

$\frac{\partial I}{\partial T_0}$ é a derivada parcial da corrente em relação a temperatura T_0 , em $V/(\Omega^\circ C)$;

Constantes K_i definidas pelas equações G.1 a G.8;

T é a temperatura de medição, em $^\circ C$;

R_0 valor do resistor padrão, em Ω .

T_0 parâmetro de temperatura do resistor padrão, em Ω ;

Assim, utilizando os valores de K_1 a K_8 e os valores apresentados nas tabelas 1 e 2 deste apêndice, calculou-se, com a calculadora Casio modelo fx-82MS, os coeficientes de sensibilidade obtendo os valores apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Coeficientes de sensibilidade obtidos com a calculadora Casio modelo fx-82MS.

Identificação	Valor	Unidade
$\partial I/\partial V_{PJVSA}$	0,010001913	A/ Ω
$\partial I/\partial V_{PJVSB}$	0,010001914	A/ Ω
$\partial I/\partial V_{PJVSC}$	0,010001914	A/ Ω
$\partial I/\partial R_{0A}$	$-3,00054 \times 10^{-6}$	V/ Ω^2
$\partial I/\partial R_{0B}$	$-3,00054 \times 10^{-6}$	V/ Ω^2
$\partial I/\partial R_{0C}$	$-3,00054 \times 10^{-6}$	V/ Ω^2
$\partial I/\partial T_A$	$2,2276 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$
$\partial I/\partial T_B$	$2,2278 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$
$\partial I/\partial T_C$	$2,2278 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$
$\partial I/\partial T_{0A}$	$2,2278 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$
$\partial I/\partial T_{0B}$	$2,2280 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$
$\partial I/\partial T_{0C}$	$2,2280 \times 10^{-9}$	V/ $(\Omega^\circ C)$

Fonte: elaboração própria.

G3 – Incertezas padrão

As incertezas padrão foram calculadas a partir dos valores que constam nas tabelas 1 e 2 deste apêndice aplicando as equações abaixo.

$$up_{CSU} = \frac{U_{CSU}}{k_{CSU}} \quad (G.13)$$

$$up_{res} = \frac{a_{term}}{2\sqrt{3}} \quad (G.14)$$

$$up_R = \frac{U_R}{k_R} \quad (G.15)$$

Onde:

up_{CSU} é a incerteza padrão do sistema PJVS, em V;

U_{CSU} é a incerteza expandida do sistema PJVS, em V;

k_{CSU} é o fator k do sistema PJVS, adimensional;

up_{res} é a incerteza padrão da resolução do termômetro, em °C;

a_{term} é a amplitude da resolução do termômetro, em °C;

up_R é a incerteza padrão devido ao resistor padrão, em Ω ;

U_R é a incerteza expandida do resistor padrão, em Ω ;

k_{CSU} é o fator k para o resistor padrão, adimensional.

Assim, as incertezas padrão do sistema PJVS (up_{CSU}), resolução do termômetro (up_{resol}) e resistor padrão (up_R) para cada uma das três medições (A, B e C) foram calculadas com a calculadora Casio modelo fx-82MS utilizando estas equações e os valores apresentados na Tabela 1 e Tabela 2 deste apêndice. Os valores das incertezas padrão são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Incertezas padrão para o sistema proposto calculadas com a calculadora Casio modelo fx-82MS.

Identificação	Valor	Unidade
up_{CSUA}	$45,0 \times 10^{-9}$	V
up_{CSUB}	$54,1 \times 10^{-9}$	V
up_{CSUC}	$46,1 \times 10^{-9}$	V
up_{resA}	$2,886751346 \times 10^{-3}$	°C
up_{resB}	$2,886751346 \times 10^{-3}$	°C
up_{resC}	$2,886751346 \times 10^{-3}$	°C
up_{RA}	$6,578947 \times 10^{-6}$	Ω
up_{RB}	$6,578947 \times 10^{-6}$	Ω
up_{RC}	$6,578947 \times 10^{-6}$	Ω

Fonte: elaboração própria.

G4 – Componentes de incerteza

A partir dos coeficientes de sensibilidade e das incertezas padrão calculou-se as componentes de incerteza conforme as equações abaixo.

$$u_{CSU} = up_{CSU} \times \left(\frac{\partial I}{\partial V_{PJVS}} \right) \quad (G.16)$$

$$u_{res} = up_{res} \times \left(\frac{\partial I}{\partial T} \right) \quad (G.17)$$

$$u_R = up_R \times \left(\frac{\partial I}{\partial R_0} \right) \quad (G.18)$$

Onde:

u_{CSU} é a componente de incerteza devido ao sistema PJVS, em A;

u_{res} é a componente de incerteza devido a resolução do termômetro, em A;

u_R é a componente de incerteza devido ao resistor padrão, em Ω ; e

Demais variáveis já foram definidas neste capítulo.

Nestas equações, aplicando os valores apresentados na Tabela 4 e Tabela 5 calculou-se a componente de incerteza utilizando a calculadora Casio modelo fx-82MS. Os valores obtidos são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Componente de incerteza para o sistema proposto calculadas com a calculadora Casio modelo fx-82MS.

Identificação	Valor	Unidade
u_{CSUA}	$4,50086085 \times 10^{-10}$	A
u_{CSUB}	$5,411035474 \times 10^{-10}$	A
u_{CSUC}	$4,610882354 \times 10^{-10}$	A
u_{resA}	$6,430527829 \times 10^{-12}$	A
u_{resB}	$6,431104649 \times 10^{-12}$	A
u_{resC}	$6,431104649 \times 10^{-12}$	A
u_{RA}	$1,974039474 \times 10^{-11}$	A
u_{RB}	$1,974039474 \times 10^{-11}$	A
u_{RC}	$1,974039474 \times 10^{-11}$	A

Fonte: elaboração própria.

Conforme apresentado no capítulo 4.7, para cada componente de incerteza selecionou-se a maior entre as três disponíveis (A, B ou C) para compor a incerteza combinada do sistema proposto. A maior incerteza do tipo B para cada componente de incerteza é apresentada na Tabela 7.

Tabela 7 – Componentes de incerteza escolhidas para compor a incerteza combinada.

Identificação	Valor	Unidade
u_{CSU}	$5,411035474 \times 10^{-10}$	A
u_{res}	$6,431104649 \times 10^{-12}$	A
u_R	$1,974039474 \times 10^{-11}$	A

Fonte: elaboração própria.

G5 – Cálculo do mensurando I e incerteza tipo A

O mensurando pode ser calculado a partir das constantes K_1 e K_2 conforme a relação abaixo.

$$I = K_2/K_1 \quad (\text{G.18})$$

Onde:

K_2 foi definido pela equação G.2, em V;

K_1 foi o definido pela equação G.1, em Ω .

Assim, com a calculadora Casio modelo fx-82MS calculou-se o mensurando para cada uma das três medições (I_A , I_B e I_C) conforme apresentado na Tabela 8.

Tabela 8 – Correntes calculadas com a calculadora Casio modelo fx-82MS a partir das constantes K_2 e K_1 .

Identificação	Valor	Unidade
I_A	$3,000304487 \times 10^{-4}$	A
I_B	$3,000299197 \times 10^{-4}$	A
I_C	$3,000300197 \times 10^{-4}$	A

Fonte: elaboração própria.

Para esta série de três medições de corrente (I_A , I_B e I_C) calculou-se a média I_{Ca} e o desvio padrão amostral s_1 utilizando as funcionalidades já existentes na calculadora Casio modelo fx-

82MS. Dessa forma, a média e o desvio padrão amostral para a corrente são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Média, desvio padrão amostral e incerteza tipo A da corrente calculados com a calculadora Casio modelo fx-82MS.

Identificação	Valor	Unidade
I_{Ca}	$3,000301294 \times 10^{-4}$	A
s_I	$2,801785145 \times 10^{-10}$	A
u_A	$1,617611408 \times 10^{-10}$	A

Fonte: elaboração própria.

A incerteza do tipo A (u_A) apresentada na Tabela 9 é função do desvio padrão amostral apresentado na Tabela 9 e o número de medições n apresentado na Tabela 1 ($n=3$) cuja relação é apresentada na equação abaixo.

$$u_A = \frac{s_I}{\sqrt{n}} \quad (\text{G.19})$$

Onde:

u_A é a incerteza tipo A, em A;

s_I é o desvio padrão amostral da corrente, em A; e

n é o número de medições, adimensional.

G5 – Cálculo da incerteza combinada, graus de liberdade efetivos, fator k e incerteza expandida

A incerteza combinada é calculada a partir da equação abaixo.

$$u_C = \sqrt{u_A^2 + u_{CSU}^2 + u_{res}^2 + u_R^2} \quad (\text{G.20})$$

Onde:

u_C é a incerteza combinada, em A;

u_A é a incerteza tipo A, em A;

u_{CSU} é a componente de incerteza do sistema PJVS, em A;

u_{res} é a componente de incerteza da resolução do termômetro, em A;

u_R é a componente de incerteza devido ao resistor padrão, em A;

Assim aplicando os valores apresentados na Tabela 7 e Tabela 9 obteve-se o seguinte valor para a incerteza combinada.

$$u_C = 5,651394447 \times 10^{-10} \text{A} \quad (\text{G.21})$$

Utilizou-se a da equação de Welch-Satterthwite, apresentada abaixo, para calcular o número de graus de liberdade efetivos.

$$v_{\text{eff}} = \frac{u_C^4}{\frac{u_A^4}{(n-1)}} \quad (\text{G.22})$$

Onde:

v_{eff} é o número de graus de liberdade efetivos, adimensional;

u_C é a incerteza combinada, em A;

u_A é a incerteza tipo A, adimensional;

n é o número de medições, adimensional.

A partir dos valores apresentados na equação G.21, Tabela 9 e Tabela 1 calculou-se com calculadora Casio modelo fx-82MS o número de graus de liberdade efetivos (v_{eff}) apresentado a seguir.

$$v_{\text{eff}} = 297,958427 \quad (\text{G.23})$$

Onde:

v_{eff} é o número de graus de liberdade efetivos, adimensional;

O fator k foi obtido a partir dos graus de liberdade efetivos e da probabilidade de abrangência de 95%. Ressalta-se que a calculadora Casio modelo fx-82MS não possui esta função e por isso, apenas neste momento, utilizou-se uma função específica do Excel que está identificada abaixo já com o valor dos parâmetros utilizados.

$$f_{atk} = \text{INV.T.BC}(0,05, 297,958427) = 1,967984 \quad (\text{G.24})$$

Onde:

f_{atk} é o fator k, adimensional;

Vale ressaltar que o primeiro parâmetro da função representa o complemento para 100% do intervalo de abrangência desejado (que foi de 95%) e o segundo parâmetro representa o número de graus de liberdade efetivos apresentado na equação G.23.

A incerteza expandida foi obtida a partir da equação abaixo.

$$U_{Ca} = u_c \times fatk \quad (G.25)$$

Onde:

U_{Ca} é a incerteza expandida calculada pela calculadora, em A;

$fatk$ é o fator k, adimensional.

Aplicando os valores apresentados em G.21 e G.24 obteve-se com a calculadora Casio modelo fx-82MS a incerteza padrão apresentada abaixo.

$$U_{Ca} = 1,1121853 \times 10^{-9} \text{ A} \quad (G.26)$$

G6 – Erro absoluto para a incerteza expandida e para o mensurando

O erro absoluto para a incerteza expandida calculada entre a calculadora Casio modelo fx-82MS e a planilha que implementa o sistema proposto é apresentado abaixo.

$$eu_{CaPl} = U_{Ca} - U_{Pl} \quad (G.27)$$

Onde:

eu_{CaPl} é o erro absoluto da incerteza expandida, em A;

U_{Ca} é a incerteza expandida da corrente, calculada com a Casio fx-82MS, em A;

U_{Pl} é a incerteza expandida da corrente calculada com a planilha, em A.

O valor de U_{Ca} está apresentado em G.26. O valor da incerteza expandida, obtido a partir de planilha que implementa, o modelo é apresentado abaixo.

$$U_{Pl} = 1,1113746 \times 10^{-9} \text{ A} \quad (G.28)$$

E aplicando os resultados apresentados em G.28 e G.26 em G.27 e arredondando para três algarismos significativos, obtém-se o erro absoluto para a incerteza da planilha em relação a calculadora Casio modelo fx-82MS.

$$eu_{CaPl} = 8,48 \times 10^{-13} \text{ A} \quad (G.29)$$

Para o mensurando (corrente), o erro absoluto entre o valor obtido pela calculadora Casio modelo fx-82MS e a planilha que implementa o sistema proposto é apresentado abaixo.

$$eI_{CaPl} = I_{Ca} - I_{Pl} \quad (G.30)$$

Onde:

eI_{CaPl} é o erro da corrente calculada pela planilha em relação a Casio fx-82MS, em A;

I_{Ca} é a corrente calculada a partir da Casio fx-82MS, em A;

I_{Pl} é a corrente calculada pela planilha, em A;

O valor de I_{Ca} está apresentado na Tabela 9 e o valor da incerteza expandida obtido a partir de planilha que implementa o modelo é apresentado abaixo.

$$I_{Pl} = 3,00030128 \times 10^{-4} \text{ A} \quad (\text{G.31})$$

E aplicando os resultados apresentados na Tabela 9 e G.31 em G.30 e arredondando para três algarismos significativos, obtém-se o erro absoluto para o mensurando da planilha em relação a calculadora Casio modelo fx-82MS.

$$eI_{CaPl} = 1,40 \times 10^{-12} \text{ A} \quad (\text{G.32})$$

Estes valores de erros absolutos tanto para corrente quanto para a incerteza expandida mostram que a divergência entre os valores calculados pela planilha e pela calculadora Casio modelo fx-82MS são muito próximos. Assim, a planilha implementa adequadamente as equações do modelo e incerteza associada porque apresentou valores muito próximos aos calculados pela calculadora Casio modelo fx-82MS quando ela utilizou mesmas equações e valores da planilha.

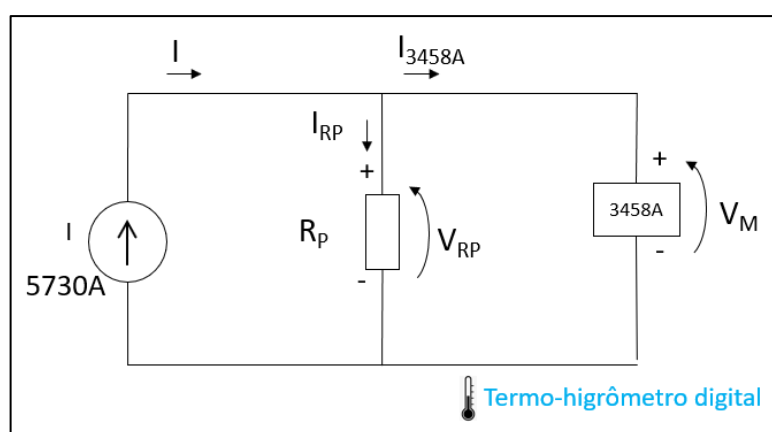
APÊNDICE H – MATERIAIS, MÉTODO E RESULTADOS DO LACEL

Para calibração do 5730A o Lacel utilizou os seguintes equipamentos:

- Computador;
- Multímetro 3458A do fabricante Agilent Technologies dos Estados Unidos;
- Resistores padrão com as seguintes resistências: 100 Ω , 1 k Ω e 10 k Ω do fabricante Tinsley dos Estados Unidos;
- Termo-higrômetro do fabricante Rotronic modelo HygroPalm 2.

Estes equipamentos foram conectados conforme a figura 1.

Figura 1: Conexão elétrica dos equipamentos utilizados pelo Lacel



Fonte: elaboração própria.

Assim, o Lacel calculou a corrente fornecida pelo DUT utilizando a medição da tensão sobre um resistor padrão. Para tanto, utilizando um programa desenvolvido em Labview, calibrou-se o 5730A de forma automática utilizando interface GPIB para realizar a comunicação entre o computador (com o software em Labview), o DUT (5730A) e o multímetro 3458A.

Para cada medição de corrente fornecida pelo DUT foram realizadas 5 medições de tensão do 3458A com intervalo de 1 minuto entre cada medição. Durante as medições, primeiramente esgotava-se todas as cinco medições de tensão somente depois variava-se a corrente fornecida pelo DUT para calibração do novo ponto de corrente.

Para calibrar as correntes das faixas de 220 μ A, 2,2 mA e 22 mA do 5730A o Lacel utilizou resistores de 10 k Ω , 1 k Ω e 100 Ω respectivamente.

A medição de temperatura e humidade foram feitas apenas para verificar se, durante as medições, estas grandezas estavam compreendidas entre 21,5 °C e 23,5 °C e 45 % e 55 % respectivamente.

A calibração do DUT pelo Lacel apresentou os valores que seguem na Tabela 1.

Tabela 1 - Resultados das medições do 5730A realizado pelo Lancel.

Informações da tela do 5730			Mensurando	Erro calculado pela planilha		Incerteza calculada pela planilha			
Faixa do 5730	Tela 5730 A	unidade da tela	I [A]	e [μ A]	e_{rel} [μ A/A]	v_{effn} [adimensional]	k_n [A]	U_n [μ A]	U_{rel} [μ A/A]
220 μ A (resolução 0,1 nA = 0,0001 μ A)	10,000	μ A	0,01000001	8,0E-06	0,8	1018812	2	1,5E-04	15,0
	50,000	μ A	0,04999976	-2,3E-04	-4,7	62872	2	4,0E-04	8,0
	100,0000	μ A	0,09999932	-6,8E-04	-6,8	355813053	2	7,8E-04	7,8
	150,0000	μ A	0,14999880	-1,2E-03	-8	1924575	2	1,2E-03	8,0
	200,0000	μ A	0,19999830	-1,7E-03	-8,3	108803411	2	1,6E-03	8,0
2,2 mA (resolução 1 nA = 0,000 001 mA)	0,300000	mA	0,30000200	2,0E-03	6,5	17754917	2	2,7E-03	9,0
	0,500000	mA	0,50000190	1,9E-03	3,7	3745205	2	4,0E-03	8,0
	0,800000	mA	0,80000120	1,2E-03	1,5	22741096	2	6,3E-03	7,9
	1,000000	mA	1,00000100	1,1E-03	1,1	3724360054	2	7,8E-03	7,8
	1,200000	mA	1,20000050	4,8E-04	0,4	2842818	2	9,3E-03	7,7
	1,500000	mA	1,49999900	-7,5E-04	-0,5	59165637	2	1,2E-02	8,0
	1,600000	mA	1,59999900	-6,4E-04	-0,4	9686712	2	1,2E-02	7,5

	2,00 0000	mA	1,9999 9800	-1,6E- 03	-0,8	21470980	2	1,5E-02	7,5
	2,20 000	mA	2,2000 0200	1,8E- 03	0,8	124460	2	2,1E-02	9,5
	2,50 000	mA	2,4999 9800	-2,0E- 03	-0,8	4101460	2	2,3E-02	9,2
	2,60 000	mA	2,5999 9700	-3,4E- 03	-1,3	29263209	2	2,4E-02	9,2
22 mA	2,80 000	mA	2,7999 9700	-2,8E- 03	-1	1719813	2	2,6E-02	9,3
(resolução	3,00 000	mA	2,9999 9800	-2,1E- 03	-0,7	49867190	2	2,7E-02	9,0
10 nA =	4,00 000	mA	3,9999 9900	-8,0E- 04	-0,2	3827362	2	3,5E-02	8,8
0,00001	6,00 000	mA	6,0000 0000	6,0E- 04	0,1	38472463	2	4,8E-02	8,0
mA)	8,00 000	mA	8,0000 0000	0,0E+0 0	0	11543128 6	2	6,3E-02	7,9
	10,0 0000	mA	9,9999 9900	-1,0E- 03	-0,1	14609128	2	7,8E-02	7,8

Fonte: elaboração própria.

APÊNDICE I – PRODUTOS GERADOS E ENTREGUES NESTA PESQUISA

Seguem os produtos entregues com esta pesquisa:

- Artigo científico intitulado *Operating principle of electric current primary standard based on Ohm's law, Josephson and quantum hall effects* apresentado no congresso Metrologia 2023 em Petrópolis-RJ de 28 a 30 de novembro de 2023;
- Artigo científico intitulado *Operating principle and first results of electric current primary standard based on Ohm's law, Josephson and quantum Hall effects* submetido para a revista Measurement Science Review; e
- Programa em Python, denominado Iprim, responsável pela implementação do sistema proposto. Código fonte completo disponível em: <https://github.com/WesleyCS1987/Iprim.git>